

TELEFUNKEN LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG,
WERKSTATT UND SERVICE

Band 5



BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

TELEFUNKEN LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG,
WERKSTATT UND SERVICE

BAND 5



FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

**Verlagsausgabe des TELEFUNKEN-
Laborbuches für Röhren und Halbleiter**

BAND 5

erschienen im Franzis-Verlag München

1. Ausgabe 1971

Herausgeber :

**ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN**

Fachbereiche Röhren / Halbleiter, Ulm/Donau

Eine Gewähr dafür, daß die im TELEFUNKEN-LABORBUCH beschriebenen Schaltungen, Geräte und Verfahren frei von Schutzrechtsansprüchen sind, kann nicht übernommen werden.

Alle Rechte, insbesondere das Recht der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Nachdruck und photomechanische Wiedergabe nur mit ausdrücklicher Genehmigung des Herausgebers.

Copyright 1971 by AEG-TELEFUNKEN, Ulm/Donau

Druck: Brüder Hartmann, Berlin

Printed in Western Germany

Das TELEFUNKEN-LABORBUCH

BIBLIOTHEEK

N.V.H.R.

Was ist es?

Eine Zusammenfassung der drei in den Röhrentaschenbüchern 1967, 1968 und 1969 enthaltenen Anhänge. Die Einzelaufsätze wurden zu diesem Zweck gründlich überarbeitet oder neu gestaltet, um letzte Ergebnisse der sich stetig entwickelnden Technik berücksichtigen zu können.

Wie entstand es?

Aus der Zusammenarbeit vieler Laboringenieure. Sie steuerten die Resultate eigener theoretischer Überlegungen, experimenteller Arbeiten bei. Sie bemühten sich, Bekanntes, aber nicht immer Gegenwärtiges in eine zwar gedrängte, trotzdem übersichtliche und leicht verständliche Form zu bringen.

Kurz, sie wollten die trockenen Datentabellen der aktiven Bauelemente, also der Röhren, Halbleiter und Bauteile, durch Hinweise auf ihre Anwendung und die dazu notwendigen Grundlagen lebendig machen.

Was will es sein?

Ein Hilfsmittel für Labor, Werkstatt und Unterricht. Es will in gleicher Weise Anregungen für die Lösung spezieller Schaltaufgaben vermitteln wie auch Auskunft geben auf manche wichtige Frage der vielfältigen

Hochfrequenz- und Nachrichten-Technik,

Elektronik sowie der Elektro-Akustik.

Selbst aus der Laborpraxis entstanden, sei es ein Helfer für die Praxis in Labor und Werkstatt!

Inhalt

	Seite
Winkelfunktionen von Sinus und Cosinus	7
Tangens und Cotangens	10
Lineare Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten	13
Basis-Emitter-Gleichspannungs-Einstellung für Transistor-Verstärkerstufen	25
Abmessungen der Kühlbleche für Leistungs-Transistoren	34
Anheizzeiten der Elektronenröhren	45
Dezimal- und Dual-Zahlen	49
Karnaugh-Tafeln	54
Grundsaltungen für digitale Datenverarbeitung	68
(Monolithisch) integrierte Digital-Saltungen	74
Zähldekoden mit dem JK-Flipflop FPI 101	80
Wahl der Farbträger-Frequenz beim PAL-Farbfernseh-Verfahren ..	88
Erforderliche Verzögerungszeit im PAL-Laufzeit-Decoder	93
PAL-Laufzeit-Decoder	96
Das Synchronisieren des PAL-Umschalters im Farb-Fernsehempfänger mit Hilfe des alternierenden Bursts	101
Passiver Farbträger-Regenerator	106
Zf-Verstärker in Drucktechnik für Farb-Fernsehgerät	112
Zf-Endstufe mit Transistor BF 311 im Farb-Fernsehempfänger	117
Schaltung zum RGB-Ansteuern mit Transistoren	120
RGB-Ansteuern mit Röhren	123
Farb-Differenzsignal-Verstärker mit 3×EF 184	126
Klemmschaltungen	128
Zwei-Dioden-Klemmschaltung mit BA 173	133
Zeilen-Endstufe für Farb-Fernsehgerät mit Ballaströhre	137
ohne Ballaströhre	142

Hochspannungskaskade für Farb-Fernsehempfänger	146
Entmagnetisierung von Farbbildröhren	152
Farbträger-Generator mit Phasenschieber	157
Einfacher Farbstreifen-Generator	163
5,5-MHz-Ton-Zf-Verstärker	170
Ton-Zf-Verstärker mit selbstbegrenzendem Demodulator	172
Einfluß der Spannung am Video-Demodulator auf die Gradation ..	176
Eisenlose Vertikal-Ablenkschaltung für 200 V Speisespannung	180
Vertikal-Ablenkschaltungen mit der PL 805	186
UHF-Verstärker mit Abstimm-Diode und Streifenleitung	191
VHF-Tuner mit Abstimm-Diode	195
Diodenabstimmung beim UKW-Tuner	201
AM-FM-Zf-Verstärker mit Silizium-Transistoren für geregelte Mischstufe	205
Sender-Endstufe für Funksprechgeräte mit Transistor 2 N 3866	210
EC 8020 in Verstärker und Frequenzverdreifacher	212
Die Röhre 8255 bei Frequenzen über 1 GHz	215
Linearer Hf-Meßgleichrichter mit Schottky-Dioden BAX 26	220
Wechselspannungs-Verstärker mit elektronisch umschaltbarem Verstärkungsgrad	222
Bemessen von Transistor-Oszillatoren für hohe Frequenzen	227
Nf-Rauschzahl moderner Silizium-Planar-Transistoren	231
Transistor-Nf-Verstärker für hohe Speisespannung	235
Nf-Verstärker-Schaltungen mit den Transistoren AD 152 und AD 155 ..	238
Nf-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Treiberstufe ..	244
Nf-Verstärker mit Komplementär-Transistor-Endstufen	251
Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit Silizium-Transistoren	257
Datenangaben für (Hi-Fi-)Nf-Verstärker	262
Halbleiter-D-Verstärker	265
PDM-Nf-Verstärker	267
Mit idealem Schalter geschalteter Gleichstromkreis	276
Transistor-Schalter-Verstärker	287
Die Abstimm-Anzeige-Röhre EM 800	291
Gasgefüllte Ziffernanzeigeröhren	293

	Seite
Annäherungsschalter mit Relaisröhren ZC 1010	303
Hochspannungsquelle für Bildwandler-Röhren	308
Netzgerät mit veränderbarer Ausgangs-Gleichspannung	313
Netzgerät mit elektronischer, selbsttätig wiedereinschaltender Sicherung	317
Elektronische Sicherung	323
Transistoren als Stellglied in Gleichspannungs- bzw. Gleichstrom-Konstanthaltern	326
Stabilisierte Netzgeräte zum Speisen von Batteriegeräten	333
Automatisches Ladegerät für Blei-Akkumulatoren	336
Gleichspannungswandler für niedrige Speisespannung	340
Lichtelektrisches Steuerelement BPX 28	342
Schaltungen mit dem lichtelektrischen Steuerelement BPX 28	344
Netzgerät mit Helligkeitsregelung für Halogen-Lampe	348
Automatischer Parklichtschalter für Kraftfahrzeuge	350
Elektronischer Drehzahlmesser für Benzinmotoren	351
Motor-Zündschaltung mit Thyristor	353
Impulsgeber für den Scheibenwischer	355
Richtungs- und Warn-Blink-Steuerschaltung	357
 Stichwörter-Verzeichnis für TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I ... V ..	 361
 Inhalts-Verzeichnis nach Sachgebieten für TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I ... V ..	 403

Winkelfunktionen von Sinus und Cosinus

cos

Grad	,0	,1	,2	,3	,4	,5	,6	,7	,8	,9	,0	Grad
0	0,0000	0,0017	0,0035	0,0052	0,0070	0,0087	0,0105	0,0122	0,0140	0,0157	0,0175	89
1	0,0175	0,0192	0,0209	0,0227	0,0244	0,0262	0,0279	0,0297	0,0314	0,0332	0,0349	88
2	0,0349	0,0366	0,0384	0,0401	0,0419	0,0436	0,0454	0,0471	0,0488	0,0506	0,0523	87
3	0,0523	0,0541	0,0558	0,0576	0,0593	0,0610	0,0628	0,0645	0,0663	0,0680	0,0698	86
4	0,0698	0,0715	0,0732	0,0750	0,0767	0,0785	0,0802	0,0819	0,0837	0,0854	0,0872	85
5	0,0872	0,0889	0,0906	0,0924	0,0941	0,0958	0,0976	0,0993	0,1011	0,1028	0,1045	84
6	0,1045	0,1063	0,1080	0,1097	0,1115	0,1132	0,1149	0,1167	0,1184	0,1201	0,1219	83
7	0,1219	0,1236	0,1253	0,1271	0,1288	0,1305	0,1323	0,1340	0,1357	0,1374	0,1392	82
8	0,1392	0,1409	0,1426	0,1444	0,1461	0,1478	0,1495	0,1513	0,1530	0,1547	0,1564	81
9	0,1564	0,1582	0,1599	0,1616	0,1633	0,1650	0,1668	0,1685	0,1702	0,1719	0,1736	80
10	0,1736	0,1754	0,1771	0,1788	0,1805	0,1822	0,1840	0,1857	0,1874	0,1891	0,1908	79
11	0,1908	0,1925	0,1942	0,1959	0,1977	0,1994	0,2011	0,2028	0,2045	0,2062	0,2079	78
12	0,2079	0,2096	0,2113	0,2130	0,2147	0,2164	0,2181	0,2198	0,2215	0,2232	0,2250	77
13	0,2250	0,2267	0,2284	0,2300	0,2317	0,2334	0,2351	0,2368	0,2385	0,2402	0,2419	76
14	0,2419	0,2436	0,2453	0,2470	0,2487	0,2504	0,2521	0,2538	0,2554	0,2571	0,2588	75
15	0,2588	0,2605	0,2622	0,2639	0,2656	0,2672	0,2689	0,2706	0,2723	0,2740	0,2756	74
16	0,2756	0,2773	0,2790	0,2807	0,2823	0,2840	0,2857	0,2874	0,2890	0,2907	0,2924	73
17	0,2924	0,2940	0,2957	0,2974	0,2990	0,3007	0,3024	0,3040	0,3057	0,3074	0,3090	72
18	0,3090	0,3107	0,3123	0,3140	0,3156	0,3173	0,3190	0,3206	0,3223	0,3239	0,3256	71
19	0,3256	0,3272	0,3289	0,3305	0,3322	0,3338	0,3355	0,3371	0,3387	0,3404	0,3420	70
20	0,3420	0,3437	0,3453	0,3469	0,3486	0,3502	0,3518	0,3535	0,3551	0,3567	0,3584	69
21	0,3584	0,3600	0,3616	0,3633	0,3649	0,3665	0,3681	0,3697	0,3714	0,3730	0,3746	68
22	0,3746	0,3762	0,3778	0,3795	0,3811	0,3827	0,3843	0,3859	0,3875	0,3891	0,3907	67
23	0,3907	0,3923	0,3939	0,3955	0,3971	0,3987	0,4003	0,4019	0,4035	0,4051	0,4067	66
24	0,4067	0,4083	0,4099	0,4115	0,4131	0,4147	0,4163	0,4179	0,4195	0,4210	0,4226	65
25	0,4226	0,4242	0,4258	0,4274	0,4289	0,4305	0,4321	0,4337	0,4352	0,4368	0,4384	64
26	0,4384	0,4399	0,4415	0,4431	0,4446	0,4462	0,4478	0,4493	0,4509	0,4524	0,4540	63
27	0,4540	0,4555	0,4571	0,4586	0,4602	0,4617	0,4633	0,4648	0,4664	0,4679	0,4695	62
28	0,4695	0,4710	0,4726	0,4741	0,4756	0,4772	0,4787	0,4802	0,4818	0,4833	0,4848	61
29	0,4848	0,4863	0,4879	0,4894	0,4909	0,4924	0,4939	0,4955	0,4970	0,4985	0,5000	60

sin

Grad	.0	.1	.2	.3	.4	.5	.6	.7	.8	.9	Grad	
30	0.5000	0.5015	0.5030	0.5045	0.5060	0.5075	0.5900	0.5105	0.5120	0.5135	0.5150	59
31	0.5150	0.5165	0.5180	0.5195	0.5210	0.5225	0.5240	0.5255	0.5270	0.5284	0.5299	58
32	0.5299	0.5314	0.5329	0.5344	0.5358	0.5373	0.5388	0.5402	0.5417	0.5432	0.5446	57
33	0.5446	0.5461	0.5476	0.5490	0.5505	0.5519	0.5534	0.5548	0.5563	0.5577	0.5592	56
34	0.5592	0.5606	0.5621	0.5635	0.5650	0.5664	0.5678	0.5693	0.5707	0.5721	0.5736	55
35	0.5736	0.5750	0.5764	0.5779	0.5793	0.5807	0.5821	0.5835	0.5850	0.5864	0.5878	54
36	0.5878	0.5892	0.5906	0.5920	0.5934	0.5948	0.5962	0.5976	0.5990	0.6004	0.6018	53
37	0.6018	0.6032	0.6046	0.6060	0.6074	0.6088	0.6101	0.6115	0.6129	0.6143	0.6157	52
38	0.6157	0.6170	0.6184	0.6198	0.6211	0.6225	0.6239	0.6252	0.6266	0.6280	0.6293	51
39	0.6293	0.6307	0.6320	0.6334	0.6347	0.6361	0.6374	0.6388	0.6401	0.6414	0.6428	50
40	0.6428	0.6441	0.6455	0.6468	0.6481	0.6494	0.6508	0.6521	0.6534	0.6547	0.6561	49
41	0.6561	0.6574	0.6587	0.6600	0.6613	0.6626	0.6639	0.6652	0.6665	0.6678	0.6691	48
42	0.6691	0.6704	0.6717	0.6730	0.6743	0.6756	0.6769	0.6782	0.6794	0.6807	0.6820	47
43	0.6820	0.6833	0.6845	0.6858	0.6871	0.6884	0.6896	0.6909	0.6921	0.6934	0.6947	46
44	0.6947	0.6959	0.6972	0.6984	0.6997	0.7009	0.7022	0.7034	0.7046	0.7059	0.7071	45
45	0.7071	0.7083	0.7096	0.7108	0.7120	0.7133	0.7145	0.7157	0.7169	0.7181	0.7193	44
46	0.7193	0.7206	0.7218	0.7230	0.7242	0.7254	0.7266	0.7278	0.7290	0.7302	0.7314	43
47	0.7314	0.7325	0.7337	0.7349	0.7361	0.7373	0.7385	0.7396	0.7408	0.7420	0.7431	42
48	0.7431	0.7443	0.7455	0.7466	0.7478	0.7490	0.7501	0.7513	0.7524	0.7536	0.7547	41
49	0.7547	0.7559	0.7570	0.7581	0.7593	0.7604	0.7615	0.7627	0.7638	0.7649	0.7660	40
50	0.7660	0.7672	0.7683	0.7694	0.7705	0.7716	0.7727	0.7738	0.7749	0.7760	0.7771	39
51	0.7771	0.7782	0.7793	0.7804	0.7815	0.7826	0.7837	0.7848	0.7859	0.7869	0.7880	38
52	0.7880	0.7891	0.7902	0.7912	0.7923	0.7934	0.7944	0.7955	0.7965	0.7976	0.7986	37
53	0.7986	0.7997	0.8007	0.8018	0.8028	0.8039	0.8049	0.8059	0.8070	0.8080	0.8090	36
54	0.8090	0.8100	0.8111	0.8121	0.8131	0.8141	0.8151	0.8161	0.8171	0.8181	0.8192	35
55	0.8192	0.8202	0.8211	0.8221	0.8231	0.8241	0.8251	0.8261	0.8271	0.8281	0.8290	34
56	0.8290	0.8300	0.8310	0.8320	0.8329	0.8339	0.8348	0.8358	0.8368	0.8377	0.8387	33
57	0.8387	0.8396	0.8406	0.8415	0.8425	0.8434	0.8443	0.8453	0.8462	0.8471	0.8480	32
58	0.8480	0.8490	0.8499	0.8508	0.8517	0.8526	0.8536	0.8545	0.8554	0.8563	0.8572	31
59	0.8572	0.8581	0.8590	0.8599	0.8607	0.8616	0.8625	0.8634	0.8643	0.8652	0.8660	30

Grad	.0	.1	.2	.3	.4	.5	.6	.7	.8	.9	Grad
60	0.8660	0.8669	0.8678	0.8686	0.8695	0.8704	0.8712	0.8721	0.8729	0.8738	29
61	0.8746	0.8755	0.8763	0.8771	0.8780	0.8788	0.8796	0.8805	0.8813	0.8821	28
62	0.8829	0.8838	0.8846	0.8854	0.8862	0.8870	0.8878	0.8886	0.8894	0.8902	27
63	0.8910	0.8918	0.8926	0.8934	0.8942	0.8949	0.8957	0.8965	0.8973	0.8980	26
64	0.8988	0.8996	0.9003	0.9011	0.9018	0.9026	0.9033	0.9041	0.9048	0.9056	25
65	0.9063	0.9070	0.9078	0.9085	0.9092	0.9100	0.9107	0.9114	0.9121	0.9128	24
66	0.9135	0.9143	0.9150	0.9157	0.9164	0.9171	0.9178	0.9184	0.9191	0.9198	23
67	0.9205	0.9212	0.9219	0.9225	0.9232	0.9239	0.9245	0.9252	0.9259	0.9265	22
68	0.9272	0.9278	0.9285	0.9291	0.9298	0.9304	0.9311	0.9317	0.9323	0.9330	21
69	0.9336	0.9342	0.9348	0.9354	0.9361	0.9367	0.9373	0.9379	0.9385	0.9391	20
70	0.9397	0.9403	0.9409	0.9415	0.9421	0.9426	0.9432	0.9438	0.9444	0.9449	19
71	0.9455	0.9461	0.9466	0.9472	0.9478	0.9483	0.9489	0.9494	0.9500	0.9505	18
72	0.9511	0.9516	0.9521	0.9527	0.9532	0.9537	0.9542	0.9548	0.9553	0.9558	17
73	0.9563	0.9568	0.9573	0.9578	0.9583	0.9588	0.9593	0.9598	0.9603	0.9608	16
74	0.9613	0.9617	0.9622	0.9627	0.9632	0.9636	0.9641	0.9646	0.9650	0.9655	15
75	0.9659	0.9664	0.9668	0.9673	0.9677	0.9681	0.9686	0.9690	0.9694	0.9699	14
76	0.9703	0.9707	0.9711	0.9715	0.9720	0.9724	0.9728	0.9732	0.9736	0.9740	13
77	0.9744	0.9748	0.9751	0.9755	0.9759	0.9763	0.9767	0.9770	0.9774	0.9778	12
78	0.9781	0.9785	0.9789	0.9792	0.9796	0.9799	0.9803	0.9806	0.9810	0.9813	11
79	0.9816	0.9820	0.9823	0.9826	0.9829	0.9833	0.9836	0.9839	0.9842	0.9845	10
80	0.9848	0.9851	0.9854	0.9857	0.9860	0.9863	0.9866	0.9869	0.9871	0.9874	9
81	0.9877	0.9880	0.9882	0.9885	0.9888	0.9890	0.9893	0.9895	0.9898	0.9900	8
82	0.9903	0.9905	0.9907	0.9910	0.9912	0.9914	0.9917	0.9919	0.9921	0.9923	7
83	0.9925	0.9928	0.9930	0.9932	0.9934	0.9936	0.9938	0.9940	0.9942	0.9943	6
84	0.9945	0.9947	0.9949	0.9951	0.9952	0.9954	0.9956	0.9957	0.9959	0.9960	5
85	0.9962	0.9963	0.9965	0.9966	0.9968	0.9969	0.9971	0.9972	0.9973	0.9974	4
86	0.9976	0.9977	0.9978	0.9979	0.9980	0.9981	0.9982	0.9983	0.9984	0.9985	3
87	0.9986	0.9987	0.9988	0.9989	0.9990	0.9991	0.9991	0.9992	0.9993	0.9994	2
88	0.9994	0.9995	0.9995	0.9996	0.9996	0.9997	0.9997	0.9997	0.9998	0.9998	1
89	0.9998	0.9999	0.9999	0.9999	0.9999	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	0

Winkelfunktionen von Tangens und Cotangens

tan

cot

Grad	.0	.1	.2	.3	.4	.5	.6	.7	.8	.9	.0	.1	.2	.3	.4	.5	.6	.7	.8	.9	Grad
0	0,0000	0,0017	0,0035	0,0052	0,0070	0,0087	0,0105	0,0122	0,0140	0,0157	0,0175	0,0192	0,0210	0,0227	0,0245	0,0262	0,0280	0,0297	0,0314	0,0332	89
1	0,0175	0,0192	0,0209	0,0227	0,0244	0,0262	0,0279	0,0297	0,0314	0,0332	0,0349	0,0367	0,0384	0,0402	0,0420	0,0437	0,0455	0,0472	0,0489	0,0507	88
2	0,0349	0,0367	0,0384	0,0402	0,0419	0,0437	0,0455	0,0472	0,0489	0,0507	0,0524	0,0542	0,0559	0,0577	0,0594	0,0612	0,0629	0,0647	0,0664	0,0682	87
3	0,0524	0,0542	0,0559	0,0577	0,0594	0,0612	0,0629	0,0647	0,0664	0,0682	0,0699	0,0717	0,0734	0,0752	0,0769	0,0787	0,0805	0,0822	0,0840	0,0857	86
4	0,0699	0,0717	0,0734	0,0752	0,0769	0,0787	0,0805	0,0822	0,0840	0,0857	0,0875	0,0892	0,0910	0,0928	0,0945	0,0963	0,0981	0,0998	0,1016	0,1033	85
5	0,0875	0,0892	0,0910	0,0928	0,0945	0,0963	0,0981	0,0998	0,1016	0,1033	0,1051	0,1068	0,1086	0,1104	0,1122	0,1139	0,1157	0,1175	0,1192	0,1210	84
6	0,1051	0,1068	0,1086	0,1104	0,1122	0,1139	0,1157	0,1175	0,1192	0,1210	0,1228	0,1246	0,1263	0,1281	0,1299	0,1317	0,1334	0,1352	0,1370	0,1388	83
7	0,1228	0,1246	0,1263	0,1281	0,1299	0,1317	0,1334	0,1352	0,1370	0,1388	0,1405	0,1423	0,1441	0,1459	0,1477	0,1495	0,1512	0,1530	0,1548	0,1566	82
8	0,1405	0,1423	0,1441	0,1459	0,1477	0,1495	0,1512	0,1530	0,1548	0,1566	0,1584	0,1602	0,1620	0,1638	0,1655	0,1673	0,1691	0,1709	0,1727	0,1745	81
9	0,1584	0,1602	0,1620	0,1638	0,1655	0,1673	0,1691	0,1709	0,1727	0,1745	0,1763	0,1781	0,1799	0,1817	0,1835	0,1853	0,1871	0,1890	0,1908	0,1926	80
10	0,1763	0,1781	0,1799	0,1817	0,1835	0,1853	0,1871	0,1890	0,1908	0,1926	0,1944	0,1962	0,1980	0,1998	0,2016	0,2035	0,2053	0,2071	0,2089	0,2107	79
11	0,1964	0,1982	0,1998	0,1998	0,2016	0,2035	0,2053	0,2071	0,2089	0,2107	0,2126	0,2144	0,2162	0,2180	0,2199	0,2217	0,2235	0,2254	0,2272	0,2290	78
12	0,2126	0,2144	0,2162	0,2180	0,2199	0,2217	0,2235	0,2254	0,2272	0,2290	0,2309	0,2327	0,2345	0,2364	0,2382	0,2401	0,2419	0,2438	0,2456	0,2475	77
13	0,2309	0,2327	0,2345	0,2364	0,2382	0,2401	0,2419	0,2438	0,2456	0,2475	0,2493	0,2512	0,2530	0,2549	0,2568	0,2586	0,2605	0,2623	0,2642	0,2661	76
14	0,2493	0,2512	0,2530	0,2549	0,2568	0,2586	0,2605	0,2623	0,2642	0,2661	0,2679	0,2698	0,2717	0,2736	0,2754	0,2773	0,2792	0,2811	0,2830	0,2849	75
15	0,2679	0,2698	0,2717	0,2736	0,2754	0,2773	0,2792	0,2811	0,2830	0,2849	0,2867	0,2886	0,2905	0,2924	0,2943	0,2962	0,2981	0,3000	0,3019	0,3038	74
16	0,2867	0,2886	0,2905	0,2924	0,2943	0,2962	0,2981	0,3000	0,3019	0,3038	0,3057	0,3076	0,3096	0,3115	0,3134	0,3153	0,3172	0,3191	0,3211	0,3230	73
17	0,3057	0,3076	0,3096	0,3115	0,3134	0,3153	0,3172	0,3191	0,3211	0,3230	0,3249	0,3269	0,3288	0,3307	0,3327	0,3346	0,3365	0,3385	0,3404	0,3424	72
18	0,3249	0,3269	0,3288	0,3307	0,3327	0,3346	0,3365	0,3385	0,3404	0,3424	0,3443	0,3463	0,3482	0,3502	0,3522	0,3541	0,3561	0,3581	0,3600	0,3620	71
19	0,3443	0,3463	0,3482	0,3502	0,3522	0,3541	0,3561	0,3581	0,3600	0,3620	0,3640	0,3660	0,3679	0,3699	0,3719	0,3739	0,3759	0,3779	0,3799	0,3819	70
20	0,3640	0,3659	0,3679	0,3699	0,3719	0,3739	0,3759	0,3779	0,3799	0,3819	0,3839	0,3859	0,3879	0,3899	0,3919	0,3939	0,3959	0,3979	0,4000	0,4020	69
21	0,3839	0,3859	0,3879	0,3899	0,3919	0,3939	0,3959	0,3979	0,4000	0,4020	0,4040	0,4061	0,4081	0,4101	0,4122	0,4142	0,4163	0,4183	0,4204	0,4224	68
22	0,4040	0,4061	0,4081	0,4101	0,4122	0,4142	0,4163	0,4183	0,4204	0,4224	0,4245	0,4265	0,4286	0,4307	0,4327	0,4348	0,4369	0,4390	0,4411	0,4431	67
23	0,4245	0,4265	0,4286	0,4307	0,4327	0,4348	0,4369	0,4390	0,4411	0,4431	0,4452	0,4473	0,4494	0,4515	0,4536	0,4557	0,4578	0,4599	0,4621	0,4642	66
24	0,4432	0,4452	0,4473	0,4494	0,4515	0,4536	0,4557	0,4578	0,4599	0,4621	0,4642	0,4663	0,4684	0,4706	0,4727	0,4748	0,4769	0,4791	0,4813	0,4834	65
25	0,4663	0,4684	0,4706	0,4727	0,4748	0,4769	0,4791	0,4813	0,4834	0,4856	0,4877	0,4899	0,4921	0,4942	0,4964	0,4986	0,5008	0,5029	0,5051	0,5073	64
26	0,4877	0,4899	0,4921	0,4942	0,4964	0,4986	0,5008	0,5029	0,5051	0,5073	0,5095	0,5117	0,5139	0,5161	0,5184	0,5206	0,5228	0,5250	0,5272	0,5295	63
27	0,5095	0,5117	0,5139	0,5161	0,5184	0,5206	0,5228	0,5250	0,5272	0,5295	0,5317	0,5339	0,5362	0,5384	0,5407	0,5430	0,5452	0,5475	0,5498	0,5520	62
28	0,5317	0,5339	0,5362	0,5384	0,5407	0,5430	0,5452	0,5475	0,5498	0,5520	0,5543	0,5566	0,5589	0,5612	0,5635	0,5658	0,5681	0,5704	0,5727	0,5750	61
29	0,5543	0,5566	0,5589	0,5612	0,5635	0,5658	0,5681	0,5704	0,5727	0,5750	0,5774	0,5797	0,5820	0,5843	0,5866	0,5889	0,5912	0,5935	0,5958	0,5981	60

Grad	.0	.1	.2	.3	.4	.5	.6	.7	.8	.9	Grad	
30	0.5774	0.5797	0.5820	0.5844	0.5867	0.5890	0.5914	0.5938	0.5961	0.5985	0.6009	59
31	0.6009	0.6032	0.6056	0.6080	0.6104	0.6128	0.6152	0.6176	0.6200	0.6224	0.6249	58
32	0.6249	0.6273	0.6297	0.6321	0.6346	0.6371	0.6395	0.6420	0.6445	0.6469	0.6494	57
33	0.6494	0.6519	0.6544	0.6569	0.6594	0.6619	0.6644	0.6669	0.6694	0.6720	0.6745	56
34	0.6745	0.6771	0.6796	0.6822	0.6847	0.6873	0.6899	0.6924	0.6950	0.6976	0.7002	55
35	0.7002	0.7028	0.7054	0.7080	0.7107	0.7133	0.7159	0.7186	0.7212	0.7239	0.7265	54
36	0.7265	0.7292	0.7319	0.7346	0.7373	0.7400	0.7427	0.7454	0.7481	0.7508	0.7536	53
37	0.7536	0.7563	0.7590	0.7618	0.7646	0.7673	0.7701	0.7729	0.7757	0.7785	0.7813	52
38	0.7813	0.7841	0.7869	0.7898	0.7926	0.7954	0.7983	0.8012	0.8040	0.8069	0.8098	51
39	0.8098	0.8127	0.8156	0.8185	0.8214	0.8243	0.8273	0.8302	0.8332	0.8361	0.8391	50
40	0.8391	0.8421	0.8451	0.8481	0.8511	0.8541	0.8571	0.8601	0.8632	0.8662	0.8693	49
41	0.8693	0.8724	0.8754	0.8785	0.8816	0.8847	0.8878	0.8910	0.8941	0.8972	0.9004	48
42	0.9004	0.9036	0.9067	0.9099	0.9131	0.9163	0.9195	0.9228	0.9260	0.9293	0.9325	47
43	0.9325	0.9358	0.9391	0.9424	0.9457	0.9490	0.9523	0.9556	0.9590	0.9623	0.9657	46
44	0.9657	0.9691	0.9725	0.9759	0.9793	0.9827	0.9861	0.9896	0.9930	0.9965	1.0000	45
45	1.0000	1.0035	1.0070	1.0105	1.0141	1.0176	1.0212	1.0247	1.0283	1.0319	1.0355	44
46	1.0355	1.0392	1.0428	1.0464	1.0501	1.0538	1.0575	1.0612	1.0649	1.0686	1.0724	43
47	1.0724	1.0761	1.0799	1.0837	1.0875	1.0913	1.0951	1.0990	1.1028	1.1067	1.1106	42
48	1.1106	1.1145	1.1184	1.1224	1.1263	1.1303	1.1343	1.1383	1.1423	1.1463	1.1504	41
49	1.1504	1.1544	1.1585	1.1626	1.1667	1.1708	1.1750	1.1792	1.1833	1.1875	1.1918	40
50	1.1918	1.1960	1.2002	1.2045	1.2088	1.2131	1.2174	1.2218	1.2261	1.2305	1.2349	39
51	1.2349	1.2393	1.2437	1.2482	1.2527	1.2572	1.2617	1.2662	1.2708	1.2753	1.2799	38
52	1.2799	1.2846	1.2892	1.2938	1.2985	1.3032	1.3079	1.3127	1.3175	1.3222	1.3270	37
53	1.3270	1.3319	1.3367	1.3416	1.3465	1.3514	1.3564	1.3613	1.3663	1.3713	1.3764	36
54	1.3764	1.3814	1.3865	1.3916	1.3968	1.4019	1.4071	1.4124	1.4176	1.4229	1.4281	35
55	1.4281	1.4335	1.4388	1.4442	1.4496	1.4550	1.4605	1.4659	1.4715	1.4770	1.4826	34
56	1.4826	1.4882	1.4938	1.4994	1.5051	1.5108	1.5166	1.5224	1.5282	1.5340	1.5399	33
57	1.5399	1.5458	1.5517	1.5577	1.5637	1.5697	1.5757	1.5818	1.5880	1.5941	1.6003	32
58	1.6003	1.6066	1.6128	1.6191	1.6255	1.6319	1.6383	1.6447	1.6512	1.6577	1.6643	31
59	1.6643	1.6709	1.6775	1.6842	1.6909	1.6977	1.7045	1.7113	1.7182	1.7251	1.7321	30

Grad	.0	.1	.2	.3	.4	.5	.6	.7	.8	.9		
60	1.7321	1.7391	1.7461	1.7532	1.7603	1.7675	1.7747	1.7820	1.7893	1.7966	1.8040	29
61	1.8040	1.8115	1.8190	1.8265	1.8341	1.8418	1.8495	1.8572	1.8650	1.8728	1.8807	28
62	1.8807	1.8887	1.8967	1.9047	1.9128	1.9210	1.9292	1.9375	1.9458	1.9542	1.9626	27
63	1.9626	1.9711	1.9797	1.9883	1.9970	2.0057	2.0145	2.0233	2.0323	2.0413	2.0503	26
64	2.0503	2.0594	2.0686	2.0778	2.0872	2.0965	2.1060	2.1155	2.1251	2.1348	2.1445	25
65	2.1445	2.1543	2.1642	2.1742	2.1842	2.1943	2.2045	2.2148	2.2251	2.2355	2.2460	24
66	2.2460	2.2566	2.2673	2.2781	2.2889	2.2998	2.3109	2.3220	2.3332	2.3445	2.3559	23
67	2.3559	2.3673	2.3789	2.3906	2.4023	2.4142	2.4262	2.4383	2.4504	2.4627	2.4751	22
68	2.4751	2.4876	2.5002	2.5129	2.5257	2.5386	2.5517	2.5649	2.5782	2.5916	2.6051	21
69	2.6051	2.6187	2.6325	2.6464	2.6605	2.6746	2.6889	2.7034	2.7179	2.7326	2.7475	20
70	2.7475	2.7625	2.7776	2.7929	2.8083	2.8239	2.8397	2.8556	2.8716	2.8878	2.9042	19
71	2.9042	2.9208	2.9375	2.9544	2.9714	2.9887	3.0061	3.0237	3.0415	3.0595	3.0777	18
72	3.0777	3.0961	3.1146	3.1334	3.1524	3.1716	3.1910	3.2106	3.2305	3.2506	3.2709	17
73	3.2709	3.2914	3.3122	3.3332	3.3544	3.3759	3.3977	3.4197	3.4420	3.4646	3.4874	16
74	3.4874	3.5105	3.5339	3.5576	3.5816	3.6059	3.6305	3.6554	3.6806	3.7062	3.7321	15
75	3.7321	3.7583	3.7848	3.8118	3.8391	3.8667	3.8947	3.9232	3.9520	3.9812	4.0108	14
76	4.0108	4.0408	4.0713	4.1022	4.1335	4.1653	4.1976	4.2303	4.2635	4.2972	4.3315	13
77	4.3315	4.3662	4.4015	4.4374	4.4737	4.5107	4.5483	4.5864	4.6252	4.6646	4.7046	12
78	4.7046	4.7453	4.7867	4.8288	4.8716	4.9152	4.9594	5.0045	5.0504	5.0970	5.1446	11
79	5.1446	5.1929	5.2422	5.2924	5.3435	5.3955	5.4486	5.5026	5.5578	5.6140	5.6713	10
80	5.6713	5.7297	5.7894	5.8502	5.9122	5.9758	6.0405	6.1066	6.1742	6.2433	6.3138	9
81	6.3138	6.3859	6.4596	6.5350	6.6124	6.6912	6.7720	6.8548	6.9395	7.0264	7.1154	8
82	7.1154	7.2066	7.3002	7.3962	7.4947	7.5958	7.6996	7.8062	7.9158	8.0285	8.1443	7
83	8.1443	8.2636	8.3863	8.5126	8.6427	8.7769	8.9152	9.0579	9.2052	9.3572	9.5144	6
84	9.5144	9.6768	9.8448	10.02	10.20	10.39	10.58	10.78	10.99	11.20	11.43	5
85	11.43	11.66	11.91	12.16	12.43	12.71	13.00	13.30	13.62	13.95	14.30	4
86	14.30	14.67	15.06	15.46	15.89	16.35	16.83	17.34	17.89	18.46	19.08	3
87	19.08	19.74	20.45	21.20	22.02	22.90	23.86	24.90	26.03	27.27	28.64	2
88	28.64	30.14	31.82	33.69	35.80	38.19	40.92	44.07	47.74	52.08	57.29	1
89	57.29	63.66	71.62	81.85	95.49	114.6	143.2	191.0	286.5	573.0	∞	0
		.9	.8	.7	.6	.5	.4	.3	.2	.1	.0	Grad

Lineare Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten

Diese Art von Differentialgleichungen kommt in Anwendungen der Physik und Technik sehr häufig vor, z. B. bei elastischen Schwingungen oder bei Ausgleichvorgängen in elektrischen Netzwerken mit Speicherelementen.

Sie sind in bezug auf die Ableitungen $y', y'', \dots, y^{(n)}$ der abhängigen Variablen y nach der unabhängigen Variablen x linear, und die verschiedenen Ableitungen besitzen konstante Koeffizienten:

$$a_n \cdot y^{(n)} + a_{n-1} \cdot y^{(n-1)} + \dots + a_1 \cdot y' + a_0 \cdot y = f(x) \quad (1)$$

In Gleichung (1) stellt $f(x)$ die **Störfunktion** dar.

Für $f(x) = 0$ geht Gleichung (1) in die lineare, homogene Differentialgleichung

$$a_n \cdot y^{(n)} + a_{n-1} \cdot y^{(n-1)} + \dots + a_1 \cdot y' + a_0 \cdot y = 0 \quad (2)$$

über.

Die allgemeine Lösung von Gleichung (1) hat die Form

$$y = \bar{y}(K_1, K_2, \dots, K_{n-1}, K_n, x) + Y(x)$$

Darin bedeuten

$\bar{y}(K_1, K_2, \dots, K_{n-1}, K_n, x)$ die allgemeine Lösung der homogenen Differentialgleichung (2)

$K_1, K_2, \dots, K_{n-1}, K_n$ die Integrationskonstanten

$Y(x)$ irgendeine partikuläre Lösung der vollständigen Differentialgleichung (1).

Lösung der homogenen Differentialgleichung

Zur Lösung führt der Ansatz

$$\bar{y} = \exp(\lambda \cdot x)$$

Dafür erhält man die Ableitungen

$$\bar{y}' = \lambda \cdot \exp(\lambda \cdot x)$$

$$\bar{y}'' = \lambda^2 \cdot \exp(\lambda \cdot x)$$

$$\vdots \quad \vdots$$

$$\vdots \quad \vdots$$

$$\vdots \quad \vdots$$

$$y^{(n)} = \lambda^n \cdot \exp(\lambda \cdot x)$$

Das Einsetzen von y und seinen Ableitungen in Gleichung (2) liefert die Gleichung

$$(a_n \cdot \lambda^n + a_{n-1} \cdot \lambda^{n-1} + \dots + a_1 \cdot \lambda + a_0) \cdot \exp(\lambda \cdot x) = 0$$

Die Gleichung

$$p(\lambda) = a_n \cdot \lambda^n + a_{n-1} \cdot \lambda^{n-1} + \dots + a_1 \cdot \lambda + a_0 = 0 \quad (3)$$

ist die auch **Hauptgleichung** genannte **charakteristische Gleichung** der Differentialgleichung (2) und liefert n als **Eigenwerte** bezeichnete Wurzeln $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$

Sind alle Eigenwerte voneinander verschieden, so erhält man damit die allgemeine Lösung

$$\bar{y} = K_1 \cdot \exp(\lambda_1 \cdot x) + K_2 \cdot \exp(\lambda_2 \cdot x) + \dots + K_n \cdot \exp(\lambda_n \cdot x) \quad (4)$$

der homogenen Differentialgleichung (2).

Die Wurzeln von $\varrho(\lambda)$, d. h. der charakteristischen Gleichung (3), können reell oder komplex sein, letzteres auch wenn alle Koeffizienten von Gleichung (2) reell sind. Dabei treten komplexe Wurzeln immer paarweise konjugiert komplex auf.

Handelt es sich z. B. um eine lineare Differentialgleichung 2. Ordnung mit den Eigenwerten $\lambda_1 = \alpha + j \cdot \beta$ und $\lambda_2 = \alpha - j \cdot \beta$, dann läßt sich Gleichung (4) wie folgt umformen:

$$\begin{aligned} \bar{y} &= K_1 \cdot \exp(\lambda_1 \cdot x) + K_2 \cdot \exp(\lambda_2 \cdot x) = \\ &= K_1 \cdot \exp[(\alpha + j \cdot \beta) \cdot x] + K_2 \cdot \exp[(\alpha - j \cdot \beta) \cdot x] = \\ &= \exp(\alpha \cdot x) \cdot \{K_1 \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot x) + K_2 \cdot \exp(-j \cdot \beta \cdot x)\} = \\ &= \exp(\alpha \cdot x) \cdot \{(K_1 + K_2) \cos(\beta \cdot x) + j \cdot (K_1 - K_2) \cdot \sin(\beta \cdot x)\} = \\ &= \exp(\alpha \cdot x) \cdot [A \cdot \cos(\beta \cdot x) + B \cdot \sin(\beta \cdot x)] \end{aligned} \quad (5)$$

A und B sind andere Integrationskonstanten, die ebenfalls komplex sein können.

Sind nicht alle Eigenwerte voneinander verschieden, also z. B.

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \dots = \lambda_m = \lambda$$

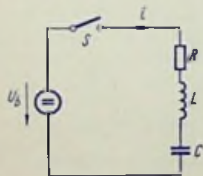
und nur die übrigen

$$\lambda_{m+1} \dots \lambda_n$$

voneinander verschieden, dann ist

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \exp(\lambda \cdot x) [K_1 + K_2 \cdot x + K_3 \cdot x^2 + \dots + K_m \cdot x^{m-1}] + \\ &+ K_{m+1} \cdot \exp(\lambda_{m+1} \cdot x) + \dots + K_n \cdot \exp(\lambda_n \cdot x) \end{aligned} \quad (6)$$

die allgemeine Lösung der homogenen linearen Differentialgleichung (2).



Beim Vorhandensein konjugiert komplexer Wurzeln der charakteristischen Gleichung kann Gleichung (6) ebenso umgeformt werden, wie es bei der Herleitung von Gleichung (5) gezeigt wurde.

Beispiel: Einschwingvorgang beim Anlegen einer Gleichspannung an einen Reihenresonanzkreis (Bild).

Beim Schließen des Schalters S zur Zeit $t = 0$ gilt der Zusammenhang

$$U = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i + \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt$$

Eine Differentiation dieser Gleichung nach t liefert eine lineare, homogene Differentialgleichung 2. Ordnung mit konstanten Koeffizienten:

$$L \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + R \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \cdot i = 0 \quad (7)$$

Ein Vergleich mit Gleichung (2) ergibt

$$y = i \quad x = t \quad a_0 = \frac{1}{C} \quad a_1 = R \quad a_2 = L$$

Die charakteristische Gleichung von Gleichung (7) ist

$$L \cdot \lambda^2 + R \cdot \lambda + \frac{1}{C} = 0$$

Sie hat die Wurzeln

$$\lambda_1 = -\frac{R}{2 \cdot L} + \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}$$

$$\lambda_2 = -\frac{R}{2 \cdot L} - \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}$$

Damit lautet die allgemeine Lösung von Gleichung (7) für den Fall $\lambda_1 \neq \lambda_2$, d. h. für

$$\frac{R^2}{4 \cdot L^2} > \frac{1}{L \cdot C}$$

$$i = K_1 \cdot \exp \left[\left(-\frac{R}{2 \cdot L} + \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}} \right) \cdot t \right] +$$

$$+ K_2 \cdot \exp \left[\left(-\frac{R}{2 \cdot L} - \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}} \right) \cdot t \right] = \exp \left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t \right) \cdot$$

$$\cdot \left\{ K_1 \cdot \exp \left(t \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}} \right) + K_2 \cdot \exp \left(-t \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}} \right) \right\} \quad (8)$$

Bestimmung der Integrationskonstanten aus den Anfangsbedingungen:

• $i = 0$ zur Zeit $t = 0$

Daraus folgt $K_1 + K_2 = 0 \quad (9)$

• $u_L = L \cdot \frac{di}{dt} = U_b$ zur Zeit $t = 0$

$$\text{Mit } \frac{di}{dt} = \exp\left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t\right) \cdot \left[K_1 \cdot \left(-\frac{R}{2 \cdot L} + \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) \cdot \exp\left(t \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) + K_2 \cdot \left(-\frac{R}{2 \cdot L} - \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) \cdot \exp\left(-t \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) \right]$$

erhält man daraus

$$\frac{U_b}{L} = K_1 \cdot \left(-\frac{R}{2 \cdot L} + \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) + K_2 \cdot \left(-\frac{R}{2 \cdot L} - \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) \quad (10)$$

Aus den Gleichungen (9) und (10) ergibt sich

$$K_1 = \frac{U_b}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}} = -K_2$$

Damit bekommt man die spezielle Lösung durch Einsetzen in Gleichung (8):

$$i = \frac{U_b \cdot \exp\left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t\right)}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}} \cdot \left[\exp\left(t \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) - \exp\left(-t \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right) \right] = \frac{U_b \cdot \exp\left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t\right)}{L \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}} \cdot \sinh\left(t \cdot \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}}\right)$$

Diese Lösung bedeutet

für $\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C} > 0$ ein aperiodisches Ausklingen

für $\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C} < 0$ eine gedämpfte Schwingung

$$\text{denn } \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}} = j \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}}$$

und $\sinh(j \cdot x) = j \cdot \sin x$, d. h.

$$i = \frac{j \cdot U_b \cdot \exp\left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t\right)}{L \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}}} \cdot \sin\left(t \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4 \cdot L^2}}\right) \quad (11)$$

Die allgemeine Lösung für $\frac{R^2}{4 \cdot L^2} = \frac{1}{L \cdot C}$ liefert den aperiodischen Grenzfall.

Entsprechend Gleichung (6) gilt dafür

$$i = \exp\left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t\right) \cdot (K_1 + K_2 \cdot t)$$

Die Integrationskonstanten erhält man wieder für die Anfangsbedingungen, d. h. aus $i = 0$

und $u_L = L \cdot \frac{di}{dt} = U_b$ für $t = 0$

$$\frac{di}{dt} = \exp\left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t\right) \cdot \left(-\frac{K_2 \cdot t \cdot R}{2 \cdot L} + K_2 - \frac{R}{2 \cdot L} \cdot K_1\right)$$

für $t = 0$ gilt

$$K_1 = 0$$

und

$$\frac{U_b}{L} = K_2 - \frac{R}{2 \cdot L} \cdot K_1$$

Mit diesen Werten ergibt sich die spezielle Lösung

$$i = \frac{U_b}{L} \cdot t \cdot \exp\left(-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t\right)$$

Lösung der vollständigen Differentialgleichung

Für die allgemeine Lösung der vollständigen Differentialgleichung (1) ist irgendeine **parti-**
kuläre Lösung Y erforderlich. In den folgenden Sonderfällen lassen sich solche **partiku-**
lären Lösungen sehr einfach angeben. Sonst muß die anschließend beschriebene **Variation**
der Konstanten angewendet werden. Voraussetzung für die Sonderfälle ist, daß **weder die**
gesamte Störfunktion $f(x)$ noch gegebenenfalls einer ihrer Summanden Lösung der **homo-**
genen Differentialgleichung (2) ist.

1. $f(x) = k = \text{konstant}$

$$Y = \frac{k}{a_0}$$

2. $f(x) = b_r \cdot x^r + b_{r-1} \cdot x^{r-1} + \dots + b_1 \cdot x + b_0$

$$Y = k_r \cdot x^r + k_{r-1} \cdot x^{r-1} + \dots + k_1 \cdot x + c_0$$

Die Koeffizienten k_0, k_1, \dots, k_r lassen sich durch Einsetzen von Y anstelle von y in die vollständige Differentialgleichung (1) und Gleichsetzen der gleichen Potenzen von x auf beiden Seiten der so entstehenden Gleichung ermitteln. Dabei sind für Y sämtliche Potenzen von x bis x^r einzusetzen, auch wenn diese in $f(x)$ nicht vorkommen.

Beispiel: $y^{IV} - y = x^4 - x$

Mit $y = Y = k_4 \cdot x^4 + k_3 \cdot x^3 + k_2 \cdot x^2 + k_1 \cdot x + k_0$

und $y^{IV} = Y^{IV} = 24 \cdot k_4$

folgt $24 \cdot k_4 - k_4 \cdot x^4 - k_3 \cdot x^3 - k_2 \cdot x^2 - k_1 \cdot x - k_0 = x^4 - x$

Der Koeffizientenvergleich liefert folgende Werte für c_4 bis c_0

$$k_4 = -1 \quad k_3 = 0 \quad k_2 = 0 \quad k_1 = +1 \quad 24 \cdot k_4 - k_0 = 0 \text{ bzw. } k_0 = -24$$

Somit erhält man die Partikulärlösung

$$Y = -x^4 + x - 24$$

Die allgemeine Lösung der homogenen Differentialgleichung $y^{IV} - y = 0$ ergibt sich mit der charakteristischen Gleichung

$$\lambda^4 - 1 = 0$$

$$\text{bzw. } (\lambda^2 - 1)(\lambda^2 + 1) = 0$$

und den Eigenwerten

$$\lambda_1 = +1 \quad \lambda_2 = -1 \quad \lambda_3 = +j \quad \lambda_4 = -j$$

folgendermaßen:

$$\begin{aligned} \bar{y} &= K_1 \cdot \exp x + K_2 \cdot \exp(-x) + K_3 \cdot \exp(j \cdot x) + K_4 \cdot \exp(-j \cdot x) = \\ &= K_1 \cdot \exp x + K_2 \cdot \exp(-x) + (K_3 + K_4) \cdot \cos x + j \cdot (K_3 - K_4) \cdot \sin x = \\ &= K_1 \cdot \exp x + K_2 \cdot \exp(-x) + A \cdot \cos x + B \cdot \sin x \end{aligned}$$

Somit ist die allgemeine Lösung der Differentialgleichung

$$y = K_1 \cdot \exp x + K_2 \cdot \exp(-x) + A \cdot \cos x + B \cdot \sin x - x^4 + x - 24$$

3. $f(x) = k \cdot \exp(s \cdot x)$

$$Y = \frac{k \cdot \exp(s \cdot x)}{a_n \cdot s^n + a_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + a_1 \cdot s + a_0}$$

Beispiel: $L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i + \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt = U_0 \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)$

entsprechend Bild 1, nur Gleichspannung U_0 ersetzt durch $U_0 \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)$

Differentiation der Gleichung ergibt:

$$L \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + R \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \cdot i = j \cdot \omega \cdot U_0 \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)$$

Mit $Y = I \quad a_2 = L \quad a_1 = R \quad a_0 = \frac{1}{C} \quad s = j \cdot \omega \quad x = t$

erhält man die partikuläre Lösung

$$I = \frac{j \cdot \omega \cdot U_0 \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)}{-\omega^2 \cdot L + j \cdot \omega \cdot R + \frac{1}{C}} =$$

$$= \frac{U_0 \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)}{R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)}$$

Bedeutung: Dem aperiodischen Ausklingen bzw. der gedämpften Schwingung entsprechend Gleichung (11) ist die durch $U_0 \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)$ gegebene Schwingung überlagert.

4. $f(x) = (b_r \cdot x^r + b_{r-1} \cdot x^{r-1} + \dots + b_1 \cdot x + b_0) \cdot \exp(s \cdot x)$

$$Y' = (k_r \cdot x^r + k_{r-1} \cdot x^{r-1} + \dots + k_1 \cdot x + k_0) \cdot \exp(s \cdot x)$$

Die Koeffizienten k_0, k_1, \dots, k_r lassen sich in der Art wie bei 2. durch Einsetzen von Y' in die Differentialgleichung (1) und Koeffizientenvergleich ermitteln.

5. $f(x) = p \cdot \cos(s \cdot x) + q \cdot \sin(s \cdot x)$

$$Y' = P \cdot \cos(s \cdot x) + Q \cdot \sin(s \cdot x)$$

Auch für $p = 0$ oder $q = 0$ muß der vollständige Ausdruck für Y angesetzt werden. Die Koeffizienten P und Q lassen sich ermitteln durch Einsetzen von Y in die vollständige Differentialgleichung und Koeffizientenvergleich der Glieder mit $\sin(s \cdot x)$ und $\cos(s \cdot x)$

Hat $f(x)$ die Form $\sin(s \cdot x + \varphi)$ bzw. $\cos(s \cdot x + \varphi)$, dann muß $f(x)$ mit den Additionstheoremen in die oben angegebene Form gebracht werden, also

$$f(x) = \sin(s \cdot x + \varphi) = \cos \varphi \cdot \sin(s \cdot x) + \sin \varphi \cdot \cos(s \cdot x)$$

$$f(x) = \cos(s \cdot x + \varphi) = \cos \varphi \cdot \cos(s \cdot x) - \sin \varphi \cdot \sin(s \cdot x)$$

Beispiel: $L \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + R \cdot i + \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt = U_0 \cdot \cos(\omega \cdot t)$

entsprechend Bild 1, nur Gleichspannung U_0 ersetzt durch $U_0 \cdot \cos(\omega \cdot t)$

Differentiation der Gleichung ergibt:

$$L \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + R \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \cdot i = -\omega \cdot U_0 \sin(\omega \cdot t)$$

Ansatz zum Ermitteln der partikulären Lösung:

$$I = P \cdot \cos(\omega \cdot t) + Q \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$\frac{dI}{dt} = -\omega \cdot P \cdot \sin(\omega \cdot t) + \omega \cdot Q \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

$$\frac{d^2 I}{dt^2} = -\omega^2 \cdot P \cdot \cos(\omega \cdot t) - \omega^2 \cdot Q \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Durch Einsetzen in die Differentialgleichung erhält man:

$$\begin{aligned} & -\omega^2 \cdot L \cdot P \cdot \cos(\omega \cdot t) - \omega^2 \cdot L \cdot Q \cdot \sin(\omega \cdot t) - \omega \cdot R \cdot P \cdot \sin(\omega \cdot t) + \\ & + \omega \cdot R \cdot Q \cdot \cos(\omega \cdot t) + \frac{1}{C} \cdot P \cdot \cos(\omega \cdot t) + \frac{1}{C} \cdot Q \cdot \sin(\omega \cdot t) = -U_0 \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t) \end{aligned}$$

Der Koeffizientenvergleich führt zu den Gleichungen:

$$\left(-\omega^2 \cdot L \cdot P + \omega \cdot R \cdot Q + \frac{P}{C} \right) = 0$$

$$\left(-\omega^2 \cdot L \cdot Q - \omega \cdot R \cdot P + \frac{Q}{C} \right) = -\omega \cdot U_0$$

Daraus lassen sich P und Q so ermitteln:

$$Q = \frac{1}{\omega \cdot R} \cdot \left(\omega^2 \cdot L \cdot P - \frac{P}{C} \right) = \frac{P}{R} \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)$$

$$P = \frac{1}{\omega \cdot R} \cdot \left(U_0 \cdot \omega - \omega^2 \cdot L \cdot Q + \frac{Q}{C} \right) = \frac{U_0}{R} - \frac{Q}{R} \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)$$

$$P = \frac{U_0}{R} - P \cdot \frac{\left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)^2}{R^2}$$

$$P = \frac{U_0 \cdot R}{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)^2}$$

$$Q = \frac{U_0 \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)}{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)^2}$$

Damit ist die partikuläre Lösung:

$$I = \frac{U_0}{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2} \cdot \left[R \cdot \cos(\omega \cdot t) + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right) \cdot \sin(\omega \cdot t) \right] =$$

$$= \frac{U_0}{\sqrt{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad \text{mit } \varphi = \frac{\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}}{R}$$

6. $f(x) = [p \cdot \cos(s \cdot x) + q \cdot \sin(s \cdot x)] \cdot \exp(r \cdot x)$
 $Y = [P \cdot \cos(s \cdot x) + Q \cdot \sin(s \cdot x)] \cdot \exp(r \cdot x)$

Auch für $p = 0$ oder $q = 0$ muß der vollständige Ausdruck für Y angesetzt werden. Die Koeffizienten P und Q lassen sich ermitteln durch Einsetzen von Y in die vollständige Differentialgleichung und Koeffizientenvergleich der Glieder mit $\sin(s \cdot x)$ und $\cos(s \cdot x)$.

7. Ist die Störfunktion eine Summe von Funktionen (z. B. Fourier-Reihe) $f(x) = f_1(x) + f_2(x) + \dots$ und ist Y_1 eine partikuläre Lösung nur für $f_1(x)$ weiterhin Y_2 eine partikuläre Lösung nur für $f_2(x)$ usw., dann ist

$$Y = Y_1 + Y_2 + \dots$$

Beispiel: $L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i + \frac{1}{C} \int i \cdot dt = U_1 \cdot \exp(j \cdot \omega_1 \cdot t) + U_2 \cdot \exp(j \cdot \omega_2 \cdot t)$

entsprechend Bild 1, nur Gleichspannung U_0 ersetzt durch

$$U_1 \cdot \exp(j \cdot \omega_1 \cdot t) + U_2 \cdot \exp(j \cdot \omega_2 \cdot t)$$

Differentiation der Gleichung ergibt

$$L \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + R \cdot \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = j \cdot \omega_1 \cdot U_1 \cdot \exp(j \cdot \omega_1 \cdot t) + j \cdot \omega_2 \cdot U_2 \cdot \exp(j \cdot \omega_2 \cdot t)$$

Die partikulären Lösungen für $f_1(t)$ und $f_2(t)$ erhält man entsprechend 3.

Somit ist die vollständige partikuläre Lösung

$$I = \frac{j \cdot \omega_1 \cdot U_1 \cdot \exp(j \cdot \omega_1 \cdot t)}{-\omega_1^2 \cdot L + j \cdot \omega_1 \cdot R + \frac{1}{C}} + \frac{j \cdot \omega_2 \cdot U_2 \cdot \exp(j \cdot \omega_2 \cdot t)}{-\omega_2^2 \cdot L + j \cdot \omega_2 \cdot R + \frac{1}{C}} =$$

$$= \frac{U_1 \cdot \exp(j \cdot \omega_1 \cdot t)}{R + j \cdot \left(\omega_1 \cdot L - \frac{1}{\omega_1 \cdot C}\right)} + \frac{U_2 \cdot \exp(j \cdot \omega_2 \cdot t)}{R + j \cdot \left(\omega_2 \cdot L - \frac{1}{\omega_2 \cdot C}\right)}$$

Ist die Störfunktion oder gegebenenfalls einer ihrer Summanden selbst Lösung der homogenen Differentialgleichung (2), dann versagen die unter 1. ... 7. angegebenen Ansätze. Dann muß man ebenso wie bei anderen Störfunktionen $f(x)$ die Methode der Variation der Integrationskonstanten anwenden.

Variation der Konstanten

Die allgemeine Lösung der homogenen Differentialgleichung (2) hat stets die Form

$$\bar{y} = K_1 \cdot \vartheta_1(x) + K_2 \cdot \vartheta_2(x) + \dots + K_n \cdot \vartheta_n(x) \quad (12)$$

mit den Integrationskonstanten K_1, K_2, \dots, K_n und bestimmten Funktionen $\vartheta_1(x), \vartheta_2(x), \dots, \vartheta_n(x)$ der Veränderlichen x

Das von **Lagrange** angegebene Verfahren der Variation der Konstanten besteht darin, daß die Integrationskonstanten K_1, K_2, \dots, K_n in Gleichung (12) durch unbekannte Funktionen von x , nämlich $K_1(x), K_2(x), \dots, K_n(x)$ ersetzt werden. Diese sind so zu bestimmen, daß die entstehende Gleichung

$$y = K_1(x) \cdot \vartheta_1(x) + K_2(x) \cdot \vartheta_2(x) + \dots + K_n(x) \cdot \vartheta_n(x) \quad (13)$$

die Lösung der vollständigen linearen Differentialgleichung (1) darstellt.

Dazu werden zunächst die folgenden Gleichungen aufgestellt:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dK_1}{dx} \cdot \vartheta_1 + \frac{dK_2}{dx} \cdot \vartheta_2 + \dots + \frac{dK_n}{dx} \cdot \vartheta_n &= 0 \\ \frac{dK_1}{dx} \cdot \vartheta_1' + \frac{dK_2}{dx} \cdot \vartheta_2' + \dots + \frac{dK_n}{dx} \cdot \vartheta_n' &= 0 \\ \vdots &\vdots \\ \frac{dK_1}{dx} \cdot \vartheta_1^{(n-1)} + \frac{dK_2}{dx} \cdot \vartheta_2^{(n-1)} + \dots + \frac{dK_n}{dx} \cdot \vartheta_n^{(n-1)} &= f(x) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

($\vartheta', \vartheta'', \dots, \vartheta^{(n-1)}$) sind die Ableitungen der Funktion $\vartheta(x)$ nach x

Aus diesem System linearer Gleichungen können die Funktionen $\frac{dK_1}{dx}, \frac{dK_2}{dx}, \dots, \frac{dK_n}{dx}$ bestimmt werden.

Die dabei auftretende Determinante

$$W = \begin{vmatrix} \vartheta_1 & \vartheta_2 & \dots & \vartheta_n \\ \vartheta_1' & \vartheta_2' & \dots & \vartheta_n' \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vartheta_1^{(n-1)} & \vartheta_2^{(n-1)} & \dots & \vartheta_n^{(n-1)} \end{vmatrix} \quad (15)$$

heißt **Wronski-Determinante**. Sie ist immer verschieden von Null, wenn die Funktionen $\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_n$ unabhängig voneinander sind, d. h. wenn sich keine durch eine lineare Kombination durch die übrigen ausdrücken läßt. Nur in diesem Fall geben die Funktionen $\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_n$ die Lösung der homogenen Differentialgleichung (2).

Durch Integration der Funktionen

$$\frac{dK_1}{dx}, \frac{dK_2}{dx}, \dots, \frac{dK_n}{dx}$$

erhält man die gesuchten Funktionen

$$K_1(x), K_2(x), \dots, K_n(x)$$

mit n willkürlichen Integrationskonstanten.

Dieses Verfahren ist für alle linearen Differentialgleichungen anwendbar, nicht nur für lineare Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten.

Variation der Konstanten bei einer linearen Differentialgleichung 2. Ordnung

Im folgenden ist das Verfahren der Variation der Konstanten noch einmal bis ins einzelne am Beispiel einer linearen Differentialgleichung 2. Ordnung durchgeführt:

Gegebene Differentialgleichung

$$a_2 \cdot y'' + a_1 \cdot y' + a_0 \cdot y = f(x)$$

Lösung der homogenen Differentialgleichung

$$\bar{y} = K_1 \cdot \vartheta_1(x) + K_2 \cdot \vartheta_2(x)$$

Lösung der vollständigen Differentialgleichung durch Variation der Konstanten

$$y = K_1(x) \cdot \vartheta_1(x) + K_2(x) \cdot \vartheta_2(x)$$

Aufstellen der Gleichungen (14)

$$\frac{dK_1}{dx} \cdot \vartheta_1 + \frac{dK_2}{dx} \cdot \vartheta_2 = 0$$

$$\frac{dK_1}{dx} \cdot \vartheta_1' + \frac{dK_2}{dx} \cdot \vartheta_2' = f(x)$$

Wronski-Determinante

$$W = \begin{vmatrix} \vartheta_1 & \vartheta_2 \\ \vartheta_1' & \vartheta_2' \end{vmatrix} = \vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'$$

Bestimmen von $\frac{dK_1(x)}{dx}$ und $\frac{dK_2(x)}{dx}$

$$\frac{dK_1}{dx} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & \vartheta_2 \\ f(x) & \vartheta_2' \end{vmatrix}}{W} = \frac{-\vartheta_2 \cdot f(x)}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'} \quad \frac{dK_2}{dx} = \frac{\begin{vmatrix} \vartheta_1' & 0 \\ \vartheta_1 & f(x) \end{vmatrix}}{W} = \frac{\vartheta_1 \cdot f(x)}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'}$$

Integration

$$K_1(x) = - \int \frac{\vartheta_2 \cdot f(x) \, dx}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'} + D_1$$

$$K_2(x) = \int \frac{\vartheta_1 \cdot f(x) \, dx}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'} + D_2$$

Lösung der vollständigen Differentialgleichung

$$y = K_1(x) \cdot \vartheta_1(x) + K_2(x) \cdot \vartheta_2(x) =$$

$$= D_1 \cdot \vartheta_1(x) + D_2 \cdot \vartheta_2(x) - \vartheta_1(x) \cdot \int \frac{\vartheta_2 \cdot f(x) \cdot dx}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'} + \vartheta_2(x) \cdot \int \frac{\vartheta_1 \cdot f(x) \cdot dx}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'}$$

wobei $D_1 \cdot \vartheta_1(x) + D_2 \cdot \vartheta_2(x) = \bar{y}$ die Lösung der homogenen Differentialgleichung und

$$\vartheta_2(x) \cdot \int \frac{\vartheta_1 \cdot f(x) \cdot dx}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'} - \vartheta_1(x) \cdot \int \frac{\vartheta_2 \cdot f(x) \cdot dx}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1'} = Y'$$

eine partikuläre Lösung der vollständigen linearen Differentialgleichung darstellen.

Beispiel:

$$y'' - y = \cos x$$

Die homogene Differentialgleichung $y'' - y = 0$ hat die allgemeine Lösung

$$\bar{y} = K_1 \cdot \exp x + K_2 \cdot \exp(-x)$$

$$\text{d. h. } \vartheta_1(x) = \exp x \quad \text{und} \quad \vartheta_2(x) = \exp(-x)$$

$$\vartheta_1'(x) = \exp x \quad \text{und} \quad \vartheta_2'(x) = -\exp(-x)$$

$$W = \vartheta_1 \cdot \vartheta_2' - \vartheta_2 \cdot \vartheta_1' = -2$$

$$\vartheta_2 \cdot \int \frac{\vartheta_1 \cdot f(x) \, dx}{W} = \frac{\exp(-x)}{-2} \cdot \int \exp x \cdot \cos x \, dx = -\frac{1}{4} \cdot (\cos x + \sin x)$$

$$\vartheta_1 \cdot \int \frac{\vartheta_2 \cdot f(x) \, dx}{W} = \frac{\exp x}{-2} \cdot \int \exp(-x) \cos x \, dx = -\frac{1}{4} \cdot (\cos x - \sin x)$$

$$\text{Damit ist} \quad Y' = -\frac{1}{4} \cdot (\cos x + \sin x) - \frac{1}{4} \cdot (\cos x - \sin x) = -\frac{1}{2} \cdot \cos x$$

$$\text{und} \quad y = D_1 \cdot \exp x + D_2 \cdot \exp(-x) - \frac{1}{2} \cdot \cos x$$

Basis-Emitter-Gleichspannungs-Einstellung für Transistor-Verstärkerstufen

Übersicht

Es handelt sich hier um die verschiedenen Möglichkeiten, die Basis-Emitter-Gleichspannung zuzuführen. Dabei ist zu jeder Schaltung die Berechnung der notwendigen Widerstandswerte angegeben. Außerdem wird beschrieben, wie eine Schaltung ausgelegt werden kann, wenn ein hoher Wert des Eingangswiderstandes gefordert wird.

Alle angegebenen Formeln gelten sowohl für npn- wie auch für pnp-Transistoren. Nicht behandelt sind die Gesichtspunkte, die den Gegenkopplungsfaktor und die Temperaturstabilisierung betreffen. Den Signal-Gegenkopplungsfaktor kann man mit Kondensatoren weitgehend ausschalten. Das Stabilisieren des Collector-Ruhestromes von Transistor-Eintaktstufen ist im TELEFUNKEN-LABORBUCH II auf den Seiten 205 ... 220 behandelt.

In den Schaltplänen sind die einander entsprechenden Widerstände gleich bezeichnet. Es bedeuten in den Schaltplänen:

R_1	collectorseitiger Widerstand des Basis-Spannungsteilers bzw. Basis-Vorwiderstand
R_2	emitterseitiger Widerstand des Basis-Spannungsteilers
R_3	Collector-Widerstand
R_4	Emitter-Widerstand
R_5	Zusatzwiderstand zwischen Basis und Basis-Spannungsteiler
R_L	Lastwiderstand, d. h. Abschlußwiderstand des Ausganges bzw. Eingangswiderstand der folgenden Stufe

und in den Formeln bzw. Gleichungen:

k	Faktor, um den der Basis-Spannungsteiler-Strom größer ist als der Basis-Gleichstrom ($k \approx 2 \dots 5$)
I_C	Collector-Gleichstrom
I_B	Basis-Gleichstrom
h_{FE}	Collector-Basis-Gleichstromverhältnis
U_b	Speise-Gleichspannung

Zwischen I_C , I_B und h_{FE} besteht der Zusammenhang

$$I_C = I_B \cdot h_{FE}$$

Falls h_{FE} nicht bekannt ist, kann man näherungsweise $h_{FE} \approx h_{fe} = \beta$ benützen. Man beachte den nichtlinearen Zusammenhang zwischen I_C und h_{FE} .

Basis-Vorwiderstand an Speisespannung angeschlossen

Bild 1 zeigt die Schaltung, die nur für Transistoren mit geringem Collector-Sperrstrom bzw. geringer Streuung des Collector-Basis-Gleichstromverhältnisses angewendet werden

sollte. Eine solche Schaltung ist der mit $R_2 = \infty$ und demgemäß $k = 0$ gekennzeichnete Extremfall eines Basis-Spannungsteilers. Für den Wert R_1 gilt:

$$R_1 = \frac{U_b - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_b - U_{BE}}{I_C} \cdot h_{FE}$$

$$R_1 \approx \frac{U_b}{I_C} \cdot h_{FE}, \quad \text{falls } U_{BE} \text{ klein gegen } U_b$$

$$R_1 \approx R_3 \cdot h_{FE}, \quad \text{wenn auch } U_{CE} \text{ klein gegen } U_b$$

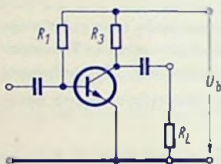


Bild 1

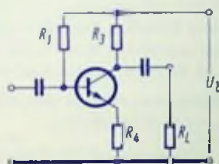


Bild 2

Um den Collector-Gleichstrom zu stabilisieren, fügt man einen Emittter-Widerstand ein (R_4 in Bild 2). Dessen Wert wird im allgemeinen so gewählt, daß auf ihn etwa ein Zehntel der Speise-Gleichspannung entfällt. Bei Vorhandensein des Widerstandes R_4 ist

$$R_1 = \frac{U_b - U_{BE} - (1 + 1/h_{FE}) \cdot I_C \cdot R_4}{I_B} = \frac{U_b - U_{BE} - (1 + 1/h_{FE}) \cdot I_C \cdot R_4}{I_C} \cdot h_{FE}$$

oder, wenn U_{BE} klein gegen U_b und h_{FE} groß gegen 1:

$$R_1 \approx \left(\frac{U_b}{I_C} - R_4 \right) \cdot h_{FE}$$

Setzt man darin

$$R_4 = \frac{0,1 \cdot U_b}{I_C + I_B} \approx 0,1 \cdot \frac{U_b}{I_C}, \quad \text{so wird}$$

$$R_1 \approx 0,9 \cdot U_b \cdot \frac{h_{FE}}{I_C}$$

Basis-Spannungsteiler an Speise-Gleichspannung

Hat man mit größeren Streuungen des Collector-Basis-Gleichstromverhältnisses zu rechnen, oder wirkt sich die Temperaturabhängigkeit von I_{CB0} stark aus, so verwendet man zusätzlich zu R_1 einen Widerstand R_2 und kommt so zu dem Basis-Spannungsteiler R_1, R_2 (Bild 3).

Man bemißt den Spannungsteiler so, daß sein Querstrom etwa gleich dem $(2 \dots 5)$ fachen des Basis-Gleichstromes ist ($k = 2 \dots 5$). Nachteilig ist es, daß sich durch den Spannungsteiler eine stärkere Belastung der Signalquelle ergibt.

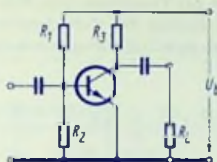


Bild 3

Es gelten folgende Beziehungen:

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{k \cdot I_B}$$

$$R_1 = \frac{U_b - U_{BE}}{(1 + k) \cdot I_B} = \frac{U_b - U_{BE}}{I_B + U_{BE}/R_2}$$

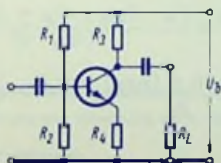


Bild 4

In der Schaltung nach Bild 4 ist zusätzlich (wie in der Schaltung nach Bild 2) ein Emittter-Widerstand R_4 eingelügt. Wählt man R_4 wieder so, daß auf ihn ein Zehntel der Speise-Gleichspannung trifft, so ergeben sich nachstehende Gleichungen:

$$R_2 = \frac{0,1 \cdot U_b + U_{BE}}{k \cdot I_B}$$

$$R_1 = \frac{0,9 \cdot U_b - U_{BE}}{(k + 1) \cdot I_B}$$

oder

$$R_2 = \frac{0,1 \cdot U_b + U_{BE}}{k \cdot I_C} \cdot h_{FE}$$

$$R_1 = \frac{0,9 \cdot U_b - U_{BE}}{(k + 1) \cdot I_C} \cdot h_{FE}$$

Basis-Vorwiderstand am Collector angeschlossen

Diese Schaltung (Bild 5) ergibt eine gewisse Stabilisierung der Ströme: Steigt der Collector-Gleichstrom z. B. auf Grund von Temperaturerhöhungen an, so sinkt die Collector-Emitter-Gleichspannung und mit ihr die Gleichspannung, die an der Reihenschaltung von R_1 mit der Basis-Emitter-Strecke des Transistors liegt. Das daraus folgende Absinken des Basis-Gleichstromes wirkt dem Anstieg des Collectorstromes entgegen. Eine nennenswerte Stabilisierung erreicht man damit allerdings nur dann, wenn auf R_3 wenigstens ein

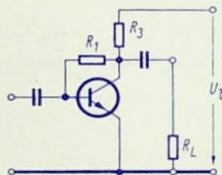


Bild 5

Fünftel der Speisespannung entfällt. Ist die über R_1 für das Signal auftretende Gegenkopplung unerwünscht, so unterteilt man den Widerstand R_1 und ergänzt den collector-seitigen Teil dieses Widerstandes mit einem Kondensator zu einem Tiefpaß (Bild 6). Für die Bilder 5 und 6 gelten folgende Zusammenhänge:

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_b - U_{BE} - (I_B + I_C) \cdot R_3}{I_B} =$$

$$= \frac{U_b - U_{BE} - (1 + 1/h_{FE}) \cdot I_C \cdot R_3}{I_C} \cdot h_{FE}$$

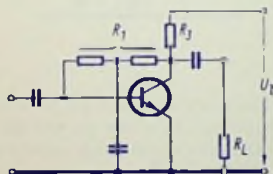


Bild 6

Falls h_{FE} groß gegen 1 und U_{BE} klein gegen U_{CE} ist, vereinfacht sich die Beziehung so:

$$R_1 \approx h_{FE} \cdot \left(\frac{U_b}{I_C} - R_3 \right)$$

Ein Emitter-Widerstand R_4 kann auch hier die Stabilisierung verbessern (Bild 7). Dafür gelten mit $R_3 \cdot (I_C + I_B) \approx 0,1 \cdot U_b$:

$$R_4 \approx \frac{0,1 \cdot U_b}{I_C + I_B} \quad \text{und}$$

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE} - 0,1 \cdot U_b}{I_B} = \frac{U_b - U_{BE} - (I_B + I_C) \cdot (R_3 + R_4)}{I_B} =$$

$$= \frac{U_b - U_{BE} - (1 + 1/h_{FE}) \cdot I_C \cdot (R_3 + R_4)}{I_C} \cdot h_{FE}$$

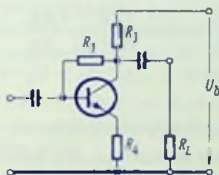


Bild 7

Wenn h_{FE} groß gegen 1 und U_{BE} klein gegen U_b ist, kann man diesen Ausdruck so vereinfachen:

$$R_1 \approx h_{FE} \cdot \left(\frac{U_b}{I_C} - R_3 - R_4 \right)$$

Basis-Spannungsteiler an Collector angeschlossen

Die Schaltung nach Bild 8 geht aus der Schaltung nach Bild 5 hervor, wenn der Widerstand R_2 zugefügt wird.

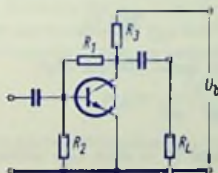


Bild 8

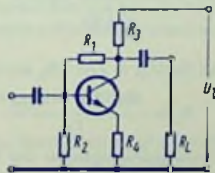


Bild 9

Wie für die Schaltung nach Bild 3 gilt auch hier:

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{k \cdot I_B}$$

Dagegen bekommt man nun für R_1 :

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{U_{BE}/R_2 + I_B} = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{(k+1) \cdot I_B} = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{(k+1) \cdot I_C} \cdot h_{FE}$$

Bild 9 zeigt die mit einem Emiller-Widerstand R_4 ergänzte Schaltung nach Bild 8. Hierzu gehört, wenn auf R_4 ein Zehntel der Speise-Gleichspannung entfällt:

$$R_4 \approx \frac{0,1 \cdot U_b}{I_C + I_B}$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + 0,1 \cdot U_b}{k \cdot I_B} = \frac{U_{BE} + 0,1 \cdot U_b}{k \cdot I_C} \cdot h_{FE}$$

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{(k+1) \cdot I_B} = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{(k+1) \cdot I_C} \cdot h_{FE} \quad \text{worin}$$

$$U_{CE} = U_b - [I_C + (k+1) \cdot I_B] \cdot R_3 - (I_C + I_B) \cdot R_4$$

Basis-Vorwiderstand bzw. Basis-Spannungsteiler für Collector-Schaltung

Der Basis-Vorwiderstand R_1 (Bild 10) kann aus dem Basis-Gleichstrom I_B und der auf R_1 entfallenden Spannung ausgerechnet werden. Diese Spannung ist gegeben mit

$$U_b - U_{BE} - (I_B + I_C) \cdot R_4$$

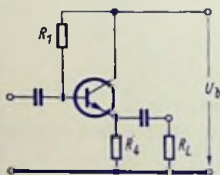


Bild 10

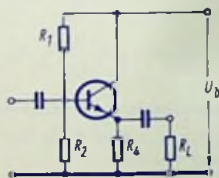


Bild 11

wobei man für $(I_B + I_C) \cdot R_4$ etwa $0,5 \cdot U_b$ einsetzen kann. Hieraus folgt:

$$R_1 = \frac{0,5 \cdot U_b - U_{BE}}{I_B} \approx \frac{0,5 \cdot U_b}{I_C} \cdot h_{FE}$$

Für den Basis-Spannungsteiler der Schaltung nach Bild 11 — auch hier wiederum mit $(I_B + I_C) \cdot R_4 \approx 0,5 \cdot U_b$ — ergeben sich

$$R_2 = \frac{0,5 \cdot U_b + U_{BE}}{k \cdot I_B} \approx \frac{0,5 \cdot U_b}{k \cdot I_C} \cdot h_{FE} \quad \text{für } U_b \gg U_{BE}$$

$$R_1 = \frac{0,5 \cdot U_b - U_{BE}}{(k+1) \cdot I_B} \approx \frac{0,5 \cdot U_b}{(k+1) \cdot I_C} \cdot h_{FE} \quad \text{für } U_b \gg U_{BE}$$

Eingangswiderstand

Zum Berechnen des Eingangswiderstandes vorstehender Schaltungen kann man diesen in zwei am Eingang der betrachteten Stufe parallelliegende Teilwiderstände aufteilen. Es ist daher zweckmäßig, zuerst mit den Leitwerten zu rechnen. Der eine Teil — mit dem Leitwert G_{in} — ist mit der Schaltung gegeben, die zum Zuführen der Basis-Gleichspannung dient. Der andere Teil — mit dem Leitwert g_{in} — wird vom Eingangsleitwert der Transistorschaltung dargestellt.

Der gesamte für das Signal wirksame Eingangswiderstand der Transistor-Stufe wird dann

$$r_{in} = \frac{1}{G_{in} + g_{in}}$$

Der Eingangsleitwert der Transistorschaltung g_{in} hängt davon ab, ob zwischen dem Emittter und dem ihm zugeordneten Pol der Speisespannung eine direkte Verbindung bzw. ein vernachlässigbarer Signalwiderstand oder ein für das Signal wirksamer Widerstand (Gegenkopplung) besteht.

Fehlt ein solcher Widerstand (Bilder 1, 3, 5, 6 und 8) oder ist der dort vorhandene Widerstand (R_4 in den Bildern 2, 4, 7 und 9) für das Signal z. B. mit einem Kondensator ausreichender Kapazität überbrückt, so gilt

$$r_{in} \approx \frac{1}{r_{Bb} + h_{fe} \cdot U_T / I_E} \quad \text{mit}$$

r_{Bb} Basis-Bahnwiderstand des Transistors

$h_{fe} = \beta$ Signalstromverstärkungsfaktor für Emitterschaltung

U_T Temperaturspannung = $k \cdot T / q$ (bei 25°C wird $U_T \approx 26$ mV)

hierzu

k Boltzmann-Konstante $\approx 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W} \cdot \text{s} \cdot \text{grad}^{-1}$

T absolute Temperatur

q Elementarladung $\approx 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ A} \cdot \text{s}$

I_E Emittter-Gleichstrom

In dem Ausdruck für g_{in} kann für niedrige Emittterstrom-Beträge bei gleichzeitig hohem Stromverstärkungsfaktor h_{fe} der Basis-Bahnwiderstand außer acht gelassen werden, und die vereinfachte Gleichung heißt dann:

$$g_{in} \approx \frac{I_E}{h_{fe} \cdot U_T} \quad (R_4 = 0 \text{ bzw. überbrückt})$$

Falls ein Emittter-Widerstand R_4 vorhanden und nicht überbrückt ist, ergibt sich:

$$g_{in} \approx \frac{1}{h_{fe} \cdot (U_T / I_E + R_4)}$$

Wie Bild 12 veranschaulicht, werden die Werte für U_T / I_E — den inneren Emittterwiderstand — bei großen Beträgen der Emittter-Gleichströme sehr klein. Zum Herabsetzen des Wertes von g_{in} muß man deshalb in diesen Fällen für R_4 verhältnismäßig hohe Werte wählen.

Bei den in den Bildern 10 und 11 gezeigten Collector-Schaltungen liegt der Abschlußwiderstand R_L für das Signal über einen Kondensator parallel zu R_1 . In einem solchen Fall wirkt sich für das Signal anstelle des Widerstandes R_1 der Widerstand der Parallelschaltung von R_1 mit R_L aus.

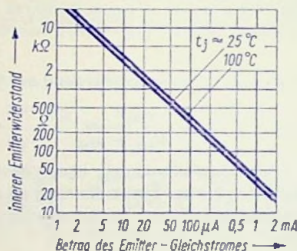


Bild 12

Dafür wird:

$$g_{in} \approx \frac{1}{h_{fe} \cdot (U_T / I_E + R_G)} \quad \text{mit} \quad R_G = \frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L}$$

Dennoch kann man mit Collector-Schaltungen besonders hohe Werte des Eingangswiderstandes r_{in} der Transistorschaltung verwirklichen, weil hierbei auf R_1 etwa die Hälfte der Speise-Gleichspannung U_b entfällt und R_1 sowie hiermit auch R_L hohe Werte annehmen dürfen.

Vermindern des Signal-Eingangsleitwertes der Schaltung zum Zuführen der Basis-Gleichspannung

Der Teil g_{in} des Eingangsleitwertes, der mit der Schaltung zum Zuführen der Basis-Gleichspannung gegeben ist, wird bei Verwenden eines Basis-Spannungsteilers von der Parallelschaltung der Widerstände R_1 und R_2 dargestellt:

$$G_{in} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Die einfachste Möglichkeit den Wert von G_{in} herabzusetzen besteht darin, den Zweig R_2 des Basis-Spannungsteilers wegzulassen, d. h. man verwendet dann lediglich einen Basis-Vorwiderstand. Die damit erreichbare Stabilität gegenüber Temperaturschwankungen und Streuungen des Collector-Basis-Gleichstromverhältnisses genügt jedoch nicht immer.

Von den beiden Widerständen des Basis-Spannungsteilers hat bei Emitterschaltung im allgemeinen der Widerstand R_2 den weitaus geringeren Wert. Der Widerstand R_1 wird dabei oft so groß, daß er beim Betrachten des Eingangsleitwertes unberücksichtigt bleiben kann. Das gilt besonders in den Fällen, in denen die Speise-Gleichspannung sehr hoch ist. Daher genügt es dann, allein den Einfluß des Widerstandes R_2 auf den Eingangsleitwert des Transistors herabzusetzen.

In einer Collector-Schaltung, bei der R_1 nicht groß gegen R_2 ist, muß der Einfluß des gesamten Basis-Spannungsleiters auf den Eingangsleitwert herabgesetzt werden. Bild 13 zeigt eine Schaltung, mit der dieser Einfluß praktisch vernachlässigbar wird. Der Punkt zwischen den Widerständen R_1 und R_2 ist dort über einen zusätzlichen Widerstand R_5 mit der Basis verbunden und außerdem über einen Kondensator an den Emittor gelegt (Bootstrap-Schaltung).

Für den Basis-Gleichstrom wirkt sich der Widerstand R_5 mit seinem tatsächlichen Wert als Basis-Vorwiderstand aus. Für den Signalstrom kommt R_5 jedoch insofern weitaus mehr zur Geltung, als die an ihm auftretende Signalspannung gegen die Eingangs-Signalspannung im Verhältnis

$$\frac{U_T/I_E}{U_T/I_E + \text{Parallelschaltung von } R_1, R_2, R_3 \text{ und } R_L}$$

reduziert ist. Für die Signalspannung erscheint der Wert des Widerstandes R_5 im umgekehrten Verhältnis vergrößert.

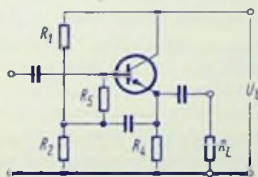


Bild 13

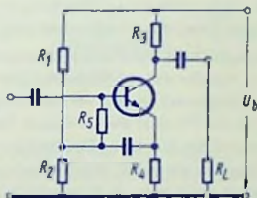


Bild 14

Bemessen der Widerstände in Schaltungen nach Bild 13 und Bild 14

In diesen Schaltungen handelt es sich um eine Kombination eines Basis-Spannungsleiters mit einem Basis-Vorwiderstand. Man wählt dabei vielfach $R_5 = R_2$. Für Bild 13 kann man die Gleichspannung an R_5 mit $0,5 \cdot U_b$ ansetzen. Dabei gilt mit $R_5 = R_2 = R_U$

$$R_5 \cdot I_B + R_2 \cdot k \cdot I_B = 0,5 \cdot U_b + U_{BE} = R_U \cdot (k + 1) \cdot I_B \quad \text{oder}$$

$$R_U = \frac{0,5 \cdot U_b + U_{BE}}{(k + 1) \cdot I_B} = \frac{0,5 \cdot U_b + U_{BE}}{(k + 1) \cdot I_C} \cdot h_{FE}$$

$$R_1 \cdot (k + 1) \cdot I_B + R_2 \cdot k \cdot I_B = U_b \quad \text{oder}$$

$$R_1 = \frac{U_b - R_2 \cdot k \cdot I_B}{(k + 1) \cdot I_B} = \frac{U_b}{(k + 1) \cdot I_B} - R_2 \cdot \frac{k}{k + 1} = \frac{U_b \cdot h_{FE}}{(k + 1) \cdot I_C} - R_2 \cdot \frac{k}{k + 1}$$

Für Bild 14 gilt die vorstehende Beziehung ebenfalls. $R_2 = R_5 = R_U$ müssen aber anders berechnet werden. Im Falle des Bildes 14 beträgt die Gleichspannung an R_4 üblicherweise $0,1 \cdot U_b$. Daraus folgt:

$$R_U = \frac{0,1 \cdot U_b + U_{BE}}{(k + 1) \cdot I_C} \cdot h_{FE}$$

Abmessungen der Kühlbleche für Leistungs-Transistoren

Vorbemerkungen

Die Sperrschicht-Temperaturen dürfen in den Transistoren (wie auch in allen anderen Halbleiter-Bauelementen) bestimmte, in den »Technischen Daten« angegebene Werte nicht übersteigen. Die Sperrschicht-Temperatur in einem Transistor hängt ab

- von der Umgebungstemperatur des Transistors bzw. den mit dem Transistor in gutem Wärmekontakt stehenden Elementen, wozu vorwiegend die Kühlbleche bzw. Kühlkörper zu rechnen sind,
- von der im Transistorsystem in Wärme umgesetzten (Verlust-)Leistung sowie
- von dem Wärmewiderstand zwischen den Transistorsperrschichten und der Umgebung, in die die Wärmeleistung übergeht.

Der Wert eines Wärmewiderstandes wird im vorliegenden Zusammenhang mit der in Grad Celsius gemessenen Übertemperatur der Sperrschichten gegen die Umgebung des Transistors bzw. des Kühlbleches oder Kühlkörpers je Watt Verlustleistung angegeben.

Die Verlustleistung, die in einem Transistor anfällt, tritt zum weitaus größten Teil in dessen beiden, nur von der dünnen Basiszone getrennten Sperrschichten auf. Der **Verlustleistungs-Augenblickswert** ist (bei Vernachlässigen des vom Basisstrom herrührenden Anteils) gegeben als das Produkt der in diesem Zeitpunkt geltenden Augenblickswerte des Collectorstromes und der Collector-Emitter-Spannung. Folglich schwankt die Verlustleistung, wenn der Transistor mit einer Wechsellspannung oder mit einer Impulsfolge gesteuert wird. Es gibt jedoch auch Fälle, in denen die Verlustleistung im Transistor zeitlich konstant ist oder sich nur langsam ändert, sowie Fälle, in denen mit einer konstanten mittleren Verlustleistung gerechnet werden darf. Die zuletzt genannten Fälle sind gegeben, wenn die Verlustleistung um einen zeitlich konstanten Mittelwert mit einer Frequenz schwankt, deren Periodendauer höchstens gleich der für die Transistor-Sperrschichten geltenden Integrationszeit ist. Diese beträgt einen Bruchteil von der Summe der inneren Transistor-Wärmezeitkonstanten, die für die tiefen Frequenzen, bei denen sie beachtet werden muß, ungefähr zwischen 50 ms und 400 ms liegt (siehe hierzu den letzten Abschnitt dieses Beitrages). Im übrigen hat man auch bei A-Betrieb von Verstärker-Endstufen mit dem für fehlende oder verschwindend geringe Aussteuerung geltenden Maximalwert der Verlustleistung zu rechnen.

Ein Kühlblech vermindert den Wärmewiderstand zwischen der Oberfläche des Transistor-Gehäuses und der Umgebung (der das Transistor-Gehäuse bzw. das Kühlblech umgebenden Luft).

Für ein Berechnen von Kühlblech-Abmessungen ist der Fall eines zeitlich konstanten Wertes der in Wärme umgesetzten Leistung am einfachsten zu erfassen. Daher wird dieser Fall zunächst behandelt. Anschließend wird auf das impulsweise Auftreten von Verlustleistungen bzw. von Verlustleistungs-Anteilen eingegangen.

Der Wärme-Übergang von der Collector-Sperrschicht bis zur Luft, die den Transistor bzw. die ihn enthaltende Anordnung umgibt, hängt von zahlreichen Einzelbedingungen ab, die nicht so ohne weiteres rechnerisch erfaßbar sind. Bereits die Umgebungstemperatur liegt

nur selten exakt fest. Deshalb ist die Genauigkeit, mit der Rechenergebnisse auf die tatsächlichen Verhältnisse zutreffen, nicht besonders groß. Gerade deshalb aber sollte man alle der Rechnung zugänglichen Zusammenhänge berücksichtigen, um damit einigermaßen zuverlässige Anhaltspunkte zu gewinnen. Dies geschieht im folgenden.

Für überschlägige Ermittlungen sind im Abschnitt »Vereinfachte Rechnung mit weniger fundiertem Ergebnis« Faustformeln angegeben, mit denen die benötigte Kühlblechfläche rascher, wenn auch weniger genau, berechnet werden kann.

Wärme-Ersatzschaltungen für zeitlich konstante Verlustleistung

Bei zeitlich konstanter Verlustleistung braucht man auf Wärmekapazitäten keine Rücksicht zu nehmen und kann diese deshalb aus der Ersatzschaltung herauslassen. Bild 1 zeigt eine solche Ersatzschaltung, in der der Wärmewiderstand nicht unterteilt wurde. Der Wert

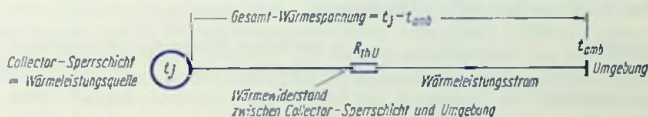


Bild 1

des Wärmewiderstandes ist hier gegeben mit dem Verhältnis der Übertemperatur, die die Collector-Sperrschicht gegen die Umgebung hat, zum Wärmeleistungsstrom, der aus dem Transistor in die Umgebung strömt. Als Einheit für den Wert des Wärmewiderstandes folgt daraus z. B. $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Der Wärme-Gesamtwiderstand $R_{th U}$ zwischen der Transistor-Sperrschicht, in der die Wärme entsteht, und der Transistor-Umgebung, in die die Wärme abströmt, kann gemäß Bild 2 aufgegliedert werden in

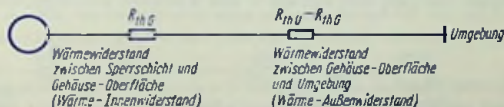


Bild 2

- den Teilwiderstand $R_{th G}$ zwischen der Collector-Sperrschicht und der Oberfläche des Transistor-Gehäuses (**Wärme-Innenwiderstand**) sowie in
- den Teilwiderstand $R_{th U} - R_{th G}$ zwischen der Oberfläche des Transistor-Gehäuses und der Umgebung (**Wärme-Außenwiderstand**).

Dieser zweite Wärme-Teilwiderstand bei Verwenden eines Kühlkörpers oder Kühlbleches setzt sich wiederum aus Wärme-Teilwiderständen zusammen und zwar aus dem **Wärme-Kontaktwiderstand** $R_{th K0}$ zwischen den beiden Flächen, die den Wärme-

kontakt zwischen dem Transistor und dem Kühlblech bzw. Kühlkörper bilden, sowie aus dem **Wärmewiderstand des Kühlbleches** oder **Kühlkörpers** zwischen der eben erwähnten Berührungsfläche und der das Kühlblech bzw. den Kühlkörper umgebenden Luft.

Der Wärme-Kontaktwiderstand

Die für die Montage auf Kühlblechen bzw. Kühlkörpern in Frage kommenden Transistoren haben Gehäuse, die mit einer ebenen Fläche satt auf dem Kühlblech oder dem Kühlkörper aufliegen.

Der Wärme-Kontaktwiderstand R_{thKo} zwischen den beiden aufeinandergepreßten Flächen hängt davon ab, ob sich diese Flächen metallisch berühren, ob eine Wärmeleitpaste die dabei unvermeidlichen Zwischenräume ausfüllt, bzw. ob eine Isolierschicht in Form einer Glimmerscheibe bzw. als Eloxalschicht zwischengefügt ist. Man kann etwa mit folgenden spezifischen (auf 1 cm^2 Berührungsfläche bezogenen) Wärme-Kontaktwiderständen γ [Einheit $^{\circ}\text{C}/(\text{W} \cdot \text{cm}^2) = \text{cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$] rechnen:

Kontaktart	γ = spezifischer Wärme-Kontaktwiderstand	
	ohne Wärmeleitpaste	mit Wärmeleitpaste
Metall auf Metall	$1,0 \text{ cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$	$0,5 \text{ cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Eloxalschicht	$2,0 \text{ cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$	$1,4 \text{ cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Glimmerscheibe (50 μm)	$3,5 \text{ cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$	$1,9 \text{ cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Beispielsweise ergibt sich für eine Berührungsfläche von 4 cm^2 mit einer zwischengelegten Glimmerscheibe (Dicke 50 μm) ohne Wärmeleitpaste ein Wärme-Kontaktwiderstand R_{thKo} von $3,5 (\text{cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}) : (4 \text{ cm}^2) \approx 0,88 ^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Für viele Transistoren werden passende Glimmerscheiben (Isolierscheiben) als Zubehör geliefert. Deren Wärme-Kontaktwiderstand ist in den »Technischen Daten« angegeben.

Die zum Kühlblech gehörenden Wärme-Teilwiderstände

Die Wärmeleistung, die innerhalb der Berührungsfläche vom Transistor-Gehäuse auf das Kühlblech übergeht, muß sich erst in dem Kühlblech ausbreiten, bevor sie von der Kühl-

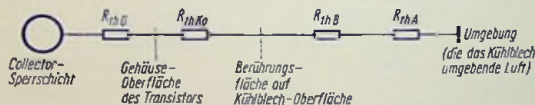


Bild 3

blech-Oberfläche in die das Kühlblech umgebende Luft abströmen kann. Das legt es nahe, den Wärmewiderstand zwischen der Berührungsfläche des Transistors mit dem Kühlblech und der das Kühlblech umgebenden Luft aufzugliedern in den

● **Wärme-Ausbreitungswiderstand R_{thB}** zwischen der Berührungsfläche des Halbleiter-Bauelementes mit dem Kühlblech und der Kühlblech-Oberfläche, von der die Wärme an die Luft übergeht (Bild 3), sowie in den

• **Wärme-Abgabewiderstand $R_{th A}$** zwischen der Leiste, die Wärme an die Luft abgebenden Kühlblech-Oberfläche und der Umgebung.

Ein exaktes Aufgliedern in die beiden eben genannten Wärme-Teilwiderstände ist nicht möglich, weil die Übertemperatur der Kühlblech-Oberfläche nicht für alle Punkte dieser Oberfläche denselben Wert hat und weil bereits auf dem Weg der Wärmeleistung von der Berührungsfläche nach den entfernteren Teilen der Kühlblech-Oberfläche Wärmeleistung an die Umgebung abgegeben wird.

Dennoch ist ein solches Aufgliedern für den Berechnungsgang zweckmäßig.

Der Wärme-Abgabewiderstand $R_{th A}$ hängt hauptsächlich von dem Ausmaß und der Art der Blechoberfläche sowie von der Anordnung des Bleches (waagerecht oder senkrecht) ab. Außerdem wird er von dem Temperaturgefälle zwischen Blechoberfläche und Umgebungsluft beeinflusst (siehe Bild 7).

Der Wärme-Ausbreitungswiderstand $R_{th B}$ spielt, falls das Kühlblech aus Aluminium oder Kupfer besteht, nur für Wärme-Gesamtwiderstände unter etwa $5^\circ\text{C}/\text{W}$ eine wesentliche Rolle. Er wird vorwiegend bestimmt von der Wärmeleitfähigkeit und der Dicke des Kühlbleches, außerdem von dem Ausmaß der Berührungsfläche zwischen Transistorgehäuse und Kühlfläche sowie schließlich ebenfalls von der Anordnung und Oberflächenart des Kühlbleches.

Dabei ist es für das Berechnen günstig, daß die den Wärme-Teilwiderstand $R_{th B}$ beeinflussenden Werte größtenteils von vornherein festliegen bzw. angenommen werden können.

Der Rechnungsgang

Man geht aus von der innerhalb der Collector-Sperrschicht in Wärme umgesetzten Verlustleistung $P_v = P_{C+E} \approx P_C$ von der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur t_{jmax} und der für das Kühlblech geltenden Umgebungstemperatur t_{amb} bis zu der der Transistor betrieben werden soll.

Aus P_v , t_{jmax} und t_{amb} folgt der Wärme-Gesamtwiderstand, von dem man den Wärme-Innenwiderstand und den Wärme-Kontaktwiderstand abzieht. Hiermit hat man als Ergebnis den gesamten zum Kühlblech gehörenden Wärmewiderstand, nämlich die Summe $R_{th A} + R_{th B}$.

Vom Kühlblech kann man als gegeben voraussetzen: die Blechdicke, das Blechmaterial, die Oberflächenart und die Anordnung (waagerecht oder senkrecht), außerdem das Ausmaß der Berührungsfläche zwischen Blech und Transistor-Gehäuse. Hieraus ermittelt man den Wert des Wärme-Ausbreitungswiderstandes $R_{th B}$. Diesen Wert zieht man von der Summe $R_{th A} + R_{th B}$ ab und erhält so den Wärme-Abgabewiderstand $R_{th A}$ des Kühlbleches allein. Aus ihm folgen, mit Berücksichtigen der Anordnung und der Oberflächenbeschaffenheit des Kühlbleches sowie mit dem Seitenverhältnis des fast immer rechteckigen Bleches, die Kühlblech-Ausmaße.

Die verwendeten Formelzeichen

P_v zeitlich konstante bzw. als zeitlich konstant betrachtete, tatsächliche innerhalb des Transistors in Wärme umgesetzte Leistung

- t_{jmax} höchstzulässige Temperatur der Collector-Sperrschicht (in den »Technischen Daten« als Grenzwert von t_j angegeben)
- t_{amb} Temperatur der das Kühlblech umgebenden Luft
- R_{thU} Wärme-Gesamtwiderstand zwischen der Collector-Sperrschicht und der das Kühlblech umgebenden Luft
- R_{thG} Transistor-Wärme-Innenwiderstand zwischen Collector-Sperrschicht und Berührungsfläche des Transistorgehäuses mit dem Kühlblech (in den »Technischen Daten« angegeben)
- R_{thKo} Wärme-Kontaktwiderstand zwischen den sich unmittelbar oder unter Vermittlung einer Zwischenschicht berührenden Flächen von Transistor-Gehäuse und Kühlblech
- R_{thA} Wärme-Abgabewiderstand des verwendeten bzw. zu verwendenden Kühlbleches (Wärme-Teilwiderstand zwischen der Kühlblech-Oberfläche und der das Kühlblech umgebenden Luft)
- R_{thB} Wärme-Ausbreitungswiderstand im Kühlblech
- γ spezifischer Wärme-Kontaktwiderstand (für 1 cm^2 der Berührungsfläche) (siehe Tabelle Seite 36)
- r Halbmesser der auf eine Kreisfläche umgerechneten Berührungsfläche zwischen Transistor und Kühlblech (Bild 4)

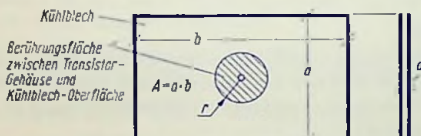


Bild 4

- λ spezifische Wärmeleitfähigkeit des Kühlblechmaterials:

Material	Kupfer	Aluminium	Messing	Stahl
λ	3,8	2,1	1,1	$0,46 \frac{\text{W}}{^\circ\text{C} \cdot \text{cm}}$

- d Blechdicke (meistens angenommen oder gegeben)

- α Anordnungsfaktor:

$\alpha = 1$ für horizontales Kühlblech

$\alpha = 0,85$ für vertikales Kühlblech

- β Oberflächenfaktor:

$\beta = 1$ für blanke Oberfläche

$\beta \approx 0,7$ für mattschwarz gefärbte Oberfläche

$\beta \approx 0,5$ für mattschwarz eloxierte Oberfläche

K spezifischer Wärmewiderstand bezogen auf die Einheit der — nur einseitig ge-
rechneten — Oberfläche des waagrecht angeordneten, blanken Kühlbleches.
Es gilt für die Wärmeabgabe an die umgebende, nicht künstlich bewegte Luft:

$$K \approx 630 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W} \cdot \text{cm}^2} = 630 \frac{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}}$$

A_0 Ausmaß der einseitigen Kühlblech-Fläche, die sich für quadratisches Blech ($a = b$), horizontale Lage und blanke Oberfläche ergibt (Oberflächen-Minimalwert einer der beiden Blechseiten)

A Ausmaß der einseitigen Kühlblechfläche für tatsächliche Lage und Oberfläche
($A = A_0 \cdot \alpha \cdot \beta \cdot f_{ab}$)

f_{ab} Faktor für Kühlblechform:

$f_{ab} = 1$ für quadratisches Kühlblech

$f_{ab} \approx 0,5 \cdot (b : a + a : b)$ für rechteckiges Kühlblech (Bild 4)

Berechnungsformeln

$$R_{th U} = \frac{t_{jmax} - t_{amb}}{P_v}$$

$$R_{th Ko} \approx \gamma \cdot \frac{1}{\pi \cdot r^2}$$

$$R_{th B} \approx \frac{1}{\lambda \cdot d} \cdot \left[0,1 + 0,08 \cdot \ln \left(\frac{\lambda \cdot d \cdot \alpha \cdot \beta \cdot K}{r^2} \right) \right]$$

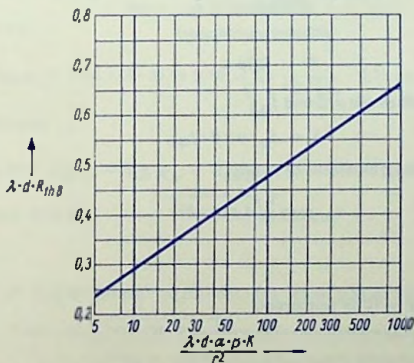


Bild 5

Man rechnet aus: $\frac{\lambda \cdot d \cdot \alpha \cdot \beta \cdot K}{r^2}$ und entnimmt dem Bild 5 den Wert des in der eckigen

Klammer stehenden Ausdrucks, nämlich die reine (d. h. unbenannte) Zahl = $\lambda \cdot d \cdot R_{th B}$

$R_{th B}$ folgt daraus, indem man die aus Bild 5 entnommene Zahl durch $\lambda \cdot d$ dividiert. Nun bekommt man

$$R_{th A} = R_{th U} - R_{th G} - R_{th Ko} - R_{th B}$$

Damit kann aufgrund der Beziehung

$$\frac{A_0}{\text{cm}^2} = K \cdot \frac{W}{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}^2} \cdot \left[\frac{R_{th A}}{^{\circ}\text{C}/\text{W}} \right]^{-1,25}$$

aus Bild 6 der zu dem Wert von $R_{th A}$ gehörende Wert von A_0 unmittelbar entnommen werden.

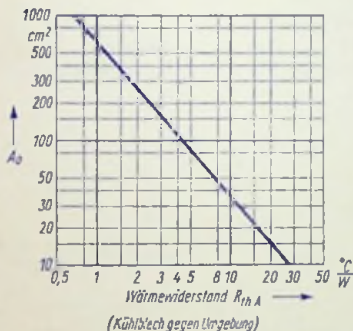


Bild 6

Aus A_0 ergibt sich schließlich mit α , β und I_{ab}

$$A = A_0 \cdot \alpha \cdot \beta \cdot I_{ab}$$

und die Kantenlänge a des Kühlblechs ist dann:

$$a = \sqrt{A \cdot (\alpha : \beta)}$$

Zahlenbeispiel

Gegeben seien:

P_v Verlustleistung = 10 W (maximal)

$t_{j \max}$ höchstzulässige Sperrschichttemperatur = 90°C

t_{amb} höchstvorkommende Umgebungstemperatur = 40°C

$R_{th G}$ Wärme-Innenwiderstand des Transistors = $1,9 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$

γ spezifischer Wärme-Kontaktwiderstand Metall auf Metall ohne Wärmeleitpaste
 $1,0 \text{ cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}/\text{W}$

- r Berührungsflächen-Radius = 1,5 cm
 λ Aluminiumblech $\lambda = 2,1 \frac{\text{W}}{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}}$
 d Kühlblechdicke = 0,25 cm
 α vertikale Kühlblech-Anordnung $\alpha = 0,85$
 β Kühlblech mattschwarz gefärbt $\beta = 0,7$
 $a : b$ Seitenverhältnis der Rechteckfläche des Kühlbleches $a : b = 1 : 2 = 0,5$

Hieraus folgen:

$$R_{thU} = \frac{90^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{10 \text{ W}} = 5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{thKo} \approx 1,0 \frac{\text{cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \cdot \frac{1}{3,14 \cdot (1,5 \text{ cm})^2} \approx 0,14 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

R_{thB} erhält man aus Bild 5 so:

$$\frac{2,1 \frac{\text{W}}{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}} \cdot 0,25 \text{ cm} \cdot 0,85 \cdot 0,7 \cdot 630 \frac{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}}}{(1,5 \text{ cm})^2} = \frac{2,1 \cdot 0,25 \cdot 0,85 \cdot 0,7 \cdot 630}{2,25} \approx 87$$

entnimmt man aus Bild 5: $\lambda \cdot d \cdot R_{thB} \approx 0,46$

und erhält damit:

$$R_{thB} \approx 0,46 : (\lambda \cdot d) \approx 0,46 : \left(2,1 \frac{\text{W}}{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}} \cdot 0,25 \text{ cm} \right) \approx 0,88 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Nun bekommt man

$$R_{thA} = R_{thU} - R_{thG} - R_{thKo} - R_{thB} \approx (5 - 1,9 - 0,14 - 0,88) \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = 2,08 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

und hiermit aus Bild 6: $A_0 \approx 250 \text{ cm}^2$

Dazu gehört:

$$A_1 = A_0 \cdot \alpha \cdot \beta \cdot f_{ab} = 250 \text{ cm}^2 \cdot 0,85 \cdot 0,7 \cdot 0,5 \cdot (2 + 0,5) \approx 250 \text{ cm}^2 \cdot 0,74 \approx 186 \text{ cm}^2$$

Bei $a : b = 1 : 2$ ist $a = \sqrt{(186 \cdot 0,5) \text{ cm}^2} \approx 10 \text{ cm}$ und deshalb $b \approx 20 \text{ cm}$

Vereinfachte Rechnung mit weniger fundiertem Ergebnis

Man rechnet R_{thU} aus (nach der gleichen Berechnungsformel wie beim ersten Verfahren) und zieht hiervon sowohl R_{thG} wie auch R_{thZ} (aus folgender Tabelle zu entnehmen) ab.

Tabelle der Werte von R_{thZ} in $^{\circ}\text{C}/\text{W}$:

Blechdicke cm	Blechmaterial Kupfer	Aluminium	Messing	Stahl
0,10	1,3	2,0	3,1	6,0
0,15	1,0	1,5	2,7	5,0
0,20	0,8	1,2	2,3	4,0
0,25	0,7	1,0	2,0	3,5
0,30	0,5	0,8	1,7	2,9
0,35	0,4	0,7	1,5	2,5

So ermittelt man:

$$R_{thA} \approx R_{thU} - R_{thG} - R_{thZ}$$

und gewinnt hiermit:

$$A_0 \approx 630 \frac{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}} : R_{thA}$$

Nun rechnet man wieder wie beim ersten Verfahren:

$$A = A_0 \cdot \alpha \cdot \beta \cdot f_{ab} \quad \text{wobei} \quad f_{ab} = 0,5 \cdot (b : a + a : b)$$

Das Zahlenbeispiel vereinfacht durchgerechnet

Der Wärme-Gesamtwiderstand R_{thU} ergibt sich wie im vorletzten Abschnitt zu $5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$

Mit $R_{thG} = 1,9 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ und $R_{thZ} \approx 1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ aus der Tabelle des letzten Abschnittes wird

$$R_{thA} \approx \left(5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} - 1,9 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} - 1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right) \approx 2,1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Daraus folgt

$$A_0 \approx 630 \frac{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}} : \left(2,1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right) \approx 300 \text{ cm}^2$$

und mit $\alpha = 0,85$, $\beta = 0,7$ und $f_{ab} = 0,5 \cdot (0,5 + 2) = 1,25$

wird $A = 300 \text{ cm}^2 \cdot 0,85 \cdot 0,7 \cdot 1,25 \cdot (0,5 + 2) \approx 220 \text{ cm}^2$

Einfluß der natürlichen Luftströmung

Bei vertikal und frei angeordnetem Kühlblech bewirken höhere Übertemperaturen (mehr als etwa 20°C) nennenswerte Luftströmungen, die die Kühlung unterstützen und somit den Wärmewiderstand R_{thA} um so mehr herabsetzen, je größer die Übertemperatur wird. Die Auswirkung ist naturgemäß von Nebenbedingungen stark beeinflußt. Bild 7 zeigt einen solchen Zusammenhang.

Kühlung mit zusätzlicher Luftströmung

Hierunter versteht man das Kühlen mit Hilfe einer künstlich erzeugten Luftströmung mittels eines Ventilators. Bild 8 veranschaulicht den Einfluß der Geschwindigkeit des Luftstromes auf den Wärmewiderstand R_{thA}

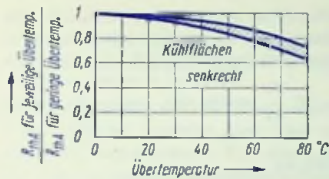


Bild 7

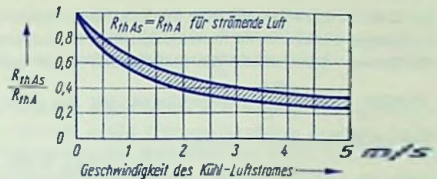


Bild 8

Einfluß der Luftdichte

Mit Abnahme der Luftdichte steigt der Wert von R_{thA} . Bis etwa 1000 m über Normalnull ist dieser Einfluß vernachlässigbar. R_{thA} steigt bei 2000 m auf etwa das 1,2fache und bei 4000 m auf rund das 1,4fache an.

Auswirkung von Verlustleistungs-Impulsen

Bei impulsweise auftretender Verlustleistung wirken sich die Wärmekapazitäten aus. Diese sind über den gesamten Weg der abströmenden Wärmeleistung verteilt. Dennoch kann man sich darauf beschränken, zwei konzentrierte Wärmekapazitäten anzunehmen und zwar einerseits die Wärmekapazität der Collector-Sperrschicht C_{thj} sowie andererseits die Summe aus den Wärmekapazitäten des Transistor-Gehäuses und des Kühlbleches $C_{th(G+K)}$ (Bild 9).

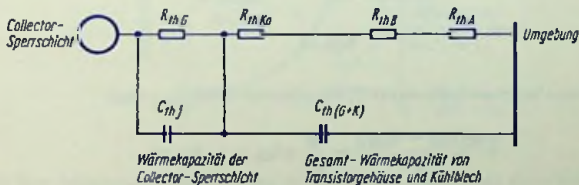


Bild 9

Man hat es dann für vereinfachte Überlegungen mit folgenden zwei Wärme-Zeitkonstanten zu tun, mit:

$$\tau_{thj} = C_{thj} \cdot R_{thG}$$

d. h. mit der inneren Wärme-Zeitkonstante des Transistors (das ist — genau — genommen — eine Summe von Zeitkonstanten, so daß sich in der Praxis Abweichungen gegenüber dieser vereinfachten Betrachtung ergeben), deren Mindestwert für Leistungstransistoren bei tiefen Puls-Frequenzen eine Größenordnung von 50 ms hat, sowie mit

$$\tau_{th K} = C_{th (G+K)} \cdot R_{th K} = C_{th (G+K)} \cdot (R_{th K_0} + R_{th B} + R_{th A})$$

d. h. mit der äußeren Wärme-Zeitkonstante, die bei Leistungstransistoren bereits ohne Kühlblech in der Größenordnung von 10 s liegt (dabei nur $C_{th G}$ und nicht $C_{th (G+K)}$ vorhanden).

Hieraus folgt, daß man die Kühlblech-Temperatur auch bei Impulsbetrieb meistens als von der mittleren Verlustleistung allein abhängig und deshalb als konstant betrachten darf. Die Sperrschicht-Wärmekapazität kann man für tiefe Pulsfrequenzen ungefähr mit $50 \cdot 10^{-3} \frac{W \cdot s}{^{\circ}C}$ veranschlagen. Mit $R_{th G} = (1 \dots 8) \frac{^{\circ}C}{W}$ ergibt sich daraus die innere Wärme-Zeitkonstante

$$\tau_{th j} = (50 \dots 400) \text{ ms}$$

Ist die Impulsperiodendauer T wesentlich kleiner als $\tau_{th j}$ so fallen die Schwankungen der Sperrschicht-Temperatur derart gering aus, daß sie nicht mehr stören können. Deshalb darf man in solchen Fällen mit einem Verlustleistungs-Mittelwert rechnen, wozu sich eine mittlere Sperrschicht-Temperatur $t_{j \text{ mittel}}$ ergibt. Steigt die Impulsfrequenz, so sinkt dafür die Wärmekapazität der Sperrschicht erheblich ab, weil an dieser Kapazität mit zunehmender Frequenz ein immer kleinerer Bereich des Transistor-Systems teilhat. Wegen der höheren Frequenz genügt dann aber eine kleinere Wärmekapazität zum hinreichenden Ausgleich der Schwankungen der Sperrschicht-Temperatur.



Bild 10

Somit gilt für eine Impulsperiodendauer T , die erheblich unter $\tau_{th j}$ liegt:

$$\frac{t_{j \text{ mittel}} - t_{amb}}{P_v} = \frac{t_p}{T} \cdot (R_{th G} + R_{th K})$$

worin

P_v Leistungs-Scheitelwert des Rechteckimpulses (Bild 10)

t_p Impulsdauer (Bild 10)

T Impulsperiodendauer (Bild 10)

Ist die Impulsperiodendauer T groß gegen die innere Wärmezeitkonstante $\tau_{th j}$ aber klein gegen die äußere Wärmezeitkonstante $\tau_{th K}$ so gilt folgender Zusammenhang ausreichend genau:

$$\frac{t_{j \text{ mittel}} - t_{amb}}{P_v} \approx R_{th G} + R_{th K} \cdot \frac{t_p}{T}$$

Anheizzeiten der Elektronenröhren

Vorbemerkung

Elektronenröhren benötigen für ihre Funktion eine bestimmte Kathodentemperatur. Ab dem Einschalten, dem Anlegen der Betriebsspannungen an die einzelnen Elektroden, bis zur Betriebsbereitschaft der Röhre vergeht eine gewisse Zeit. Sie ist hauptsächlich bedingt durch die Wärmelträgheit der Kathode. Aber auch die Eigenschaften des Heizstromkreises spielen eine Rolle.

Oft muß nicht nur der Heizladen aufgeheizt werden, sondern, wie z. B. bei indirekt geheizten Röhren, zusätzlich über mehr oder weniger große Wärmewiderstände (Isolierpaste) die Kathodenhülse. Erst wenn die Temperatur der Kathodenhülse 600°C überschritten hat, beginnt die Kathodenschicht Elektronen in genügender Menge zu emittieren. Für den Vergleich der Anheizzeiten verschiedener Röhren sind hinsichtlich dieser Vorgänge im wesentlichen drei unterschiedliche Zeitangaben gebräuchlich: die Röhren-Anlaufzeit, die Kathoden-Anheizzeit und die Heizer-Anheizzeit.

Röhren-Anlaufzeit

Die Röhren-Anlaufzeit interessiert vorwiegend den Anwender der Röhre. Sie ist ein Maß für die Zeit zwischen Einschalten der Heizung und Betriebsbereitschaft der Röhre im Gerät.

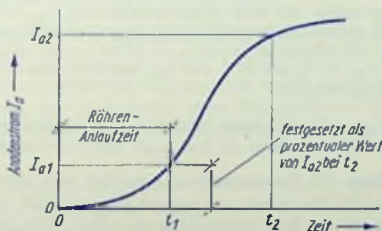


Bild 1

Nach dem Anlegen der Heizspannung an den Heizer (Heizfaden) einer Röhre dauert es eine gewisse Zeit, bis die vom Stromfluß durch den Heizer erzeugte Wärme die Temperatur der Kathode so weit erhöht hat, daß Elektronenemission einsetzt. Ab diesem Zeitpunkt nimmt die Emission rasch zu und erreicht bald ihren Endwert, der von den jeweiligen Betriebsbedingungen der Röhre abhängt. Unter der Röhren-Anlaufzeit versteht man nun die Zeitspanne zwischen dem Einschalten der Heizung und dem Erreichen eines bestimmten Anodenstromwertes.

Dieser Stromwert wird als Prozentsatz des am Ende eines vorgeschriebenen Zeitabschnittes gemessenen Anodenstromes ermittelt.

Bild 1 zeigt das schematisch anhand einer Emissionskennlinie.

Messen der Röhren-Anlaufzeit

Gemessen wird in einer Schaltung nach Bild 2, d. h. die Röhre erhält alle betriebsmäßigen Spannungen.

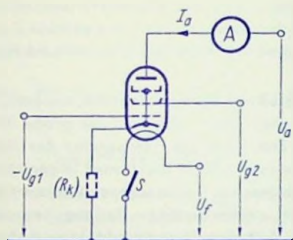


Bild 2

Nach dem Schließen des Schalters S wird der Anodenstrom in Abhängigkeit von der Zeit entsprechend Bild 1 aufgezeichnet. Bei dieser Messung werden die Röhren je nach ihrem Verwendungszweck entweder mit fester Gittervorspannung U_{g1} ohne R_k (Kathode an Masse) oder mit automatischer Gittervorspannung $U_{g1} = 0$ und $R_k \neq 0$ gemessen.

Beispiel: $t_2 = 1$ min; I_{a1} für t_1 soll 20% von I_{a2} betragen. Die Kurve wird mit einem Kennlinienschreiber aufgenommen.

Nach der Zeit t_2 sei $I_{a2} = 95$ mA; damit beträgt I_{a1} für die Bestimmung der Anlaufzeit $0,2 \cdot 95$ mA = 19 mA. Zu 19 mA wird die Zeit t_1 als Röhren-Anlaufzeit abgelesen.

Röhren, deren Heizläden für Parallelspeisung ausgelegt sind, erhalten eine konstante Heizspannung. Röhren für Serienheizung werden oft zusätzlich auch mit konstantem Nennheizstrom untersucht, da diese so ermittelte Anlaufzeit Rückschlüsse auf die Reihenfolge der Betriebsbereitschaft in Reihe geheizter Röhren gibt. Diese Reihenfolge ist unter Umständen wichtig für die Bild- und Zeilenablenkröhren in Fernsehgeräten, um einen in Höhe und Breite möglichst gleichmäßigen Bildaufbau zu erreichen.

Kathoden-Anheizzeit

Dies ist die Zeitspanne zwischen dem Einschalten der Heizung und dem Augenblick, in dem ein vorgeschriebener Wert des Kathodenstromes (z. B. $\frac{1}{4}$ des Nennwertes) fließt. Der weitere Verlauf der Kurve $I_k = f(t)$ ist zur Auswertung nicht erforderlich, so daß die Kathoden-Anheizzeit mit einer Stoppuhr ermittelt werden kann. Die Messung erfordert weniger Zeit als die der Röhren-Anlaufzeit und wird daher bevorzugt vom Röhrenhersteller zur Röhrenbeurteilung geprüft.

Messen der Kathoden-Anheizzeit

Bei dieser Messung werden Pentoden als Triode geschaltet, d. h., das Gitter 2 wird mit Anode und das Gitter 3 erforderlichenfalls mit Kathode verbunden. Die Gitterspannung wird auf einen vorgegebenen Wert eingestellt. In der Regel wird ohne Kathodenwiderstand und mit konstanter Heizspannung gemessen.

Nach Schließen des Schalters S (Bild 2) wird die Zeit bis zum Erreichen des vorgeschriebenen Kathodenstromwertes ermittelt.

Heizer-Anheizzeit

Diese Zeit interessiert nur dann, wenn Röhren für Reihen- bzw. Serienheizung bestimmt sind. Sie hängt nicht allein von den thermischen Eigenschaften des Heizers (Heizfaden), seiner Isolierung und der ihn umschließenden Kathode ab, sondern in sehr erheblichem Maß auch von der Heizkreisschaltung. Der Heizer-Anheizzeit liegen demgemäß bestimmte Eigenschaften des Heizstromkreises zugrunde. Um während des Anheizvorganges die Heizfäden einzelner Röhren nicht thermisch zu überlasten, sind untereinander gleiche oder normierte Heizer-Anheizzeiten die Voraussetzung dafür, daß die Heizfäden mehrerer Röhren in Reihe geschaltet sein dürfen.

Temperaturabhängiger Heizfaden-Widerstand

Der Heizfaden (Heizer) hat bei seiner Betriebstemperatur (etwa 1200 °C) einen Widerstand von ungefähr dem 7fachen Wert seines Kaltwiderstandes (25 °C). Hieraus folgt:

- Bei auf dem Nennwert gehaltener Heizspannung ergibt sich als Anfangswert des Heizstromes näherungsweise das Siebenfache seines Betriebswertes. Die Zeit, die bis zum Erreichen der Heizfaden-Betriebstemperatur verstreicht, liegt in der Größenordnung von zehn Sekunden.
- Bei auf seinem Nennwert gehaltenem Heizstrom beträgt der Anfangswert der am Heizfaden auftretenden Spannung nur ungefähr 1/7 des Betriebswertes. Die Zeit, in der die Heizfaden-Betriebstemperatur praktisch erreicht wird, hat dabei die Größenordnung einer Minute.

Reihenschaltung von Heizfäden mit verschiedenen Anheizzeiten

Die Spannungen an den Heizfäden mit kurzer Anheizzeit steigen wesentlich rascher an als die Spannungen an den Heizfäden mit langer Anheizzeit. Daraus folgt für die Heizfaden-Reihenschaltung:

- Die Heizfäden mit vergleichsweise kurzen Anheizzeiten können im Anschluß an das Einschalten überlastet werden.
- Die Heizfäden mit vergleichsweise langen Anheizzeiten nehmen ihre Betriebstemperaturen unverhältnismäßig langsam an.

- Aus beiden Gründen dürfen nur Röhren mit ungefähr gleichen Heizer-Anheizzeiten in Reihenschaltung betrieben werden.

Normierte Heizer-Anheizzeit

Heizfäden mit »normierter Anheizzeit« dürfen in Reihe (ohne zusätzlichen Strombegrenzerwiderstand) an eine Gesamt-Heizspannung angeschlossen werden, die gleich der Summe der Heizspannungs-Nennwerte der in Reihe liegenden Heizfäden ist.

Alle Röhren, die für den Betrieb mit Reihen- bzw. Serienheizung vorgesehen sind, haben deshalb eine normierte Heizer-Anheizzeit.

In Europa wurde die »normierte Anheizzeit« auf 14,5 s mit einer Streubreite von 11 s ... 18 s festgelegt.

In USA beträgt die dementsprechende **controlled heater warm-up time** 11 s.

Messen der Heizer-Anheizzeit

In üblichen Schaltungen sind während des Anstiegs der Heizladen-Temperatur weder der Heizstrom noch die Heizspannung konstant. Das wird in der Schaltung zum Messen der Heizer-Anheizzeit gemäß DIN 44402 (siehe Bild 3) berücksichtigt. Als Anheizzeit gilt

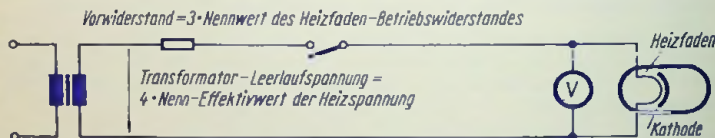


Bild 3

dabei die Zeitspanne zwischen dem Schließen des Schalters und dem Augenblick, in dem die Heizspannung das 0,8fache des Heizspannungs-Nennwertes erreicht hat. (In dem in der Schaltung eingezeichneten Vorwiderstand ist der Innenwiderstand des Transformators mit enthalten.)

Allgemeine Hinweise

Vor dem Messen der Anheizzeiten soll sich jeder Teil der Röhre auf Raumtemperatur (etwa 25 °C) befinden. Das bedeutet, daß wenigstens eine Stunde vor der Messung keine Spannung an Heizer oder Kathode gelegt werden darf. Die Betriebsspannungen sollen — wenn nicht ausdrücklich anders vermerkt — konstant sein.

Dezimal- und Dual-Zahlen

Die Zahlen

Zahlen dienen zum Zählen von Einheiten und zum Angeben von Bruchteilen der Einheit. Die Zahlen schreibt man üblicherweise mit Ziffern, wobei die Anzahl der erforderlichen Ziffern von Zahlensystem zu Zahlensystem verschieden ist. Die Zahlen aller Zahlensysteme sind Potenz-Summen. Die einzelne Ziffer bedeutet die Anzahl der Einheiten. Die Stellung der Ziffer innerhalb der Zahl bestimmt den Wert des (stets ganzzahligen) Exponenten.

Einheiten	Einheit																
Dezimalzahl	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Dualzahl	0	L	LO	LL	LOO	LOL	LL0	LLL	LOOO	LOOL	LOLO	LOLL	LL00	LL0L	LLLO	LLLL	LOOOO

Bild 1

Am meisten angewendet werden im täglichen Leben das Dezimalsystem (Zehnersystem) und in der Technik außerdem das Dualsystem (Zweiersystem).

Die Dezimalzahlen werden mit den Ziffern 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 geschrieben und sind auf den Zehnerpotenzen (mit ganzzahligen Exponenten) aufgebaut.

Einheiten und Teile davon	Einheit								
Dezimalzahl	1	0,5	0,25	0,125	0,0625	1,625	0,3125	0,1875	0,03125
Dualzahl	L	0,L	0,0L	0,00L	0,000L	L,LOL	0,0LOL	0,00LL	0,0000L

Bild 2

Die Dualzahlen haben nur die zwei Ziffern 0 und 1. Damit man sie nicht mit Dezimalzahlen verwechseln kann, schreibt man häufig L an Stelle von 1. Dualzahlen setzen sich aus Potenzen der Zahl 2 (ebenfalls ausschließlich mit ganzzahligen Exponenten) zusammen.

Beispiel für eine Dezimalzahl:

$$3579,06 = 3 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 9 \cdot 10^0 + 0 \cdot 10^{-1} + 6 \cdot 10^{-2}$$

Beispiel für eine Dualzahl:

$$1101,01 \text{ bzw. } L L 0 L, 0 L = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2}$$

Die Bilder 1 und 2 veranschaulichen den Zahlenaufbau für ganze Einheiten sowie für Teile von Einheiten.

Umwandeln von Dualzahlen in Dezimalzahlen

In der Tabelle sind die Potenzen der Zahl 2 mit positivem Exponenten bis 2^{12} sowie mit negativem Exponenten bis 2^{-10} aufgeführt und die entsprechenden Dezimalzahlen dafür angegeben.

Zweier- potenz		entsprechende Dezimalzahl	Beispiel:	
2^{12}	13.	4096	gegebene Dualzahl:	
2^{11}	12.	2048	L 0 0 L L 0 L, L 0 0 L	
2^{10}	11.	1024		
2^9	10.	512		
2^8	9.	256		
2^7	8.	128		
2^6	7.	64	L	64
2^5	6.	32	0	
2^4	5.	16	0	
2^3	4.	8	L	8
2^2	3.	4	L	4
2^1	2.	2	0	
2^0	1.	1	L	1
Komma				
2^{-1}	1.	0,5	L	0,5
2^{-2}	2.	0,25	0	
2^{-3}	3.	0,125	0	
2^{-4}	4.	0,0625	L	0,0625
2^{-5}	5.	0,03125		77,5625
2^{-6}	6.	0,015625		ermittelte
2^{-7}	7.	0,0078125		Dezimalzahl
2^{-8}	8.	0,00390625		
2^{-9}	9.	0,001953125		
2^{-10}	10.	0,0009765625		

Mit Hilfe dieser Tabelle (die bei Bedarf noch beliebig nach oben und unten erweitert werden kann) lassen sich Dualzahlen in die entsprechenden Dezimalzahlen umwandeln.

Das Beispiel rechts neben der Tabelle zeigt, wie man dazu zweckmäßigerweise die gegebene Dualzahl (ausgehend von der Kommastelle) senkrecht neben der Tabelle aufrägt und dann alle die Dezimalzahlen addiert, die einer mit einem L besetzten Stelle der Dualzahl entsprechen. Als Summe erhält man die gesuchte Dezimalzahl.

Wesentlich umständlicher dagegen ist schon die umgekehrte Aufgabe: das Umwandeln von Dezimalzahlen in Dualzahlen mit dieser Tabelle.

Für das häufige Umwandeln von ganzen oder gebrochenen Zahlen aus dem einen Zahlensystem in das andere haben sich deshalb besondere Methoden bewährt, die im folgenden angegeben sind.

Umwandeln ganzer Dualzahlen in Dezimalzahlen

Dies geschieht, indem man, beginnend mit der am weitesten links stehenden Ziffer 1 bzw. L, diese als Dezimalzahl 2 wertet und bei jedem Übergang auf die jeweils rechts davon stehende Ziffer der Dualzahl für 1 bzw. L eine 1 (für 0 eine 0) hinzuzählt und die so erhaltene Summe jedesmal verdoppelt. Nur beim Übergang auf die letzte (ganz rechts stehende) Ziffer wird nicht mehr verdoppelt.

Beispiel: Dualzahl 101011 bzw. L 0 L 0 L L $\hat{=}$ Dezimalzahl 43

L	0	L	0	L	L
$(2 + 0) \cdot 2 = 4$					
		$(4 + 1) \cdot 2 = 10$			
			$(10 + 0) \cdot 2 = 20$		
				$(20 + 1) \cdot 2 = 42$	
				$42 + 1 = 43$	

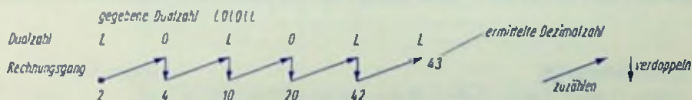


Bild 3

Bild 3 stellt diesen Rechengang schematisch dar. Es macht deutlich, daß man nur wenige Zahlen anzuschreiben braucht und die Rechnung auch im Kopf durchführen kann.

Umwandeln gebrochener Dualzahlen in Dezimalzahlen

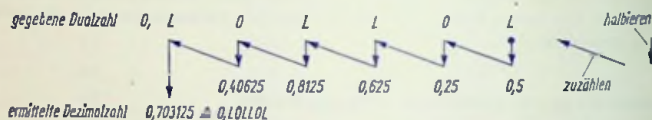
Handelt es sich um eine gemischte Dualzahl, so trennt man sie in ihre Bestandteile auf:

in den Teil, der nur die ganzen Einheiten der Dualzahl umfaßt und

in den Teil, der mit 0, ... beginnt (kleiner als die Einheit).

Den Dualzahl-Anteil, der nur die ganzen Einheiten enthält, behandelt man getrennt so, wie dies im vorangehenden Abschnitt gezeigt ist.

Das Folgende bezieht sich auf Dualzahlen, die mit 0, ... beginnen (kleiner als die Einheit). Man wandelt sie in Dezimalzahlen um, indem man mit der am weitesten rechts stehenden Ziffer L (Wert = 1) beginnt, diese halbiert, dann zu dem Ergebnis den Wert der nächsten



Umwandeln gebrochener Dezimalzahlen in Dualzahlen

Wenn es sich um Dezimalzahlen handelt, die Stellen links und rechts vom Komma aufweisen (gemischte Zahlen), so behandelt man die links vom Komma stehenden Dezimalzahlen (ganze Zahlen) gemäß Bild 5 getrennt. Man hat es dann nur noch mit Dezimalzahlen zu tun, die mit 0,... beginnen (kleiner als die Einheit). Die Dualzahl beginnt dann

gegebene Dezimalzahl 0,451

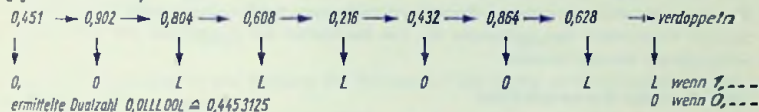


Bild 6

ebenfalls mit 0,... Nun verdoppelt man die gegebene Dezimalzahl. Erhält man damit eine Zahl, die ebenfalls mit 0,... beginnt, so bedeutet das für die Dualzahl eine 0 hinter dem Komma. Bekommt man mit dem Verdoppeln ein Ergebnis, das mit 1,... beginnt, so setzt man diese 1 als L hinter das Komma der Dualzahl. Das setzt man in gleicher Weise fort, bis man so entweder auf den Wert 0 der verdoppelten Dezimalzahl gekommen ist oder bis

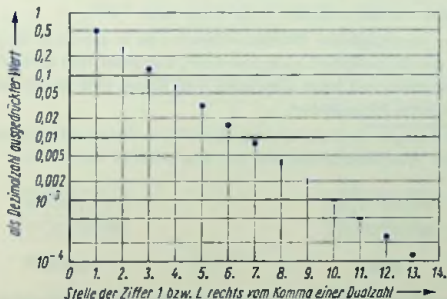


Bild 7

man die gegebene Dezimalzahl mit ausreichender Genauigkeit in die Dualzahl umgesetzt hat. Man beachte dabei, daß der als Dezimalzahl ausgedrückte Wert der Ziffer L der Dualzahl mit wachsender Entfernung vom Komma nur langsam abnimmt. Bild 6 zeigt das Rechenschema, während Bild 7 die langsame Abnahme des Wertes von L mit nach rechts fortschreitender Ordnungsnummer der Stellung von L veranschaulicht.

Karnaugh-Tafeln

Übersicht

Die Karnaugh-Tafeln (auch Karnaugh-Diagramme genannt) sind ein Hilfsmittel beim Entwurf von digitalen Schaltungen und Schaltungs-Systemen. Sie enthalten in bestimmter Anordnung alle möglichen Wertekombinationen einer jeweils bestimmten Anzahl von binären Variablen. Durch Kennzeichnen der für bestimmte Logik-Funktionen zu verwendenden Kombinationen entstehen in der entsprechenden Karnaugh-Tafel bestimmte Muster, aus deren Anordnung direkt Vereinfachungen der Funktionen oder Möglichkeiten zum Vermindern des Aufwandes für das Realisieren der Funktionen mit Schaltungen abgelesen werden können.

Aufbau der Karnaugh-Tafel

Die Karnaugh-Tafel ist ein Rechteck bzw. ein Quadrat, das durch Zeilen und Spalten in Einzelfelder aufgeteilt ist, deren Anzahl mit der Anzahl aller möglichen Wertekombinationen der darzustellenden binären Variablen gegeben ist.

Handelt es sich beispielsweise um drei binäre Variable, so umfaßt die Karnaugh-Tafel folgende acht unterschiedliche Kombinationen der Logikzahlen 0 und 1:

0	0	0	0	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	0	1	0	1	0	1

Allgemein gibt es bei n binären Variablen 2^n unterschiedliche Wertekombinationen und entsprechend ebenso viele Einzelfelder in der Karnaugh-Tafel.

Das Eintragen der verschiedenen Wertekombinationen in eine Karnaugh-Tafel ist nicht beliebig: Sie sind den Einzelfeldern so zuzuordnen, daß jedes Feld eine Wertekombination aller Variablen darstellt und beim Übergang von einem Feld in ein benachbartes Feld nur eine Variable ihren Wert ändert.

Die Bilder 1 und 2 zeigen als Beispiel zwei nach dieser Vorschrift mögliche Anordnungen der acht möglichen Wertekombinationen von drei binären Variablen.

000	010	110	100
001	011	111	101

Bild 1

111	011	010	110
101	001	000	100

Bild 2

Bei größerer Anzahl von Variablen ist das Eintragen der Wertekombinationen zeitraubend und beeinträchtigt die Übersichtlichkeit. Deshalb kennzeichnet man die Zuordnung der Kombinationen zu den Einzelfeldern mit Eintragungen an den Rändern des Gesamtfeldes. Dabei gelten die an den senkrechten Rändern eingetragenen Werte für die Zeilen und die an den waagerechten Rändern eingetragenen Werte für die Spalten der Tafel. Die verschiedenen Variablen bezeichnet man allgemein mit kleinen Buchstaben (a, b, c, \dots). Da sie als binäre Variable sowohl den Wert 1 wie auch den Wert 0 annehmen können, ist in das dem Bild 2 entsprechende Bild 3 zu den drei Variablen a, b und c der ihnen jeweils zugeordnete Wert mit eingetragen.

Jede Variable nimmt bei der Hälfte aller möglichen Wertekombinationen, d. h. also auch bei der Hälfte aller Felder der Karnaugh-Tafel, den Wert 1 und bei der anderen Hälfte den Wert 0 an.

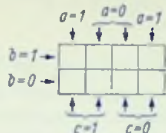


Bild 3

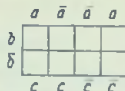


Bild 4

Um die Eintragungen an den Rändern der Karnaugh-Tafel weiter zu vereinfachen, trifft man folgende Vereinbarung:

- Den allgemeinen Bezeichnungen der Variablen (a, b, c, \dots) ist hier stets der Wert 1 zugeordnet.
- Um den Wert 0 der Variablen zu kennzeichnen, benutzt man das Negationszeichen (Querstrich über dem jeweiligen Buchstaben), also: $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots$

Damit erhält man anstelle von Bild 3 das Bild 4.

Für die nach obiger Vorschrift zugelassenen Anordnungen der Variablen und ihrer Werte gibt es eine Vielzahl von gleichwertigen Möglichkeiten. Im folgenden wird ein Aufbau der



Bild 5



Bild 6

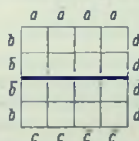


Bild 7

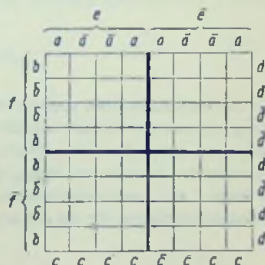


Bild 8

Karnaugh-Tafeln verwendet, wie er in den Bildern 5 ... 8 dargestellt ist. Danach entsteht eine Karnaugh-Tafel für n Variable durch Spiegelung und damit Verdopplung der Karnaugh-Tafel für $(n - 1)$ Variable.

Karnaugh-Tafel zum Darstellen von Logik-Verknüpfungen

Weil eine Karnaugh-Tafel sämtliche Wertekombinationen einer bestimmten Anzahl von Variablen enthält, kann man sie auch zum Darstellen von Logikfunktionen dieser Variablen benutzen. Sie kann deshalb als andere Form der Logik-Tafel (Wahrheitstafel) aufgefaßt werden:

In Logik-Tafeln werden die verschiedenen möglichen Wertekombinationen der Eingangsvariablen eines Logik-Systems in ebensovielen Zeilen und die dafür geforderten Werte der Ausgangsvariablen in danebenstehenden Spalten eingetragen. Bild 9 zeigt ein Beispiel für vier Variable.

Logik-Tafel

a	b	c	d	q
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	1
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	0

Bild 9

In der Karnaugh-Tafel sind die Wertekombinationen der Eingangsvariablen — den Eintragungen an den Rändern des Gesamtfeldes entsprechend — mit der Lage der Einzelfelder gegeben. Die geforderten Werte der Ausgangsvariablen werden in die zugeordneten Einzelfelder eingetragen. Dabei beschränkt man sich üblicherweise auf das Eintragen des Wertes 1 der Ausgangsvariablen. Die leeren Felder entsprechen dann dem Wert 0 der Ausgangsvariablen für die entsprechende Kombination der Eingangsvariablen (Bild 10).

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b				1	d
\bar{b}				1	d
\bar{b}				1	\bar{d}
b	1	1	1	1	\bar{d}
	c	c	c	\bar{c}	

Bild 10

Zum Vereinfachen der Erklärungen werden nachstehend für beide Darstellungen, das heißt sowohl bei der Logik-Tafel (Wahrheitstafel) als auch bei der Karnaugh-Tafel OR-Funktionen von in den Zeilen der Logik-Tafel bzw. in den Einzelfeldern der Karnaugh-Tafeln beschriebenen AND-Funktionen vorausgesetzt.

Unter dieser Voraussetzung kann der Logik-Tafel (Bild 9) oder der Karnaugh-Tafel (Bild 10) folgende Logik-Funktion entnommen werden:

$$\bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} + \\ + a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot c \cdot d = 1$$

Karnaugh-Tafeln zum Vereinfachen von Logik-Funktionen

Mit Karnaugh-Tafeln können die Minimalformen der Logik-Funktionen mehrerer Variablen ohne mathematische Umformungen gefunden werden. Das ist wegen der beschriebenen Anordnung der Einzelfelder möglich.

Das Vereinfachen beruht auf dem Erkennen solcher Funktionen in der Karnaugh-Tafel, bei denen eine oder mehrere Variablen durch Anwendung der für binäre Variablen geltenden Regel

$$x + x = 1$$

herausfallen.

Die folgenden Beispiele für vier Variablen geben Hinweise auf das anzuwendende Verfahren: Bild 11 zeigt eine Karnaugh-Tafel, die nur ein mit einer 1 versehenes Einzelfeld enthält. Ein Vereinfachen der dazu gehörenden Logik-Gleichung

$$\bar{a} \cdot b \cdot c \cdot d = 1$$

ist nicht möglich.

In Bild 12 handelt es sich um zwei mit einer 1 versehene, untereinanderliegende Felder. Gemeinsam betrachtet sind sie gekennzeichnet mit

$$\bar{a}, \bar{a} \text{ und } b, \bar{b} \text{ und } c, c \text{ und } d, d$$

Die mit diesen Feldern dargestellte Logik-Gleichung

$$\bar{a} \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d = 1$$

läßt sich vereinfachen zu

$$\bar{a} \cdot c \cdot d \cdot (b + \bar{b}) = \bar{a} \cdot c \cdot d = 1$$

das heißt die Variable b fällt heraus.

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b		1			d
\bar{b}					d
\bar{b}					d
b					d
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

Bild 11

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b		1			d
\bar{b}		1			d
\bar{b}					d
b					d
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

Bild 12

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b					d
\bar{b}	1			1	d
\bar{b}					d
b					d
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

Bild 13

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	1				d
\bar{b}			1		d
\bar{b}					d
b					d
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

Bild 14

In Bild 13 handelt es sich um zwei mit einer 1 versehene Felder, die in derselben Zeile liegen. Gemeinsam betrachtet sind sie gekennzeichnet mit

$$a, a \text{ und } \bar{b}, \bar{b} \text{ und } c, c \text{ und } d, d$$

Die mit diesen Feldern dargestellte Logik-Gleichung

$$a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot d = 1$$

läßt sich vereinfachen zu

$$a \cdot \bar{b} \cdot d \cdot (c + \bar{c}) = a \cdot \bar{b} \cdot d = 1$$

das heißt die Variable c fällt heraus.

In Bild 14 handelt es sich um zwei mit einer 1 versehene Felder, die weder in derselben Zeile noch in derselben Spalte liegen. Gemeinsam sind sie gekennzeichnet mit

$$a, \bar{a} \text{ und } b, \bar{b} \text{ und } c, \bar{c} \text{ und } d, \bar{d}$$

Die mit diesen Feldern dargestellte Logik-Gleichung

$$a \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = (a \cdot b \cdot c + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}) \cdot d = 1$$

läßt sich nicht vereinfachen.

Bild 15 betrifft den Fall, in dem eine 1 in alle Einzelfelder einer Spalte eingetragen ist. Gemeinsam betrachtet sind diese vier Felder gekennzeichnet mit

$$\bar{a}, \bar{a}, \bar{a}, \bar{a} \text{ und } b, \bar{b}, b, b \text{ und } c, \bar{c}, c, c \text{ und } d, \bar{d}, d, \bar{d}$$

Die mit diesen Feldern dargestellte Logik-Gleichung

$$\bar{a} \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} = 1$$

	a	\bar{a}	\bar{a}	a
b		1		
\bar{b}		1		
\bar{b}		1		
b		1		
	c	c	\bar{c}	\bar{c}

Bild 15

	a	\bar{a}	\bar{a}	a
b	1			1
\bar{b}				
\bar{b}				
b	1			1
	c	c	c	\bar{c}

Bild 16

	a	\bar{a}	\bar{a}	a
b		1		
\bar{b}				
\bar{b}				
b		1	1	
	c	c	c	c

Bild 17

	a	\bar{a}	\bar{a}	a
b	1	1		
\bar{b}	1	1		
\bar{b}	1	1		
b	1	1		
	c	c	\bar{c}	\bar{c}

Bild 18

läßt sich vereinfachen zu

$$\bar{a} \cdot c \cdot d \cdot (b + \bar{b}) + \bar{a} \cdot c \cdot \bar{d} \cdot (b + \bar{b}) = \bar{a} \cdot c \cdot (d + \bar{d}) = \bar{a} \cdot c = 1$$

das heißt die Variablen b und d fallen heraus.

In Bild 16 sind vier mit einer 1 versehene Felder in den Ecken der Karnaugh-Tafel angeordnet. Gemeinsam betrachtet sind diese vier Felder gekennzeichnet mit

$$a, a, a, a \text{ und } b, \bar{b}, b, \bar{b} \text{ und } c, \bar{c}, c, \bar{c} \text{ und } d, \bar{d}, d, \bar{d}$$

Die mit diesen Feldern dargestellte Logik-Gleichung

$$a \cdot b \cdot c \cdot d + a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} = 1$$

läßt sich vereinfachen zu

$$a \cdot b \cdot d \cdot (c + \bar{c}) + a \cdot b \cdot \bar{d} \cdot (c + \bar{c}) = a \cdot b \cdot (d + \bar{d}) = a \cdot b = 1$$

das heißt die Variablen c und d fallen heraus.

In Bild 17 sind von den vier mit einer 1 versehenen Einzelfeldern drei in einer Spalte und zwei in einer Zeile angeordnet. Gemeinsam betrachtet sind diese vier Felder gekennzeichnet mit

$$\bar{a}, \bar{a}, \bar{a} \text{ und } \bar{b}, \bar{b}, \bar{b} \text{ und } c, c, c \text{ und } \bar{d}, \bar{d}, \bar{d}$$

Die mit diesen Feldern dargestellte Logik-Gleichung

$$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} = 1$$

läßt sich vereinfachen zu

$$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot (d + \bar{d}) + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{d} \cdot (c + \bar{c}) = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{d} = 1$$

das heißt, die viergliedrige Summe wird zu einer zweigliedrigen Summe, bei deren einem Summanden die Variable d , bei deren anderem Summanden die Variable c herausfällt. Die dargestellte Anordnung mit vier gekennzeichneten Einzelfeldern läßt sich nur in zwei Gruppen von zwei Einzelfeldern aufspalten.

Bild 18 enthält zwei aneinandergrenzende Spalten, deren Einzelfelder alle eine 1 enthalten. Gemeinsam betrachtet sind diese acht Felder gekennzeichnet mit

$$a, a, a, a, \bar{a}, \bar{a}, \bar{a}, \bar{a} \text{ und } b, b, b, b, \bar{b}, \bar{b}, \bar{b}, \bar{b} \text{ und } c, c, c, c, c, c, c, c \text{ und } d, d, d, d, \bar{d}, \bar{d}, \bar{d}, \bar{d}$$

Die mit diesen Feldern gegebene Logik-Gleichung

$$a \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot b \cdot c \cdot d + a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + \\ + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot d + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot d = 1$$

läßt sich vereinfachen zu

$$b \cdot c \cdot d \cdot (a + \bar{a}) + \bar{b} \cdot c \cdot d \cdot (a + \bar{a}) + b \cdot c \cdot \bar{d} \cdot (a + \bar{a}) + \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} \cdot (a + \bar{a}) = \\ = c \cdot d \cdot (b + \bar{b}) + c \cdot \bar{d} \cdot (b + \bar{b}) = c \cdot (d + \bar{d}) = c = 1$$

das heißt, die Variablen a , b und d fallen heraus.

Zusammengehörende Felder in Karnaugh-Tafeln für bis zu vier Variablen

Aus den Beispielen der Bilder 11 bis 18 kann man entnehmen, daß Vereinfachungen in Karnaugh-Tafeln für vier Variablen nur möglich sind

- für Gruppen aus $2^1 = 2$, $2^2 = 4$ und $2^3 = 8$ Feldern,
- wenn die betrachteten Felder symmetrisch zu Zeilen- und/oder Spalten-Trennlinien liegen.
- Dabei fällt jeweils die Variable heraus, bei der beide Werte (x und \bar{x}) den beiden Zeilen bzw. Spalten zugeordnet sind, die die Trennlinie gemeinsam haben.

- Bei mehrfacher Symmetrie entfallen entsprechend viele Variablen.
- Nehmen die gekennzeichneten Felder eine ganze Zeile bzw. eine ganze Spalte ein, dann bleiben nur die Variablen übrig, die der betreffenden Zeile bzw. Spalte zugeordnet sind.
- Sind zwei Zeilen bzw. Spalten mit gekennzeichneten Feldern versehen, dann bleibt nur die Variable übrig, die für beide Zeilen bzw. Spalten ihren Wert beibehält.

Die vorstehenden Regeln gelten allgemein für alle Vereinfachungsmöglichkeiten von Karnaugh-Tafeln für bis zu vier Variablen.

In den Bildern 19 bis 32 sind alle möglichen Zusammenfassungen für Karnaugh-Tafeln mit vier Variablen durch Umrandungen der entsprechenden Felder dargestellt. Dabei ist durchweg vorausgesetzt, daß in den dargestellten Tafeln jeweils nur eine der in diesen Bildern zusammengefaßten Gruppen gilt. In diesem Sinn vertreten die Bilder 19 bis 22 zum Beispiel jeweils insgesamt acht Karnaugh-Tafeln, in denen jedesmal nur zwei zusammengehörende Einzelfelder gekennzeichnet sind.



Bild 19

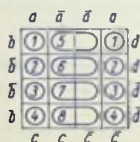


Bild 20



Bild 21

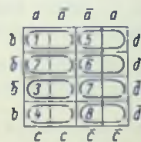


Bild 22

Die folgenden Tabellen enthalten die in den Bildern 19 bis 32 für die verschiedenen Gruppen gekennzeichneten Felder sich ergebenden Minimalfunktionen.

Nummer der Gruppe	Bild 19	Bild 20	Bild 21	Bild 22
1	$a \cdot b \cdot c$	$a \cdot b \cdot \bar{d}$	$a \cdot c \cdot d$	$b \cdot c \cdot d$
2	$\bar{a} \cdot b \cdot c$	$a \cdot \bar{b} \cdot d$	$\bar{a} \cdot c \cdot d$	$\bar{b} \cdot c \cdot d$
3	$\bar{a} \cdot b \cdot \bar{c}$	$a \cdot \bar{b} \cdot d$	$\bar{a} \cdot \bar{c} \cdot d$	$\bar{b} \cdot c \cdot \bar{d}$
4	$a \cdot b \cdot c$	$a \cdot b \cdot \bar{d}$	$a \cdot \bar{c} \cdot d$	$b \cdot c \cdot d$
5	$a \cdot \bar{b} \cdot c$	$\bar{a} \cdot b \cdot d$	$a \cdot c \cdot \bar{d}$	$b \cdot \bar{c} \cdot d$
6	$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c$	$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot d$	$\bar{a} \cdot c \cdot d$	$\bar{b} \cdot c \cdot d$
7	$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}$	$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{d}$	$\bar{a} \cdot c \cdot \bar{d}$	$\bar{b} \cdot c \cdot \bar{d}$
8	$a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}$	$\bar{a} \cdot b \cdot \bar{d}$	$a \cdot \bar{c} \cdot d$	$b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d}$
Symmetrie- achse = Trenn- linie zwischen	d und \bar{d} zugeordneten Zeilen	\bar{c} und c zugeordneten Spalten	b und \bar{b} zugeordneten Zeilen	a und \bar{a} zugeordneten Spalten



Bild 23



Bild 24

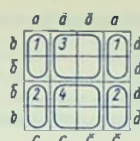


Bild 25

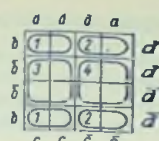


Bild 26

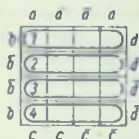


Bild 27

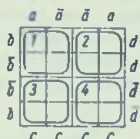


Bild 28

Nr. der Gruppe	Bild 23	Bild 24	Bild 25	Bild 26	Bild 27	Bild 28
1	$a \cdot b$	$a \cdot c$	$a \cdot d$	$b \cdot c$	$b \cdot d$	$c \cdot d$
2	$a \cdot \bar{b}$	$\bar{a} \cdot c$	$a \cdot \bar{d}$	$b \cdot \bar{c}$	$\bar{b} \cdot d$	$\bar{c} \cdot d$
3	$\bar{a} \cdot b$	$\bar{a} \cdot \bar{c}$	$\bar{a} \cdot d$	$\bar{b} \cdot c$	$\bar{b} \cdot d$	$c \cdot \bar{d}$
4	$\bar{a} \cdot \bar{b}$	$a \cdot \bar{c}$	$\bar{a} \cdot \bar{d}$	$b \cdot \bar{c}$	$b \cdot d$	$\bar{c} \cdot \bar{d}$
Sym.-achse	c und \bar{c}	d und \bar{d}	b und \bar{b}	a und \bar{a}	c und \bar{c}	a und \bar{a}
Trennlinie	zugeordnete Spalten + \bar{d} und d	zugeordnete Zeilen	Zeilen + c und \bar{c}	Spalten + d und \bar{d}	Spalten	Spalten + b und \bar{b}
zwischen	Zeilen		zugeordnete Spalten	zugeordnete Zeilen		zugeordnete Zeilen

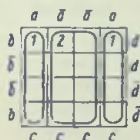


Bild 29

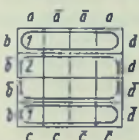


Bild 30

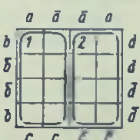


Bild 31

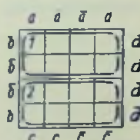


Bild 32

Nummer der Gruppe	Bild 29	Bild 30	Bild 31	Bild 32
1	a	b	c	d
2	\bar{a}	\bar{b}	\bar{c}	\bar{d}

Zusammengehörende Felder in Karnaugh-Tafeln mit mehr als vier Variablen

Auch für Logik-Gleichungen mit mehr als vier Variablen ist das Anwenden von Karnaugh-Tafeln vorteilhaft. Da jedoch die Anzahl der Einzelfelder einer Tafel der Anzahl der möglichen Wertekombinationen der Variablen entspricht, ist leicht einzusehen, daß die Tafel bei einer sehr großen Anzahl von Variablen (≥ 8) unübersichtlich wird.

Bei Karnaugh-Tafeln mit mehr als vier Variablen müssen die im vorigen Abschnitt angegebenen Regeln ergänzt werden, weil den Zeilen und Spalten jeweils mehr als zwei Variablenwerten zugeordnet sind. Damit ist es möglich, daß zwar gekennzeichnete Felder symmetrisch zu einer Zeilen- bzw. Spalten-Trennlinie liegen und die dazugehörige Gleichung sich trotzdem nicht vereinfachen läßt. Solche Fälle sind dadurch gekennzeichnet, daß sich mehr Variablen in ihrem Wert unterscheiden und demnach herausfallen müßten, als es der Anzahl von zusammengehörenden Feldern entspricht. Auch hier gilt für das Herausfallen

einer Variablen: $2^1 = 2$ zusammengehörende Felder,

zweier Variablen: $2^2 = 4$ zusammengehörende Felder,

dreier Variablen: $2^3 = 8$ zusammengehörende Felder.

Um die genannten Fälle ausschließen zu können, teilt man die entsprechende Karnaugh-Tafel in Gruppen von Karnaugh-Tafeln für vier Variablen auf, denen die weiteren Variablen zugeordnet sind. Bild 33 zeigt das für eine Karnaugh-Tafel mit sechs Variablen, die in vier Vier-Variablen-Tafeln aufgeteilt wird: Alle Einzelfelder der Vier-Variablen-Tafel oben links enthalten die Variablenwerte e, f , oben rechts \bar{e}, f , unten links e, \bar{f} und unten rechts \bar{e}, \bar{f} .

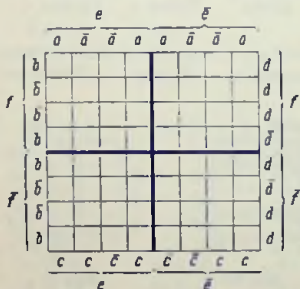


Bild 33

Die Trennlinien zwischen den einzelnen Vier-Variablen-Tafeln gelten als Hauptsymmetrieachsen. Sie sind in den entsprechenden Bildern durch dickere Linien hervorgehoben.

Liegen gekennzeichnete Felder symmetrisch zu diesen Hauptsymmetrieachsen, dann lassen sich die dazugehörigen Logik-Funktionen unter Wegfall der Variablen, deren Wert sich ändert, vereinfachen.

Weitere Vereinfachungsmöglichkeiten sind dann nach den oben beschriebenen Regeln für Vier-Variablen-Tafeln innerhalb der jeweiligen Vier-Variablen-Tafel erkennbar. Hierzu noch einige Beispiele:

		e				\bar{e}				
		a	\bar{a}	\bar{a}	a	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
f	b	1	2						3	d
	\bar{b}								4	\bar{d}
	δ									\bar{f}
	$\bar{\delta}$									f
f	b								5	d
	\bar{b}									\bar{d}
	δ	6			7					d
	$\bar{\delta}$									\bar{d}
	b	8							9	d
		c	\bar{c}	\bar{c}	c	c	\bar{c}	\bar{c}	c	

Bild 34

In Bild 34 sind neun Einzelfelder eingetragen, die sich teilweise zu Gruppen aus je zwei Feldern zusammenfassen lassen. Die Felder sind mit den Ziffern 1 bis 9 gekennzeichnet, um die Erläuterungen zu vereinfachen.

Es gehören zusammen

die Felder	Symmetrieachse = Trennungslinie zwischen	wegfallende Variable	Minimalfunktion
1 und 2	1. und 2. Spalte	a	$b \cdot c \cdot d \cdot e \cdot f$
3 und 4	1. und 2. Zeile	b	$\bar{a} \cdot c \cdot d \cdot \bar{e} \cdot f$
6 und 7	2. und 3. Spalte	c	$a \cdot \bar{b} \cdot d \cdot e \cdot \bar{f}$
5 und 9	6. und 7. Zeile	d	$\bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{e} \cdot f$
2 und 3	4. und 5. Spalte	e	$\bar{a} \cdot b \cdot c \cdot d \cdot f$
	(Hauptsymmetrieachse)		
1 und 8	4. und 5. Zeile	f	$a \cdot b \cdot c \cdot d \cdot e$
	(Hauptsymmetrieachse)		

Dagegen gehören z. B. die Felder 1 und 6 sowie 8 und 9 nicht zusammen, weil sie nicht symmetrisch zu den dazugehörigen Hauptsymmetrieachsen liegen.

In Bild 35 sind einige Einzelfelder eingetragen, die sich zu Vierer-Gruppen zusammenfassen lassen. Diese sind mit Umrahmungen und entsprechenden Ziffern gekennzeichnet. In der folgenden Tabelle sind die sich ergebenden Minimalfunktionen zusammengestellt.

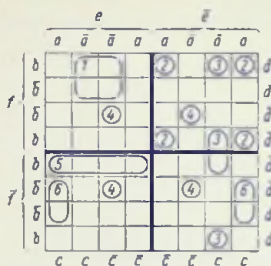


Bild 35

Nummer der Vierer-Gruppe	Symmetrieachsen = Trennungslinien zwischen	Wegfallende Variable	Minimalfunktion
1	1. und 2. Zeile 2. und 3. Spalte	b c	$\bar{a} \cdot d \cdot e \cdot f$
2	6. und 7. Spalte 2. und 3. Zeile	c d	$a \cdot b \cdot \bar{e} \cdot f$
3	4. und 5. Zeile (Hauptsymmetrieachse) 2. und 3. Zeile sowie 6. und 7. Zeile	f d	$\bar{a} \cdot b \cdot c \cdot \bar{e}$
4	4. und 5. Spalte (Hauptsymmetrieachse) 4. und 5. Zeile (Hauptsymmetrieachse)	e f	$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d}$
5	2. und 3. Spalte 1. und 2. Spalte sowie 3. und 4. Spalte	c a	$b \cdot \bar{d} \cdot e \cdot \bar{f}$
6	4. und 5. Spalte (Hauptsymmetrieachse) 6. und 7. Zeile	c d	$a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{f}$

Bild 36 gibt noch einige Beispiele für gekennzeichnete Einzelfelder, die sich zu Achter-Gruppen oder zu Sechzehner-Gruppen zusammenfassen lassen.

Nummer der Gruppe	Wegfallende Variablen	Minimalfunktion
1 (Sechzehner-Gruppe)	c, d, e, f	$a \cdot b$
2 (Achter-Gruppe)	c, d, f	$\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot e$
3 (Achter-Gruppe)	a, c, d	$\bar{b} \cdot \bar{e} \cdot f$
4 (Achter-Gruppe)	a, c, e	$\bar{b} \cdot d \cdot \bar{f}$

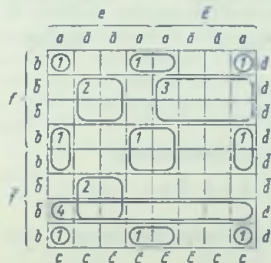


Bild 36

Gebrauch der Karnaugh-Tafeln zum Vereinfachen von Logik-Funktionen

Wie bereits erwähnt, werden hier nur solche Logik-Funktionen betrachtet, die als **OR-Funktion** von **AND-Funktionen** vorliegen.

Das Vereinfachen solcher Funktionen geht folgendermaßen vor sich:

- Für jede Wertekombination der Eingangsvariablen — das heißt für jeden einzelnen Summanden (AND-Funktion) —, bei der die Logik-Funktion den Wert 1 annimmt, wird eine 1 in die Karnaugh-Tafel eingetragen.
- Das entstehende Muster wird auf zusammenfaßbare Felder untersucht.
- Beginn der Vereinfachung mit den Feldern, die sich überhaupt nicht oder nur zu einer einzigen Gruppe zusammenfassen lassen.
- Zusammenfassen der übrigen Felder zu möglichst großen Gruppen, die in keiner anderen Gruppe mehr vollständig enthalten sind. Dabei können dieselben Felder in mehrere Gruppen einbezogen werden.
- Das Aufschreiben der zu den gefundenen Gruppen gehörenden Teilfunktionen ergibt die gesuchte Minimalfunktion.

Die Bilder 37 und 38 geben dafür zwei Beispiele:

Als Minimalfunktion erhält man

aus Bild 37 $\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot c + a \cdot \bar{c} \cdot d + b \cdot d = 1$

aus Bild 38 $\bar{a} \cdot c \cdot d + a \cdot b \cdot \bar{d} + \bar{c} \cdot \bar{d} = 1$

Gleichwertige Minimal-Funktionen

In manchen Fällen sind mehrere gleichwertige Zusammenfassungen möglich. Dafür geben die Bilder 39 und 40 ein Beispiel.



Bild 37



Bild 38

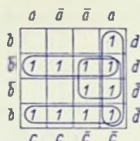


Bild 39



Bild 40

Aus Bild 39 ist zu entnehmen:

$$b \cdot d + b \cdot \bar{d} + b \cdot c + a \cdot c = 1$$

Aus Bild 40 folgt mit anderer Zusammenfassung:

$$b \cdot d + b \cdot \bar{d} + \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot c = 1$$

Ausnutzen von Redundanzen beim Vereinfachen von Logik-Funktionen mit Karnaugh-Tabeln

Oft müssen Logik-Funktionen vereinfacht werden, die redundante Ausdrücke enthalten. Das sind Ausdrücke, deren Existenz am Wert der Funktion nichts ändern. Sie können deshalb beliebig gleich 1 oder gleich 0 gesetzt werden. In die zu diesen Kombinationen gehörenden Einzelfelder der Karnaugh-Tafel trägt man den Buchstaben X ein. Dieses X kann beim Vereinfachen einer Logik-Funktion wie eine 1 verwendet werden. Hierfür geben die Bilder 41 bis 44 Beispiele:

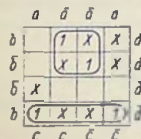


Bild 41



Bild 42



Bild 43



Bild 44

Minimalfunktionen
ohne Berücksichtigung der X-Felder

mit Berücksichtigung der X-Felder

Bild 41 $\bar{a} \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + a \cdot b \cdot \bar{d} = 1$

$\bar{a} \cdot d + b \cdot \bar{d} = 1$

Bild 42 $a \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = 1$

$a \cdot b + \bar{a} \cdot \bar{b} = 1$

Bild 43 $\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot b \cdot d = 1$

$\bar{a} \cdot c + b = 1$

Bild 44 $a \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{c} \cdot d + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} = 1$

$a \cdot c \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{c} = 1$

Einsparmöglichkeiten beim Realisieren von Logik-Verknüpfungen

Bis jetzt wurden nur Funktionen betrachtet, die sich mit einer einzigen Kaskade aus AND- und OR-Verknüpfungsschaltungen realisieren lassen. Eine solche Kaskade zeichnet sich durch minimale Verzögerungszeit aus.

Häufig wird jedoch nicht eine minimale Verzögerungszeit, sondern ein möglichst geringer Aufwand an Verknüpfungsschaltungen gefordert. Diese Aufgabe ist oft damit zu erfüllen, daß man mehrere Kaskaden verwendet. Karnaugh-Tafeln erleichtern das Erkennen solcher Möglichkeiten:

Falls die Aufgabe lösbar ist, schließen mehrere in Karnaugh-Tafeln dargestellte Logik-Funktionen übereinstimmende Teilfunktionen in sich ein. Diese sind in den Tafeln leicht erkennbar. Die übereinstimmenden Teilfunktionen werden als eigene Verknüpfung ausgeführt, und nur die Restfunktionen brauchen gesondert durchgeführt zu werden. Die Bilder 45 ... 48 geben dafür ein Beispiel. Sie zeigen vier Karnaugh-Tafeln, in denen die gemeinsame Teilfunktion

$$q_g = \bar{a} \cdot b \cdot c \cdot d + \bar{b} \cdot \bar{c}$$

mit Punkten gekennzeichnet ist.

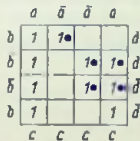


Bild 45



Bild 46



Bild 47



Bild 48

Aus den Bildern folgen die Verknüpfungen ohne und mit Berücksichtigung der gemeinsamen Teilfunktion:

Gesamtfunktion ohne
Berücksichtigung von q_g

Gesamtfunktion mit
Berücksichtigung von q_g

Bild 45 $b \cdot c \cdot d + a \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot c + \bar{b} \cdot \bar{c}$

$q_g + a \cdot \bar{d} + a \cdot c$

Bild 46 $\bar{a} \cdot b \cdot c + \bar{a} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot \bar{c}$

$q_g + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{d}$

Bild 47 $\bar{a} \cdot d + \bar{a} \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot d + \bar{b} \cdot \bar{c}$

$q_g + \bar{a} \cdot c + \bar{b} \cdot d$

Bild 48 $\bar{a} \cdot b \cdot d + a \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot \bar{c}$

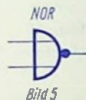
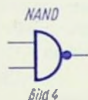
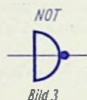
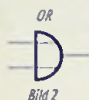
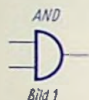
$q_g + \bar{a} \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot \bar{c} \cdot \bar{d}$

Grundsaltungen für digitale Datenverarbeitung

Grundsaltungen und Logikfunktionen

Die hier beschriebenen Grundsaltungen dienen dazu, die Logik-Grundfunktionen, das sind die Grundfunktionen der »Algebra der Logik« (Schallalgebra), zu realisieren. Bei Logikfunktionen handelt es sich um festgelegte Beziehungen zwischen binären Variablen.

Die auch Logikzahlen genannten binären Variablen können nur die Werte 0 und 1 annehmen. Soll offen gelassen werden, ob es sich im speziellen Einzelfall um den Wert 0 oder um den Wert 1 handelt, so verwendet man z. B. die Bezeichnungen a, b, c, \dots für die gegebenen Variablen und q, r, s, \dots für die aus der Funktion resultierenden Variablen.



Die Logik-Grundfunktionen sind: die AND-Funktion (Konjunktion), die OR-Funktion (Disjunktion) und die NOT-Funktion (Negation). Dazu kommen noch die NAND-Funktion (AND-NOT) und die NOR-Funktion (OR-NOT). Für die zwei gegebenen Logikzahlen a und b und die das Ergebnis der Funktion darstellende Logikzahl q gilt folgende Übersicht:

Bezeichnung	Symbol	Gleichung	Zahlen-Gleichungen
AND	Bild 1	$a \cdot b = q$	$1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $0 \cdot 0 = 0$
OR	Bild 2	$a + b = q$	$1 + 1 = 1$ $0 + 1 = 1$ $0 + 0 = 0$
NOT	Bild 3	$\bar{a} = q$	$\bar{1} = 0$ $\bar{0} = 1$
NAND	Bild 4	$\overline{a \cdot b} = q$	$\overline{1 \cdot 1} = 0$ $\overline{0 \cdot 1} = 1$ $\overline{0 \cdot 0} = 1$
NOR	Bild 5	$\overline{a + b} = q$	$\overline{1 + 1} = 0$ $\overline{0 + 1} = 0$ $\overline{0 + 0} = 1$

Logiktafeln

Eine Logiktafel (auch **Wahrheitstabelle** oder **Wahrheitstafel** genannt) stellt die Zusammenhänge zwischen den gegebenen Logikzahlen und den aus der Logikfunktion sich ergebenden Logikzahlen dar.

Die Bilder 6 ... 8 zeigen Logiktafeln für die AND-Funktion der drei Logikzahlen a, b und c , d. h. für den Zusammenhang $a \cdot b \cdot c = q$.

Links vom senkrechten dicken Strich in Bild 6 sind in acht Zeilen alle für a, b und c möglichen Kombinationen der Werte eingetragen. Rechts von diesem Strich stehen die dazu gehörenden, d. h. bei einer AND-Funktion entstehenden Werte der Variablen q .

In Bild 7 sind gegenüber Bild 6 vier Zeilen durch Einführen der Bezeichnung 0/1 eingesparrt. 0/1 bedeutet hier: entweder 0 oder 1.

In der Darstellung nach Bild 8 ist mit dem Vermerk »alle Kombinationen mit 0« die Anzahl der Zeilen auf zwei reduziert.

Die Logiktafel nach Bild 9 für die OR-Funktion ist in der gleichen Art dargestellt wie die für die AND-Funktion geltende Logiktafel nach Bild 8.

a	b	c	q
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Bild 6

a	b	c	q
0	0/1	0/1	0
1	0	0/1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Bild 7

a	b	c	q
1	1	1	1
alle Kombinationen mit 0			0

Bild 8

Bild 10 zeigt die Logiktafel für die NOT-Funktion (Negation). Hierbei wird ein Wert der binären Variablen in den anderen Wert übergeführt.

a	b	c	q
0	0	0	0
alle Kombinationen mit 1			1

Bild 9

a	q
0	1
1	0

Bild 10

a	b	c	q
1	1	1	0
alle Kombinationen mit 0			1

Bild 11

a	b	c	q
0	0	0	1
alle Kombinationen mit 1			0

Bild 12

In Bild 11 ist die Logiktafel für die NAND-Funktion (not and), eine AND-Funktion mit nachfolgender Negation, dargestellt.

Das Bild 12 zeigt die Logiktafel für die NOR-Funktion (not or), eine OR-Funktion mit anschließender Negation.

Das Realisieren der Logikfunktionen in Schaltungen

In (binären) Verknüpfungsschaltungen (oft als **Gatter** bezeichnet) verwendet man zum Darstellen der Werte 0 und 1 zwei Spannungspegel bzw. zwei deutlich voneinander unterscheidbare Spannungsbereiche.

Für die zwei Spannungspegel bzw. die entsprechenden Spannungsbereiche werden als Formelzeichen verwendet:

U_L (low, tief) oder kurz nur L

U_H (high, hoch) oder kurz nur H

Die Bezeichnungen »tief« und »hoch« sind dabei im Sinne der Zahlenreihe, d. h. von $-\infty$ bis $+\infty$ zu verstehen.

Hierbei hat man die Wahl zwischen zwei möglichen Zuordnungen der Spannungswerte zu den Logikzahlen. Diese Möglichkeiten sind:

- die *H*-Zuordnung: 1 dargestellt mit *H* (0 dargestellt mit *L*) und
- die *L*-Zuordnung: 1 dargestellt mit *L* (0 dargestellt mit *H*)

Beides wird ausgenutzt, wobei man aber der *H*-Zuordnung den Vorzug gibt. Falls auf die Zuordnung nicht besonders hingewiesen ist, handelt es sich demgemäß um die *H*-Zuordnung.

Statt »*H*-Zuordnung« wird auch die Bezeichnung »positive Logik« und entsprechend für die »*L*-Zuordnung« auch die Bezeichnung »negative Logik« verwendet. Diese Bezeichnungen sollten aber vermieden werden, da sie mit der Logik nichts zu tun haben und die Zusätze positiv bzw. negativ zu Mißverständnissen führen können.

Das Wort »Zuordnung« kann man weglassen und die Verknüpfungs-Grundsaltungen einfach mit Vorsetzen des *H* bzw. des *L* kennzeichnen. In diesem Sinne bedeuten:

- H*-AND-Schaltung eine Schaltung, die bei *H*-Zuordnung eine AND-Funktion realisiert
- L*-OR-Schaltung eine Schaltung, die bei *L*-Zuordnung eine OR-Funktion realisiert
- H*-NAND/*L*-NOR-Schaltung eine Schaltung, die bei *H*-Zuordnung eine NAND-Funktion realisiert und bei *L*-Zuordnung eine NOR-Funktion erfüllt.

H-AND-Schaltung

Bild 13 zeigt den Schaltplan einer solchen Schaltung mit drei Eingängen. Jeder dieser Eingänge ist an einen Signalgenerator angeschlossen.

Alle drei Signalgeneratoren können einander gleiche positive Spannungen als Eingangssignalwerte U_{IH} liefern. Die Spannung U_{IH} darf höchstens um die Dioden-Schleusenspannung niedriger sein als die Speisespannung U_b (Für Silizium-Dioden beträgt die Schleusenspannung etwa 0,7 V). Der Eingangs-Signalwert U_{IL} ist hier mit dem Wert Null der Signalgenerator-Urspannung gegeben ($U_{IL} \approx 0$).

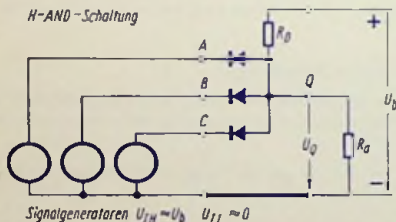


Bild 13

A	B	C	Q
H	H	H	H
alle Kombinationen mit L			L

Bild 14

Die Ausgangs-Widerstände der Signalgeneratoren müssen möglichst klein gegen die hier geltenden Dioden-Durchlaßwiderstände sein.

Solange an keinem der drei Eingänge der Signalwert U_{IH} auftritt, befinden sich alle Dioden im Durchlaßzustand. Jeder der drei Eingänge liegt hierbei über den Ausgangswiderstand des zu ihm gehörenden, jetzt spannungslosen Signalgenerators an Masse. Die Ausgangs-Signalspannung U_{QL} ist in diesem Fall mit der Dioden-Durchlaßspannung (etwa 0,8 V) gegeben.

Wird eine der drei Dioden mit dem Eingangs-Signalwert U_{IH} gesperrt, so ändert sich an der Ausgangs-Signalspannung praktisch nichts, auch das Sperren einer weiteren Diode mit der dazu gehörenden Eingangs-Signalspannung U_{IH} bleibt auf die Ausgangs-Signalspannung ohne nennenswerten Einfluß. Erst wenn an allen drei Eingängen gleichzeitig die Eingangs-Signalspannung U_{IH} liegt, und damit sämtliche Dioden gesperrt sind, tritt die Ausgangs-Signalspannung U_{QH} auf. Diese Spannung ist gemäß Bild 13 gegeben mit

$$U_{QH} = U_b \cdot \frac{R_a}{R_D + R_a}$$

Mit den Formelzeichen

R_R Gesamt-Sperrwiderstand aller parallelgeschalteten Eingangs-Dioden bei der höchsten Umgebungstemperatur und $U_I = U_{IH}$ und

R_F Summe aus einem Dioden-Durchlaßwiderstand und dem Signalgenerator-Ausgangswiderstand für $U_I = U_{IL}$

kann man die für das Bemessen einer solchen Π -AND-Schaltung zu erfüllenden Forderungen so formulieren:

Es müssen sein: R_D groß gegen R_F und klein gegen R_a sowie klein gegen R_R

Bild 14 zeigt die Arbeitstabelle einer Π -AND-Schaltung mit drei Eingängen entsprechend der in Bild 8 enthaltenen Logiktafel der AND-Funktion.

Π -OR-Schaltung

Bild 15 veranschaulicht eine derartige Schaltung mit drei Eingängen. Auch hier ist für jeden Eingang ein Signalgenerator eingetragen. Eine Speisespannung erübrigt sich in dieser Schaltung.

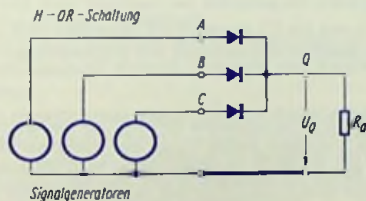


Bild 15

A	B	C	Q
L	L	L	L
alle Kombinationen mit H			H

Bild 16

Liefert wenigstens einer der drei Signalgeneratoren die Eingangs-Signalspannung U_{IH} , deren Wert den der Dioden-Schleusenspannung wesentlich übersteigen muß, so tritt am Ausgang U_{QH} auf. Dabei liegt U_{QH} um die Schleusenspannung unter dem Wert von U_{IH} .

Sind die Urspannungen aller Signalgeneratoren gleich Null ($U_{IL} \approx 0$ V), so ergibt sich auch am Ausgang die Spannung Null ($U_{QL} \approx 0$). Für diese Schaltung braucht nur R_F (siehe vorhergehenden Abschnitt) klein gegen R_a zu sein.

Bild 16 enthält die Arbeitstabelle einer *H*-OR-Schaltung mit drei Eingängen. Dieses Bild entspricht der mit Bild 9 gezeigten OR-Logiktafel.

NOT-Schaltung (Inverter)

Die NOT-Schaltung bezeichnet man meistens als **Inverter**. Bei ihr gehört zu U_{IL} der Wert U_{QH} und zu U_{IH} der Wert U_{QL} . **Bild 17** gibt ein Beispiel für eine Inverterschaltung mit dem Transistor *T* und dessen Collectorwiderstand R_C . Für U_{IL} kommt hier der Bereich in Betracht, der sich von 0 V bis zum Wert der Schleusenspannung der Basis-Emitter-Diode des Transistors erstreckt. Den *H*-Bereich der Eingangsspannung legt man mit einem Sicherheitsabstand über den *L*-Bereich.

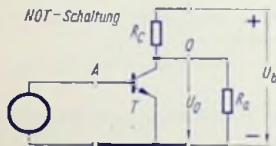


Bild 17

A	Q
L	H
H	L

Bild 18

Mit einer Eingangsspannung U_{IL} ist der Transistor gesperrt. Dabei ergibt sich

$$U_{QH} = U_b \cdot R_a / (R_a + R_C)$$

Mit einer Eingangsspannung U_{IH} ist der Transistor durchgeschaltet. Dazu gehört

$$U_{QL} = U_{CE\text{rest}}$$

Bild 18 enthält die Arbeitstabelle des Inverters. Sie entspricht der Logiktafel nach Bild 10.

Da im Inverter nur aus U_{IH} der Wert U_L und aus U_L der Wert U_{IH} gewonnen wird, gibt es für einen Inverter keinen Unterschied zwischen *H*-Zuordnung und *L*-Zuordnung.

H-NAND-Schaltung

Die *H*-NAND-Schaltung (**Bild 19**) ist eine *H*-AND-Schaltung (**Bild 13**) mit nachgeschaltetem Inverter (**Bild 17**). Zum gesperrten Transistor gehört U_{QH} . Der Transistor bleibt gesperrt, solange nicht gleichzeitig auf alle Eingänge die Spannungen U_{IH} einwirken. Treten gemeinsam an allen Eingängen die Spannungen U_{IH} auf, so sind — wie bei der *H*-AND-Schaltung ausgeführt — die Dioden gesperrt, wobei der Transistor mit dem über R_D fließenden Basisstrom durchgeschaltet wird. Dazu gehört $U_{QL} = U_{CE\text{rest}}$. Die vor die Basis des Transistors geschaltete Diode bewirkt mit ihrer Schleusenspannung ein Erhöhen der für das Durchschalten des Transistors erforderlichen positiven Spannung, so daß bei U_{IL} an einem Eingang der Transistor mit Sicherheit gesperrt ist.

Bild 20 zeigt die der Logiktafel nach Bild 11 entsprechende *H*-NAND-Arbeitstabelle.

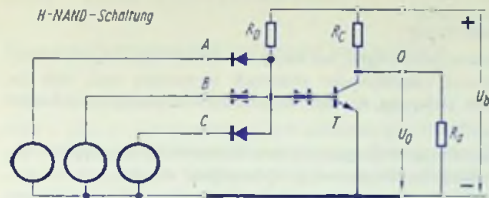


Bild 19

A	B	C	Q
H	H	H	L
alle Kombinationen mit L			H

Bild 20

H-NOR-Schaltung

Diese Schaltung (Bild 21) setzt sich aus der *H*-OR-Schaltung nach Bild 15 und der Inverterschaltung nach Bild 17 zusammen. Die für das Durchschalten des Transistors erforderliche

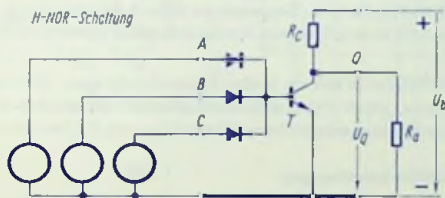


Bild 21

A	B	C	Q
L	L	L	H
alle Kombinationen mit H			L

Bild 22

Spannung U_{IH} muß größer sein als die Summe der Schleusenspannungen von Diode und Basis-Emitter-Strecke des Transistors. Bild 22 enthält die dem Bild 12 entsprechende *H*-NOR-Arbeitstabelle.

H-Schaltung, *L*-Schaltung

Jede *H*-AND-Schaltung ist eine *L*-OR-Schaltung, ebenso wie jede *L*-AND-Schaltung eine *H*-OR-Schaltung darstellt. Das zeigt der Vergleich der Arbeitstabellen mit den Logiktafeln:

Die *H*-AND-Arbeitstabelle (Bild 14) stimmt mit der AND-Logiktafel (Bild 8) für den Fall überein, daß $H \triangleq 1$ und $L \triangleq 0$ ist (*H*-Zuordnung). Läßt man in dieser Tafel aber $H \triangleq 0$ und $L \triangleq 1$ gelten (*L*-Zuordnung), so entspricht die *H*-AND-Arbeitstabelle nach Bild 14 der OR-Logiktafel nach Bild 9. Das heißt: die Schaltung nach Bild 13 ist sowohl eine *H*-AND-Schaltung wie auch eine *L*-OR-Schaltung.

In derselben Weise wird aus der *H*-OR-Schaltung eine *L*-AND-Schaltung.

Man kann demgemäß jede *H*-AND-Schaltung als *L*-OR-Schaltung und jede *H*-OR-Schaltung als *L*-AND-Schaltung verwenden.

Das entsprechende gilt ebenfalls für *H*-NAND und *L*-NOR sowie für *H*-NOR und *L*-NAND.

(Monolithisch) integrierte Digital-Schaltungen

Monolithisch integrierte Schaltung

Integrierte Schaltungen sind solche Schaltungen, bei denen die Schaltungselemente derart untrennbar zusammengebaut und untereinander elektrisch verbunden sind, daß die Schaltung hinsichtlich Datenblatt, Lieferung, Anwendung und Instandhaltung als unteilbar gilt.

Eine monolithisch integrierte Schaltung vereinigt auf einem Einkristall-Halbleiterplättchen in flächenhafter Struktur Transistoren, Dioden und Widerstände mit dazugehörigen elektrischen Verbindungen, die gemeinsam eine Schaltung bilden. Eine solche integrierte Schaltung stellt vielfach wieder ein Bauelement einer größeren Schaltung dar.

Digital-Schaltung

Eine Digital-Schaltung arbeitet mit diskreten Spannungswerten bzw. -wertebereichen, die sich nicht überlappen. Der Übergang von einem Wertebereich zum anderen erfolgt sprunghaft. Damit steht eine Digital-Schaltung im Gegensatz zu einer Analogschaltung, in der der Signalwert beliebig innerhalb eines gegebenen Aussteuerbereichs variiert werden kann.

In dem hier betrachteten Rahmen handelt es sich um binäre Digital-Schaltungen. Für diese gibt es nur zwei Spannungsbereiche, nämlich den H -Spannungsbereich (High) und den L -Spannungsbereich (Low). Diese Spannungsbereiche werden mit U_H und U_L bezeichnet.

Familien von integrierten Digital-Schaltungen

Integrierte Digital-Schaltungen bilden eine Familie, wenn sie sich unmittelbar zu einer größeren Schaltung zusammenschalten lassen. Dazu gehört, daß sie in einem bestimmten Temperatur- und Speisespannungs-Bereich unter Berücksichtigung von Ausgangsbelastungen und Exemplarstreuungen übereinstimmende H - und L -Bereiche aufweisen. Außerdem werden oft noch übereinstimmende Gehäuse und gleichartige Anschlußbelegungen dazugerechnet.

Schaltungsarten

Die (monolithisch) integrierten Digital-Schaltungen enthalten als wesentliche Bestandteile Inverter. Unter einem Inverter versteht man eine Schaltung, in der einem Eingangs-Signalwert U_H bzw. U_L der entgegengesetzte Ausgangs-Signalwert zugeordnet ist. Die Inverter-Schaltung und ihre Funktion im Zusammenhang mit dem Verknüpfen von Eingangssignalen kennzeichnet die Schaltungsart einer integrierten Digital-Schaltung.

Die wichtigsten Schaltungsarten für integrierte Digital-Schaltungen mit bipolaren Transistoren sind:

RTL	resistor transistor logic	Widerstands-Transistor-Schaltungsart
DTL	diode transistor logic	Dioden-Transistor-Schaltungsart
DTLZ	diode transistor logic with Z-diodes	Dioden-Transistor-Schaltungsart mit Z-Dioden

TTL transistor transistor logic
ECTL emitter coupled transistor logic

Transistor-Transistor-Schaltungsart
Transistor-Schaltungsart mit
Emitter-Kopplung

Diese Schaltungsarten sind nachstehend kurz erläutert.

RTL-Schaltungsart

Bild 1 zeigt die Grundschiung mit beispielsweise drei Eingängen, wobei jedem Eingang ein Transistor zugeordnet ist und alle drei Transistoren einen gemeinsamen Collectorwiderstand haben. Es handelt sich hierbei um eine **II-NOR-Verknüpfungs-Schaltung**. Das bedeutet: Am Ausgang tritt U_L auf, wenn wenigstens an einem Eingang U_H liegt. U_H entsteht am Ausgang, wenn U_L an allen Eingängen liegt.

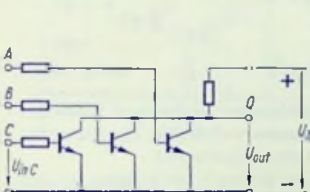


Bild 1

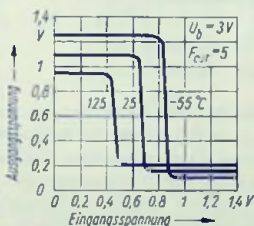


Bild 2

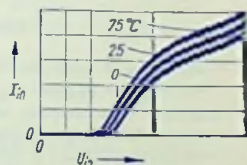


Bild 3

Die Bilder 2 und 3 enthalten die Übertragungs- und Eingangs-Kennlinien einer solchen Schaltung für jeweils drei Temperaturen.

Jede Übertragungs-Kennlinie zeigt, wie die Ausgangsspannung U_{out} mit der Eingangsspannung U_{in} zusammenhängt. Diese Eingangsspannung kann dabei (weil es sich um eine **II-NOR-Verknüpfung** handelt) an einem Eingang allein oder an zwei Eingängen oder an allen drei Eingängen liegen, wobei in den ersten zwei Fällen an den anderen Eingängen die Spannung U_L liegt oder diese offen sind.

Die Spannung U_{outH} hängt stark von der Belastung ab.

Jede Eingangs-Kennlinie stellt den Zusammenhang des Eingangstromes mit der anliegenden Eingangsspannung dar.

Vorteile: Relativ geringer Leistungsverbrauch, relativ wenig Schaltungselemente und deshalb nur geringe Störungen.

Nachteile: Starke Temperaturabhängigkeit der Kennlinien, erhebliche Abhängigkeit der Spannung U_{outH} von der Belastung durch weitere angehängte RTL-Bauelemente, also kleine hochstzulässige Ausfächerungszahl, kleine zulässige Störspannungen, Schaltzeiten relativ lang.

DTL-Schaltungsart

Bild 4 zeigt die Grundsaltung einer DTL-*H*-NAND-Verknüpfungs-Schaltung mit drei Eingängen. Hier wird eine *H*-AND-Verknüpfung mit den drei Eingangsdioden vorgenommen. Ein anschließender Inverter bewirkt die Inversion dieser Verknüpfung (*H*-NAND).

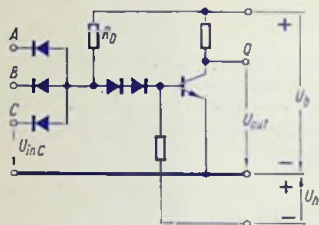


Bild 4

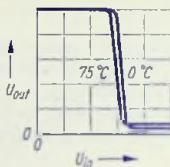


Bild 5

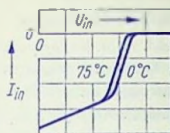


Bild 6

Bild 5 zeigt die Übertragungs-Kennlinien für untereinander verbundene Eingänge: $U_{in} = U_{inA} = U_{inB} = U_{inC}$ oder für zwei miteinander verbundene Eingänge oder für einen Eingang, wobei die nicht benutzten Eingänge offen gelassen sind.

In Bild 6 sind die Eingangs-Kennlinien aufgetragen. Den Bildern 5 und 6 liegen, wie den Bildern 2 und 3, verschiedene Umgebungstemperaturen zugrunde.

Vorteile: Geringe Abhängigkeit der Signalwerte von der Belastung durch weitere angehängte DTL-Bauelemente, höhere zulässige Störspannungen, kleine Schaltzeiten, mäßiger Leistungsverbrauch.

Mit dem Zusammenschalten der Ausgänge mehrerer Einzelschaltungen erreicht man in bezug auf die Ausgänge eine *L*-OR-Verknüpfung (**wired OR**).

Nachteile: Notwendigkeit einer Hilfsspannung, (die Hilfsspannung ermöglicht jedoch ein Verkürzen der Schaltzeiten), störender Einfluß der Parallel-Kapazitäten der Eingangsdioden.

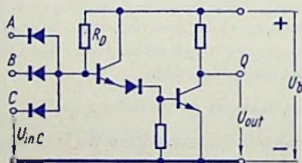


Bild 7

Die Hilfsspannung kann mit einer Schaltungsvariante (Bild 7) vermieden werden. Diese Variante läßt außerdem einen höheren Wert für R_D zu. Daraus folgt für $U_{in} = U_L$ ein niedrigerer Strom über die Eingangsdioden und damit die Möglichkeit, mehr Eingänge nachfolgender DTL-Bauelemente an einen Ausgang anzuschließen als in der Schaltung nach Bild 4.

DTLZ-Schaltungsart

In Bild 8 ist eine DTLZ-*II*-NAND-Schaltung dargestellt, die — abgesehen von der Z-Diode — weitgehend der DTL-*II*-NAND-Schaltung nach Bild 7 entspricht.

Zu der Schaltung nach Bild 8 gehören die in den Bildern 9 und 10 eingetragenen Kennlinien. Die Übertragungs-Kennlinie (Bild 9), die — wie immer bei *II*-NAND-Schaltungen — zusammengeschaltete Eingänge bzw. ein Offenlassen nicht benützter Eingänge zur Vor-ausselzung hat, weist einen besonders schmalen Umschaltbereich auf. Das Fehlen von Temperaturangaben ist ein Hinweis darauf, daß die Übertragungs-Eigenschaften von der

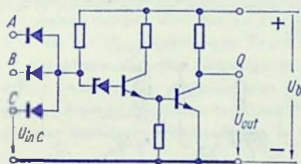


Bild 8

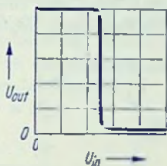


Bild 9

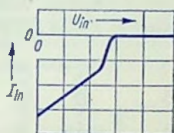


Bild 10

Temperatur kaum beeinflußt werden. Dies folgt daraus, daß in DTLZ-Schaltungen mit relativ hohen Spannungen gearbeitet wird, gegen die die temperaturbedingten Spannungsverschiebungen und die Breite des Umschaltbereiches belanglos sind. Die Eingangs-Kennlinie (Bild 10) entspricht im Prinzip der Eingangs-Kennlinie einer DTL-Schaltung. Auch auf ihren Verlauf hat die Temperatur keinen wesentlichen Einfluß.

Vorteile: Besonders hohe zulässige Werte der Störspannungen, im Vergleich zu den verwendeten Spannungen schmaler Umschaltbereich, keine nennenswerte Temperaturabhängigkeit.

Nachteile: Höherer Leistungsverbrauch, relativ lange Schaltzeiten.

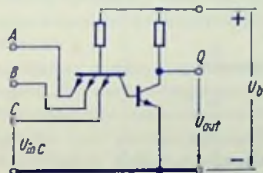


Bild 11

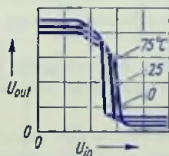


Bild 12

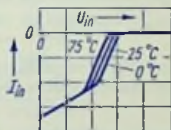


Bild 13

TTL-Schaltungsart

Bild 11 stellt den Schaltplan der Grundsaltung einer TTL-*II*-NAND-Verknüpfungsschaltung mit drei Eingängen dar. Wie aus einem Vergleich mit Bild 4 bzw. 7 entnommen

werden kann, sind in den TTL-Schaltungen die Eingangsdioden der DTL-Schaltungen als Basis-Emitter-Dioden des Eingangs-Transistors (Mehrfachemitter-Transistor) realisiert.

Bild 12 enthält die Übertragungs-Kennlinien, wie sie sich für drei Umgebungstemperaturen bei zusammengeschalteten Eingängen ergeben. Für die TTL-Schaltungsart ist der Kennlinienknick im Umschaltbereich charakteristisch.

Bild 13 zeigt die Eingangs-Kennlinien, die denen der DTL-Schaltungen im Prinzip entsprechen. Bei der TTL-Schaltungsart gibt es zahlreiche Varianten für die Ausgangsschaltung. Beispiele hierzu geben die Bilder 14 und 15. Mit solchen Ausgangsschaltungen erreicht man niedrigere Ausgangswiderstände und deshalb größere hochstzulässige Auslastungszahlen. Außerdem kann man damit die Schaltzeiten für die beiden Wechsel zwischen L - und H -Bereich aneinander angleichen.

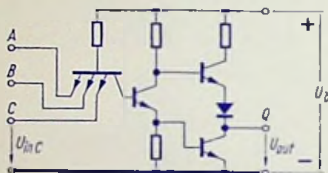


Bild 14

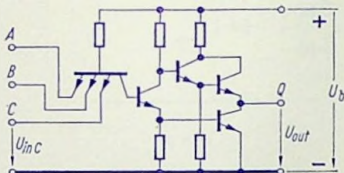


Bild 15

Vorteile: Kürzere Schaltzeiten als bei RTL und DTL bzw. DTLZ, erreicht einerseits mit kleineren Parallel-Kapazitäten im Eingang und andererseits damit, daß beim Sperren des zweiten Transistors dessen Speicherladung über den Eingangs-Transistor abgelührt wird. Geringe Abhängigkeit der Signalwerte von der Belastung durch weitere angehängte TTL-Bauelemente, höhere zulässige Störspannungen, mäßiger Leistungsverbrauch.

Nachteile: Jeder Emitter des Eingangs-Transistors kann als Collector wirken, wenn er

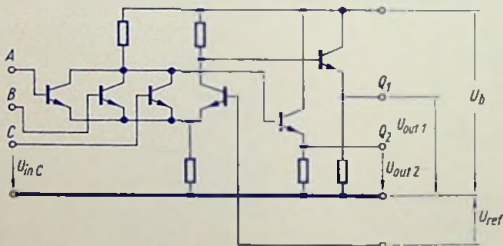


Bild 16

gegen die Basis eine positive Spannung hat. Man muß dafür sorgen, daß die Verstärkung des so gebildeten Transistors klein bleibt.

ECTL-Schaltungsart

Bei dieser Schaltungsart ist der Eingangsteil ein Differenzverstärker, in dem die eine Seite die den Eingängen zugeordneten Transistoren umfaßt und die andere Seite einen mit seiner Basis an eine Referenzspannung angeschlossenen Transistor enthält. Alle diese Transistoren haben einen gemeinsamen Emittlerwiderstand (Bild 16). Mit dem Anschluß der Ausgangstransistoren an die beiden Seiten des Differenzverstärkers erhält man einen *H-OR*- und einen *H-NOR*-Ausgang. Die Emittlerfolger am Ausgang sind hier zum Ausgleich der Spannungspegel erforderlich. Die ECTL-Schaltungen arbeiten mit Transistoren, die nicht übersteuert werden.

Die Übertragungs-Kennlinie für den *H-OR*-Ausgang Q_1 (Bild 17) entsteht so: Bei kleinen Eingangsspannungen sind die zu den Eingängen A, B, C gehörenden Transistoren gesperrt, der zu U_{ref} gehörende Transistor leitend. Mit zunehmender Eingangsspannung wird der Strom von den Eingangstransistoren übernommen und der Referenztransistor gesperrt (wegen des gemeinsamen Emittlerwiderstandes).

Leitender Referenztransistor bedeutet $U_{out1} = U_L$.

gesperrter Referenztransistor $U_{out1} = U_H$.

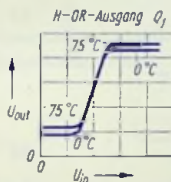


Bild 17

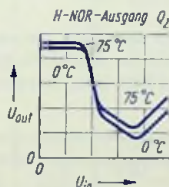


Bild 18

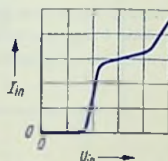


Bild 19

Die Übertragungs-Kennlinie für den *H-NOR*-Ausgang Q_2 (Bild 18) entsteht in ähnlicher Weise bis zu Eingangsspannungen mit Werten, die zum Sperren des Referenztransistors führen. Anschließend ist die Stromzunahme in den Eingangstransistoren geringer und dementsprechend die Abnahme von U_{out2} flacher. Beim Erreichen der Übersteuerungsgrenze nimmt der Collectorstrom zugunsten des Basisstromes wieder ab und damit U_{out2} wieder zu.

Der Verlauf der Eingangs-Kennlinie (Bild 19) entsteht durch den Differenzverstärker-Eingang. Der starke Anstieg bei hohen Werten von U_{in} hängt mit dem Überschreiten der Sättigungsgrenze zusammen.

Vorteile: Sehr geringe Schaltzeiten wegen des Vermeidens der Übersteuerung, hohe höchstzulässige Ausfächerungszahl, gleichmäßige Belastung der Speisespannungsquelle wegen des Differenzverstärkers, zwei Ausgänge (einer invertierend, einer nicht invertierend), Umschaltspannung mit Bezugsspannung (Referenzspannung) festgelegt und deshalb bei temperaturunabhängiger Referenzspannung kein Temperatureinfluß auf die Umschaltspannung.

Nachteile: Relativ hoher Leistungsverbrauch, Notwendigkeit einer Bezugsspannung, geringe zulässige Werte der Störspannung.

Zähldekaden mit dem JK-Flipflop FPJ 101

Übersicht

In diesem Beitrag wird beschrieben, wie eine Zähldekade mit dem in der Überschrift genannten Flipflop-Typ für Parallelsteuerung bzw. für Seriensteuerung entworfen wird. Das JK-Flipflop FPJ 101 ist ein Zweispeicher-Flipflop. Es hat drei J-Eingänge und drei K-Eingänge, die jeweils in einer *II*-AND-Verknüpfung zusammengefaßt sind, und einen

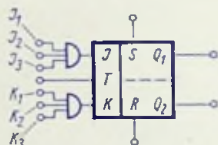


Bild 1

Takteingang. Außerdem gibt es noch einen Setz- und einen Löscheingang sowie zwei Ausgänge. Bild 1 zeigt das Schaltungs-Symbol des FPJ 101, Bild 2 die Belegung der Anschlüsse des zweireihigen Steckgehäuses und Bild 3 den Stromlaufplan.

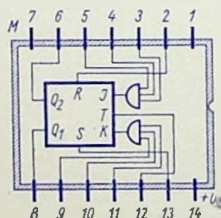


Bild 2

Nach den Erläuterungen der beiden Steuerungsmöglichkeiten von Zählern werden sowohl für die Parallel- wie auch für die Seriensteuerung die Eingangsgleichungen der Flipflops aus den Logiktafeln abgeleitet, mit Hilfe von Karnaugh-Tafeln weiter vereinfacht und anschließend die Schaltpläne der so entstehenden Zähldekaden angegeben.

Parallelgesteuerte und seriengesteuerte Zähler

Bei Parallelsteuerung liegen die Takteingänge sämtlicher Flipflops des Zählers parallel an einer Taktleitung. Somit werden immer alle die Flipflops gleichzeitig umgestellt (Änderung des Ausgangszustandes), bei denen die den Eingangs-Gleichungen entsprechenden Signalwerte zur Taktzeit (Bitzeit) t_{B} an den J- bzw. K-Eingängen liegen. Das bedeutet

für einen Dezimalzähler, daß der Übertragungsimpuls zum Ansteuern der nächsten Dekade um nur eine Flipflop-Laufzeit verzögert nach dem 10. Zählschritt am Ausgang erscheint.

Der parallelgesteuerte Zähler arbeitet synchron. Der Synchronismus wird mit dem gemeinsam auf alle Flipflops einwirkenden Taktimpuls erreicht.

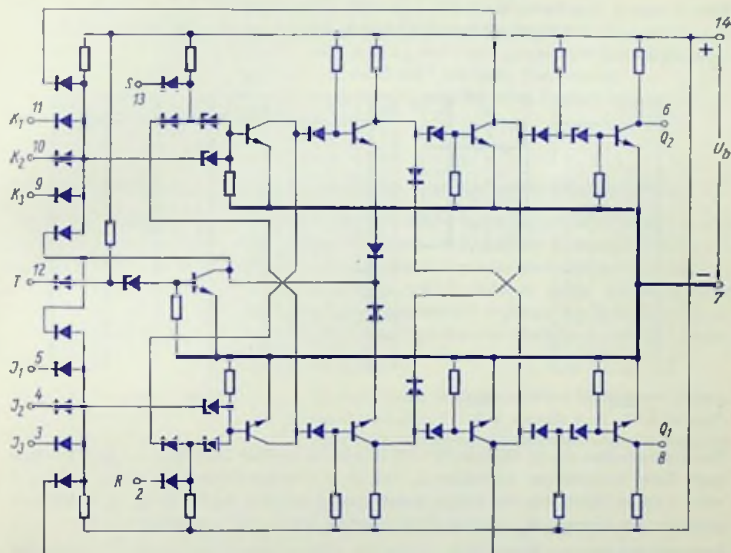


Bild 3

Im Gegensatz zu den parallelgesteuerten Zählern wird bei den seriengesteuerten Zählern nur der Takteingang des Eingangs-Flipflops des Zählers direkt vom Taktimpuls gesteuert, während die Takteingänge der übrigen Flipflops von geeigneten Flipflop-Ausgängen innerhalb der Zähldekade angesteuert werden. Diese Zähler arbeiten demnach asynchron.

Man muß beim Entwurf von seriengesteuerten Zählern feststellen, welcher Flipflop-Ausgang den Auslöse-Impuls für den Takteingang eines der übrigen Flipflops liefern kann. Dafür muß bekannt sein, ob der Auslöse-Impuls zum Umschalten der Flipflops von H auf L oder von L auf H gehen muß. Da sich der Auslöse-Impuls für die intern angesteuerten Flipflops nicht mit jedem Zählschritt so wie in der am Eingangs-Flipflop bewirkten Weise

ändert, ergeben sich zusätzliche, frei wählbare Eingangs-Kombinationen. Diese gestalten ein weiteres Vereinfachen der erforderlichen Eingangs-Gleichungen für die Flipflops.

Grundlagen

Für den Entwurf einer Zähldekade muß die Codierung der Zahlen 0 bis 9 festgelegt werden. Außerdem müssen die Eigenschaften der zu verwendenden Flipflops bekannt sein.

Bild 4 zeigt in Tabellenform die hier zugrunde gelegte Codierung, d. h. den (1, 2, 4, 8)-Code, der durch die Logikzahlen a, b, c, d an den Ausgängen Q_1 der Flipflops A, B, C, D dargestellt wird.

Zahl	a	b	c	d
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

Bild 4

t_n			t_{n+1}
J	K	Q	Q
0	X	0	0
1	X	0	1
X	1	1	0
X	0	1	1

Bild 5

(Z)	A	B	C	D	J_A	K_A	J_B	K_B	J_C	K_C	J_D	K_D
0	0	0	0	0	1	X	0	X	0	X	0	X
1	1	0	0	0	X	1	1	X	0	X	0	X
2	0	1	0	0	1	X	X	0	0	X	0	X
3	1	1	0	0	X	1	X	1	1	X	0	X
4	0	0	1	0	1	X	0	X	X	0	0	X
5	1	0	1	0	X	1	1	X	X	0	0	X
6	0	1	1	0	1	X	X	0	X	0	0	X
7	1	1	1	0	X	1	X	1	X	1	1	X
8	0	0	0	1	1	X	0	X	0	X	X	0
9	1	0	0	1	X	1	0	X	0	X	X	1

Bild 6

Die Eigenschaften des JK-Flipflops FPL 101 sind in Form einer Logiktafel mit Bild 5 festgelegt. Darin bedeutet der Buchstabe X, daß an dem entsprechenden Eingang beliebig 0 oder 1 liegen kann. Von den beiden Ausgängen ist lediglich der Ausgang Q_1 in Betracht gezogen. Am Ausgang Q_2 liegt bei diesem Flipflop jeweils der inverse Signalwert.

Entsprechend den vier Binärziffern, die im hier verwendeten Code für jede Dezimalziffer vorgesehen sind, werden für die Zähldekade vier JK-Flipflops benötigt, die im folgenden mit A, B, C und D bezeichnet sind.

Logiktafel für die Flipflops bei Parallelsteuerung

Aus den Bildern 4 und 5 läßt sich die in Bild 6 enthaltene Logiktafel wie folgt ermitteln: Die linke Seite des Bildes 6 ist eine Wiederholung des Bildes 4. Der Code wird hier durch die Logikzahlen an den Ausgängen Q_1 der Flipflops A, B, C, D dargestellt. Im rechten Teil dieses Bildes sind die an den Eingängen J und K der Flipflops für das Umstellen auf die nächste Zählerstellung benötigten Logikzahlen eingetragen. In jeder Zeile stehen unter $J_A, K_A, J_B, K_B, \dots$ die Logikzahlen für die Flipflop-Eingänge, die das Einstellen der Flipflops nach Ablauf des Taktimpulses ermöglichen, so wie es von dem in der nächsten Zeile links stehenden Code gefordert wird.

Hierzu ein Beispiel: Entsprechend dem zugrunde gelegten Code muß für den Übergang von der Zahl 0 auf die Zahl 1, d. h. von der 1. Zeile auf die 2. Zeile, die Logikzahl des Ausgangs Q_1 vom Flipflop A von 0 auf 1 umgestellt werden. Dazu gehört, wie Bild 5 entnommen werden kann, an J_A die Logikzahl 1, während die Logikzahl an K_A beliebig ist. Das ist in der ersten Zeile unter J_A und K_A eingetragen. Für die übrigen Flipflops muß beim Übergang von der ersten in die zweite Zeile die Logikzahl 0 an Q_1 erhalten bleiben. Dazu gehört, wie Bild 5 entnommen werden kann, 0 an J und X an K.

Beim Übergang von der zweiten auf die dritte Zeile muß die Logikzahl am Ausgang Q_1 vom Flipflop A von 1 auf 0 wechseln, wozu X an J_A und 1 an K_A erforderlich ist. Die Logikzahl des Ausgangs Q_1 vom Flipflop B muß von 0 auf 1 wechseln. Das erfordert 1 an J_B und X an K_B . Für J_C und J_D gilt hier noch 0 und für K_C und K_D noch X. Nach diesem Schema ist die gesamte Logiktafel aufgebaut.

Die Logik-Gleichungen für die Eingänge der Flipflops bei Parallelsteuerung

Jede Zeile von Bild 4 bzw. des linken Teils von Bild 6 kann als eine AND-Funktion der allgemeinen Logikzahlen a, b, c, d , ihrer Negationen $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \bar{d}$ und Kombinationen davon aufgefaßt werden. Damit erhält man die Logik-Gleichungen für die Eingänge der Flipflops, wenn man eine OR-Funktion aller derjenigen AND-Funktionen bildet, die als Resultat in der Spalte des entsprechenden Eingangs die Logikzahl 1 ergeben. Aus Bild 6 können so die Eingangs-Gleichungen für die J- und K-Eingänge der vier Flipflops unmittelbar abgelesen werden.

Beispielsweise gehört zu 1 an J_C nur die vierte Zeile (Zahl 3 am linken Ende dieser Zeile). Darin steht in den zu A, B, C, D gehörenden Spalten 1 1 0 0, was als $a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d}$ darstellbar ist. Man erhält also $J_C = a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d}$. In entsprechender Weise erhält man alle anderen Eingangs-Gleichungen:

$$\begin{aligned} J_A &= \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot d \\ K_A &= a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot d \\ J_B &= a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot d \\ K_B &= a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} \\ J_C &= a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \\ K_C &= a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} \\ J_D &= a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d} \\ K_D &= a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot d \end{aligned}$$

Vereinfachen der Gleichungen mit Karnaugh-Tabeln

Bild 7 zeigt eine Karnaugh-Tafel für 4 Variablen, die 16 Einzelfelder umfaßt. Von diesen werden für das Codieren der Zahlen 0 bis 9 zehn Einzelfelder ausgenutzt, Bild 8 läßt erkennen, wie die zu codierenden Zahlen diesen Einzelfeldern zugeordnet sind. Beim Ein-

tragen der aus Bild 6 zu entnehmenden 0 und 1 und X in die Karnaugh-Tafeln spart man Zeit, wenn man sich dafür des Bildes 8 bedient.

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b					d
\bar{b}					d
\bar{b}					d
b					\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

Bild 7

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b					d
\bar{b}			8	9	d
\bar{b}	5	4	0	1	d
b	7	6	2	3	\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

kodierte Zahlen

Bild 8

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X			d
\bar{b}					d
b					\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

Bild 9

Die freibleibenden Einzelfelder gehören zu Kombinationen der 4 Variablen, die für den verwendeten Code nicht ausgenutzt werden. In diese Einzelfelder kann man ein X eintragen (Bild 9), weil es für den Code beliebig ist, ob die dazugehörenden Kombinationen als AND-Funktion eine 0 oder eine 1 ergeben. Man kann diese Felder somit für das mit den Karnaugh-Tafeln mögliche Vereinfachen der Eingangs-Gleichungen zu Hilfe nehmen.

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X	1	X	d
\bar{b}	X	1	1	X	\bar{d}
b	X	1	1	X	\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$J_A = 1$$

Bild 10

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X			d
\bar{b}	1			1	\bar{d}
b	X	X	X	X	\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$J_B = a \cdot \bar{d}$$

Bild 11

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X			d
\bar{b}	X	X			\bar{d}
b	X	X		1	\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$J_C = a \cdot b$$

Bild 12

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X	X	X	d
\bar{b}					\bar{d}
b	1				\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$J_D = a \cdot b \cdot c$$

Bild 13

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X	X	1	d
\bar{b}	1	X	X	1	\bar{d}
b	1	X	X	1	\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$K_A = 1$$

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X	X		\bar{d}
b	1				\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$K_B = a$$

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X	X	X	d
\bar{b}				X	\bar{d}
b	1		X	X	\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$K_C = a \cdot b$$

	a	\bar{a}	\bar{a}	a	
b	X	X	X	X	d
\bar{b}	X	X		1	d
\bar{b}	X	X	X	X	\bar{d}
b	X	X	X	X	\bar{d}
	c	c	\bar{c}	\bar{c}	

$$K_D = a$$

Die Bilder 10 ... 13 zeigen die Karnaugh-Tafeln für die oben angegebenen Eingangs-Gleichungen der Flipflops. Das Bild 10 könnte entfallen: Die Karnaugh-Tafeln für J_A und K_A werden an sich nicht benötigt; die hierzu gehörenden Spalten in der Tabelle von Bild 6 enthalten die Logikzahl 0 nicht. Deshalb sind alle zu den Zahlen 0 bis 9 gehörenden Einzelfelder (Bild 8) mit 1 oder X besetzt, und die restlichen Einzelfelder können ebenfalls

mit X besetzt werden. Eine vollständig mit X oder 1 besetzte Karnaugh-Tafel bedeutet aber, daß die damit gegebene Logik-Gleichung den Wert 1 annimmt.

Wie in den Bildern 10 bis 13 eingetragen, erhält man

J_A	K_A	J_B	K_B	J_C	K_C	J_D	K_D
1	1	$a \cdot \bar{d}$	a	$a \cdot b$	$a \cdot b$	$a \cdot b \cdot c$	a

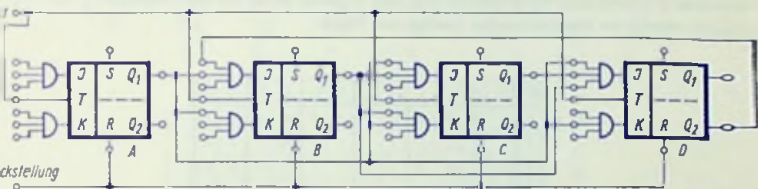


Bild 14

In Bild 14 ist der daraus für die Zuordnung $H \triangleq 1$ und $L \triangleq 0$ folgende Schaltplan der parallelgesteuerten Zähldekade mit vier JK-Flipflops FPJ 101 dargestellt. Zu beachten ist dabei, daß ein freibleibender Eingang die gleiche Wirkung hat wie ein Eingang, an dem U_H liegt.

Logiktafel für die Eingänge der Flipflops bei Seriensteuerung

Bei Seriensteuerung wird nur der Takteingang des Flipflops A vom Taktimpuls gesteuert. Die Steuerung des Takteingangs für die Flipflops B, C und D geschieht jeweils intern vom Ausgang eines vorangehenden Flipflops.

Dabei muß man feststellen, welcher Flipflop-Ausgang den Auslöse-Impuls für ein bestimmtes Flipflop liefern kann. Es muß also bekannt sein, ob der Auslöse-Impuls von L auf H oder von H auf L gehen muß, um das Umschalten des entsprechenden Flipflops bewirken zu können. Beim FPJ 101 ist dafür ein Übergang von L auf H erforderlich. Für die Zuordnung $H \triangleq 1$ und $L \triangleq 0$ bedeutet das ein Umschalten, wenn am Eingang T des Flipflops ein Übergang von 0 auf 1 stattfindet.

Zum Aufstellen der Logiktafel braucht man zunächst wieder eine Tabelle für die Codierung (Bild 4). Dieser Code wird auch hier durch die Logikzahlen an den Ausgängen Q_1 der Flipflops A, B, C, D dargestellt. Das ist in der Tabelle im linken Teil von Bild 15 gezeigt. Aus diesen Beziehungen kann man ablesen, welche Flipflop-Ausgänge zum Ansteuern der T-Eingänge (Takteingänge) der Flipflops B, C, D benützt werden können. Wie aus der linken Seite des Bildes 15 zu sehen ist, geht der Ausgang Q_1 des Flipflops A jeweils dann von 1 auf 0 über, wenn das Flipflop B umschalten muß. Weil das Signal am Ausgang Q_2 invers

zu dem am Ausgang Q_1 ist, kann der Ausgang Q_2 des Flipflops A den Auslöse-Impuls für das Flipflop B liefern. Ebenso kann der Auslöse-Impuls für das Flipflop C vom Ausgang Q_2 des Flipflops B abgenommen werden. Schließlich ist es möglich, den Auslöse-Impuls für das Flipflop D vom Ausgang Q_2 des Flipflops A zu nehmen. (Die Flipflops B und C sind dafür nicht geeignet, weil mit ihnen zwar das Umschalten des Flipflops D von 0 auf 1, aber nicht das Rückstellen von 1 auf 0 nach dem 10. Zählimpuls gelingt.)

Das Flipflop A wird hier genauso mit dem Taktimpuls von außen angeseuert, wie bei der vorher beschriebenen Parallelsteuerung, und es gelten daher für die Eingänge J_A und K_A auch wieder die entsprechenden Spalten aus Bild 6.

Zahl	A	B	C	D	J_A	K_A	J_B	K_B	J_C	K_C	J_D	K_D
0	0	0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X
1	1	0	0	0	X	1	1	X	X	X	0	X
2	0	1	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X
3	1	1	0	0	X	1	X	1	1	X	0	X
4	0	0	1	0	1	X	X	X	X	X	X	X
5	1	0	1	0	X	1	1	X	X	X	0	X
6	0	1	1	0	1	X	X	X	X	X	X	X
7	1	1	1	0	X	1	X	1	X	1	1	X
8	0	0	0	1	1	X	X	X	X	X	X	X
9	1	0	0	1	X	1	0	X	X	X	X	1

Bild 15

In die Tabelle von Bild 15 kann außerdem überall da ein X eingetragen werden, wo die Spannung am Auslöse-Eingang nicht von 0 auf 1 übergeht, weil sich nur beim Übergang von 0 auf 1 eine Änderung am Flipflop-Ausgang ergibt. Alle übrigen Eintragungen geschehen wieder mit Hilfe der Tabelle in Bild 5. Zu beachten ist dabei nur, daß der Takt für die Flipflops B und D vom Ausgang des Flipflop A kommt und daß Flipflop C seinen Takt vom Flipflop B erhält. Im übrigen ist die Tabelle von Bild 15 ebenso aufgebaut wie die Tabelle von Bild 6.

Logik-Gleichungen für die Eingänge der Flipflops bei Seriensteuerung

Wegen der in Bild 15 zusätzlich eingetragenen X gehen die Vereinfachungen hier weiter als bei der Parallelsteuerung.

Man kann die Mehrzahl der hier gegebenen Vereinfachungsmöglichkeiten aus Bild 15 sofort erkennen. Die Eingangs-Kombinationen sind für J_A , K_A , K_B , J_C , K_C und K_D jeweils gleich der Logikzahl 1 zu setzen, da die hierzu gehörenden Spalten keine 0 enthalten. In der Karnaugh-Tafel sind demgemäß sämtliche Einzelfelder mit 1 bzw. mit X auszufüllen.

Lediglich für J_B und für J_D ergeben sich Eingangs-Gleichungen mit von 1 verschiedenem Ergebnis:

$$J_B = a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + a \cdot \bar{b} \cdot c \cdot \bar{d}$$

$$J_D = a \cdot b \cdot c \cdot \bar{d}$$

Diese Gleichungen lassen sich mit Karnaugh-Tabellen unter Berücksichtigung der X-Felder vereinfachen (Bilder 16 und 17), und man erhält folgende Eingangs-Gleichungen für die Flipflops bei Serienschaltung:

J_A	K_A	J_B	K_B	J_C	K_C	J_D	K_D
1	1	\bar{d}	1	1	1	$b \cdot c$	1

	a	\bar{a}	\bar{a}	a
b	X	X	X	X
\bar{b}	X	X	X	X
\bar{b}	X	X	X	X
b	X	X	X	X
	c	c	\bar{c}	\bar{c}

$J_B = \bar{d}$

Bild 16

	a	\bar{a}	\bar{a}	a
b	X	X	X	X
\bar{b}	X	X	X	X
\bar{b}		X		X
b		X		X
	c	c	\bar{c}	\bar{c}

$J_D = b \cdot c$

Bild 17

Außerdem gelten für die T-Eingänge der Flipflops entsprechend dem vorigen Abschnitt die Bedingungen

T_A	T_B	T_C	T_D
Takt	\bar{a}	\bar{b}	\bar{a}

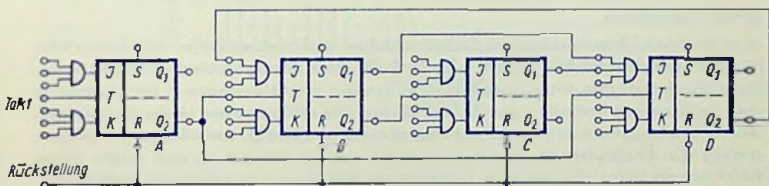


Bild 18

In Bild 18 ist der daraus für die Zuordnung $H \triangleq 1$ und $L \triangleq 0$ folgende Schaltplan der seriensteuernden Zähldekade mit vier JK-Flipflops FPJ 101 dargestellt. Zu beachten ist dabei wieder, daß ein freibleibender Eingang die gleiche Wirkung hat wie ein Eingang, an dem U_H liegt, und daß die Ausgänge Q_2 der Flipflops FPJ 101 stets das zu Q_1 invertierte Signal liefern.

Wahl der Farbträger-Frequenz beim PAL-Farbfernseh-Verfahren

Übersicht

Die beim Schwarz-Weiß-Fernsehen festgelegten Grenzen für das Spektrum des dem Bildträger aufmodulierten Gesamtsignals (BAS-Signal) (Bild 1) müssen auch beim Farb-Fernsehen eingehalten werden. Deshalb muß in dem vom BAS-Signal belegten Frequenzband von (0 ... 5) MHz zusätzlich die Farbinformation übertragen werden.

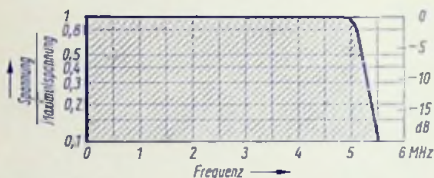


Bild 1

Der dafür erforderliche Frequenzbereich deckt sich mit dem Frequenzbereich, in dem das BAS-Signal besonders hohe Anteile hat. Deshalb muß man die Farbinformation innerhalb der mit der Grenzlinie für das Spektrum des Gesamtsignals festgelegten Frequenzgrenzen in einen anderen Frequenzabschnitt verlegen. Diese Frequenzumsetzung wird so vorgenommen, daß man einem Hilfsträger mit einer Frequenz von rund 4,4 MHz die Farbinformation aufmoduliert. Diesen Hilfsträger bezeichnet man als **Farbhilfsträger** oder **Farbträger**.

Kammspektrum

Auf Grund der Zusammensetzung des Fernsehbildes aus einzelnen Zeilen (625 Zeilen/Bild) ist das Spektrum des BAS-Signals, auch im Falle eines ständig wechselnden Bildinhaltes, kein kontinuierliches, lückenloses Spektrum, sondern zeigt Häufungen in der Umgebung der ganzzahligen Vielfachen der Zeilenfrequenz. Die Hüllkurve der Maximalamplituden dieser Häufungen nimmt mit zunehmender Frequenz ab (Bild 2). Zwischen den Häufungen gehen die Amplituden des Spektrums nahezu auf den Wert 0, so daß relativ breite Lücken vorhanden sind, die beim Spektrum des BAS-Signals vom Schwarz-Weiß-Fernsehen nicht ausgefüllt sind.

Die Maximalamplituden der Häufungen sind im wesentlichen durch die ständig vorhandenen Zeilen-Synchronisier-Impulse bedingt, die vollkommen periodisch verlaufen und damit ein ausgeprägtes Linienspektrum ergeben (Bild 3). Um diese Linien herum gruppieren sich noch weitere Spektrallinien im gegenseitigen Abstand von 25 Hz, die von der Grundfrequenz der gesamten Synchronisier-Impulse hervorgerufen werden. Bild 4 zeigt die Aufgliederung des mit den Zeilen-Synchronisier-Impulsen gegebenen Linienspektrums beim Hinzukommen der Bild-Impulse. In Bild 5 sind Ausschnitte aus einem Momen-

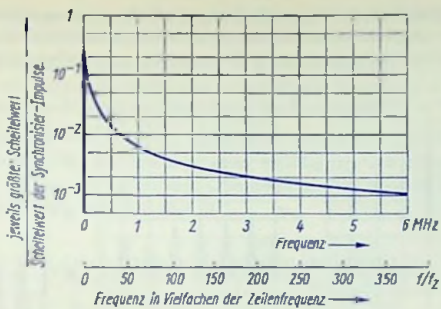


Bild 2

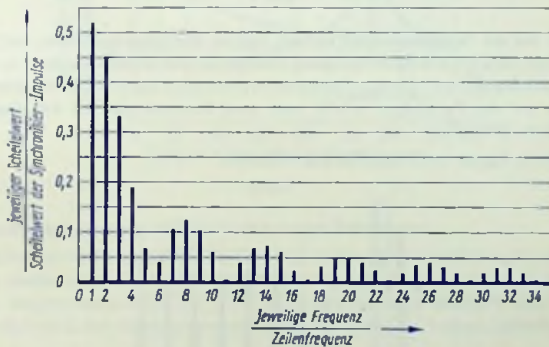


Bild 3

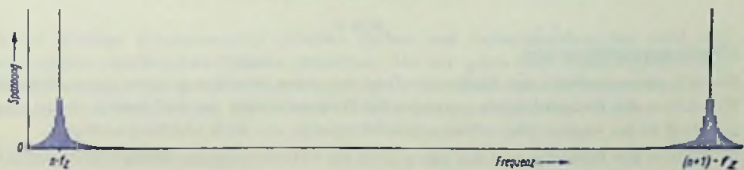


Bild 4

linspektrum des BAS-Signals dargestellt. Dabei handelt es sich um Hüllkurven, die jeweils Häufungen im Linienspektrum einschließen. Man erkennt, daß beim Hinzutreten des Bildinhalts der Charakter des Spektrums (das Kammspektrum) erhalten bleibt.

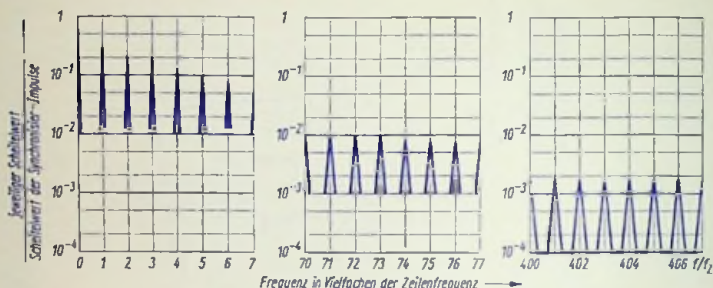


Bild 5

Das Signal, das die Farbinformation enthält, hat ein ähnliches Spektrum, weil es dieselbe Zeilenstruktur aufweist wie das BAS-Signal. Allerdings sind die Maxima nicht so ausgeprägt wie beim BAS-Signal, weil die Synchronisier-Impulse nicht darin enthalten sind. Nach der Modulation auf den Farbtträger erhält man zwei Seitenbänder mit den beschriebenen Kammspektren (Bild 6).

Das modulierte Signal nennt man **Farbart-Signal**.

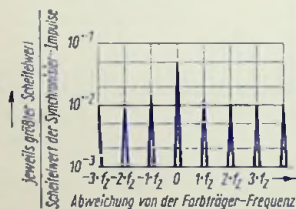


Bild 6

Frequenzverkümmung

Durch passende Wahl der Farbtträger-Frequenz kann man das gesamte kammähnliche Spektrum des Farbart-Signals genau in die Frequenzlücken des BAS-Signals legen und gelangt so zur sogenannten »Frequenzverkümmung« von BAS- und Farbart-Signal.

Daß man den Farbtträger an das obere Ende des Videofrequenzbereiches legt, hat seinen Grund darin, daß dort die Amplituden des BAS-Signals sehr klein sind und deshalb kaum ein Eindringen von Anteilen dieses Signals in den Farbkanal befürchtet werden muß. Zum

anderen Ireten Störungen des im BAS-Signal enthaltenen Leuchtdichte-Signals durch das Farbart-Signal im hohen Frequenzbereich weit weniger in Erscheinung.

Die Frequenz des Farbträgers darf jedoch nur so groß werden, daß für die auf den Farbträger aufmodulierten Farb-Differenzsignale innerhalb der Frequenzgrenzen für das Gesamtsignal noch eine ausreichende Bandbreite zur Verfügung steht.

Diese Voraussetzung ist erfüllt, wenn die Farbträgerfrequenz bei etwa 4,4 MHz liegt.

Bild 7 zeigt die Hüllkurven der Spektren eines BAS-Signals und eines Farbart-Signals (F-Signal), wobei die bei der Farbfernseh-Übertragung angewendete Bandbegrenzung für das Farbart-Signal nicht berücksichtigt ist.

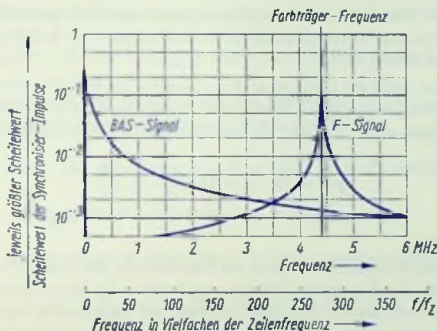


Bild 7

Farbträger-Frequenz beim NTSC-Farbfernseh-Verfahren

Beim NTSC-Verfahren, bei dem das Farbart-Signal die eben erwähnte spektrale Zusammensetzung besitzt, wird eine Frequenzverkümmung mit genau gleichem gegenseitigem Abstand der Maximalamplituden der Häufungen erreicht, wenn die Farbträger-Frequenz f_{FT} so gewählt wird, daß sie ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Zeilenfrequenz f_z beträgt:

$$f_{FT} = (2 \cdot n + 1) \cdot \frac{f_z}{2}$$

Dieser günstige Zusammenhang zwischen Zeilen- und Farbträger-Frequenz wird als sogenannter »Halbzeilen-Offset« bezeichnet. Mit der genormten Zeilenfrequenz von 15625 Hz gelangt man gemäß obiger Beziehung mit $n = 283$ zu einer Farbträger-Frequenz von $f_{FT} = 4,4296875 \cdot \text{MHz}$, die für das NTSC-Verfahren vorgeschlagen wurde.

Viertelzeilen-Offset

Beim PAL-Farbfernseh-Verfahren hat das Spektrum des Farbart-Signals eine andere Zusammensetzung als beim NTSC-Verfahren. Das folgt daraus, daß beim PAL-Verfahren ein

Teil des Farbart-Signals, nämlich die Komponente $F(R-Y)$, von Zeile zu Zeile umgepolt wird. Dadurch ist die Zeitspanne, nach der sich ein Farbart-Signal wiederholen kann, mit der halben Zeilenfrequenz gegeben. Als Folge dieses Umpolens entstehen im ursprünglichen Frequenzspektrum zusätzliche Spektrallinien mit Vielfachen der halben Zeilenfrequenz.

Das Spektrum des Farbart-Signals ist jetzt doppelt so stark belegt. Würde man bei PAL den gleichen Offset wie bei NTSC verwenden, so würden jetzt die durch das Umpolen der $F(R-Y)$ -Komponente des Farbart-Signals entstehenden Spektrallinien genau auf die Spektrallinien des BAS-Signals fallen, und eine große gegenseitige Beeinflussung wäre unvermeidbar. Nur bei Farbbildern, die keine Farb-Differenzsignale $(R-Y)$ enthalten, wären die für NTSC gültigen Voraussetzungen erfüllt.

Da aber alle Farben übertragen werden müssen, muß wiederum die Bedingung erfüllt sein, daß die Spektrallinien des Farbart-Signals nicht auf die Linien des BAS-Signals fallen dürfen, daß sie »auf Lücke« stehen müssen.

Um das zu erreichen, wird die Farbträger-Frequenz für das PAL-Verfahren gegenüber der NTSC-Farbträger-Frequenz um ein Viertel der Zeilenfrequenz nach höheren Frequenzen hin verschoben. Damit ergibt sich der als Viertelzeilen-Offset bezeichnete Zusammenhang

$$f_{FT} = (2 \cdot n + 1) \cdot \frac{f_Z}{2} + \frac{f_Z}{4}$$

Präzisions-Offset

Dadurch, daß die hochfrequenten Anteile des BAS-Signals, die in der Umgebung des Farbträgers liegen, durch den Bandpaßverstärker des Farbkanals (den Chroma-Verstärker) bis zu den Farbart-Demodulatoren gelangen, entsteht ein ungewolltes Farbart-Signal, wenn auch geringer Amplitude (**Cross-Color**), das sich mit dem eigentlichen Farbart-Signal am Demodulator mischt und deshalb zu schwachgesättigt farbigen, sich bewegenden Interferenzfiguren führt. Dieselbe Erscheinung tritt im übrigen auch beim NTSC-Verfahren mit Halbzeilen-Offset auf. Diese störende Bewegung der Interferenzfiguren (besonders deutlich zu erkennen im sogenannten »Frequenzbesen« des RMA-Schwarz-Weiß-Testbildes) kann zum Stillstand gebracht werden, wenn man die Frequenz des Farbträgers um 25 Hz nach oben oder unten verschiebt.

Mit der sehr geringen Verschiebung von nur 25 Hz gegen den Viertelzeilen-Offset bleibt die Frequenzverkämmung erhalten, das heißt, die Spektrallinien des Farbsignals fallen immer noch in den Zwischenraum der Spektrallinien des Leuchtdichte-Signals.

Diese Erweiterung im Viertelzeilen-Offset mit dem 25-Hz-Versatz führt zum sogenannten »Präzisions-Offset«, der den bestmöglichen Zusammenhang zwischen Zeilenfrequenz und Farbträger-Frequenz liefert.

Hier gilt:

$$f_{FT} = (2 \cdot n + 1) \cdot \frac{f_Z}{2} + \frac{f_Z}{4} + 25 \text{ Hz}$$

Mit der Zeilenfrequenz $f_Z = 15625 \text{ Hz}$ und $n = 283$ (wie bei NTSC) erhält man daraus die für das PAL-Verfahren verwendete Farbträgerfrequenz $f_{FT} = 4,43361875 \text{ MHz}$.

Erforderliche Verzögerungszeit im PAL-Laufzeit-Decoder

Beim Decodieren des PAL-Farbart-Signals wird jeweils gleichzeitig die Summe und die Differenz der Farbart-Signale zweier zeitlich aufeinanderfolgender Zeilen gebildet. (Im Beitrag »PAL-Laufzeit-Decoder« wird noch näher darauf eingegangen.)

Das PAL-Farbart-Signal entsteht durch Quadratur-Modulation des Farbrägers mit den reduzierten Farb-Differenzsignalen $0,493 \cdot (B-Y)$ und $0,877 \cdot (R-Y)$, wobei die mit $0,877 \cdot (R-Y)$ modulierte Komponente von Zeile zu Zeile umgepolt wird.

Man erhält somit für eine beliebig herausgegriffene Zeile das Farbart-Signal

$$F_1 = 0,493 \cdot (B-Y) \cdot \sin(\omega_{FT} \cdot t) + 0,877 \cdot (R-Y) \cdot \cos(\omega_{FT} \cdot t)$$

In der zeitlich folgenden Zeile, während der die mit $0,877 \cdot (R-Y)$ modulierte Komponente im Sender umgepolt ist, hat das Farbart-Signal die Form

$$F_2 = 0,493 \cdot (B-Y) \cdot \sin(\omega_{FT} \cdot t) - 0,877 \cdot (R-Y) \cos(\omega_{FT} \cdot t)$$

Dabei ist $\omega_{FT} = 2\pi \cdot f_{FT}$ die Kreisfrequenz des Farbrägers.

Addiert man die Farbart-Signale dieser zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Zeilen, so ergibt sich

$$F_1 + F_2 = 2 \cdot 0,493 \cdot (B-Y) \sin(\omega_{FT} \cdot t)$$

Am Ausgang einer Additionsschaltung erhält man also einen Farbräger, der nur noch mit dem reduzierten Farb-Differenzsignal $0,493 \cdot (B-Y)$ amplitudenmoduliert ist.

Subtrahiert man die zwei aufeinanderfolgenden Zeilen, so ergibt sich

$$F_1 - F_2 = \begin{pmatrix} + \\ - \end{pmatrix} 2 \cdot 0,877 \cdot (R-Y) \cdot \cos(\omega_{FT} \cdot t)$$

Man erhält damit einen Farbräger, der nur mit dem reduzierten Farb-Differenzsignal $0,877 \cdot (R-Y)$ amplitudenmoduliert ist.

Dabei wechselt das Vorzeichen der Differenz der beiden Farbart-Signale zweier zeitlich aufeinanderfolgender Zeilen mit der Umpolung der mit $0,877 \cdot (R-Y)$ modulierten Komponente von Zeile zu Zeile. Das ist mit dem Zeichen $\begin{pmatrix} + \\ - \end{pmatrix}$ angedeutet. Für die vorliegende Betrachtung ist diese Tatsache jedoch ohne Bedeutung.

Durch die gleichzeitige Addition und Subtraktion der PAL-Farbart-Signale zweier zeitlich aufeinanderfolgender Zeilen kann also das quadraturmodulierte PAL-Farbart-Signal in seine einzeln modulierten Komponenten aufgespalten werden, die sich dann in einfacher Weise demodulieren lassen.

Mit einer Verzögerungsleitung ist es möglich, die Farbart-Signalfolge einer Zeile so lange zu verzögern, bis die Farbart-Signalfolge der zeitlich folgenden Zeile eintrifft. Damit stehen die beiden Signale zur Verfügung, die für die Addition und die Subtraktion benötigt werden. F_1 bedeutet dann das verzögerte Signal, F_2 das direkt empfangene Signal. Dabei ist zu beachten, daß die Addition und die Subtraktion nur dann die Aufspaltung des PAL-Farbart-Signals in die einzeln modulierten Komponenten ergeben, wenn die jeweils addierten und subtrahierten Signale genau gleiche Amplituden haben und ihre Phasenlage zueinander entweder genau gleich oder 180° voneinander verschieden ist.

Der erste Fall stimmt genau mit der oben gezeigten Rechnung überein. Bei einer Phasendifferenz von 180° bleibt die Rechnung im Prinzip genauso. Es tritt nur ein Vorzeichenwechsel bei F_1 oder F_2 auf, wodurch sich die Ergebnisse von Addition und Subtraktion vertauschen.

Sowohl Amplitude als auch Phasenlage der gleichzeitig zu verarbeitenden Signale F_1 und F_2 werden von der gewählten Verzögerungszeit beeinflusst.

Würde man eine Verzögerungsleitung verwenden, mit der das PAL-Farbart-Signal jeweils genau um eine Zeilenperiode verzögert wird, dann ließe sich die Phasenbedingung nicht erfüllen: Dividiert man nämlich die Dauer einer Zeilenperiode ($64 \mu\text{s}$) durch die Dauer einer Farbrägerperiode ($1/4,43361875 \text{ MHz}$ beim PAL-Verfahren), so stellt man fest, daß etwa 283,75 Farbrägerperioden einer Zeilenperiode entsprechen (genau 283,75 Farbrägerperioden sind es, wenn man den 25-Hz-Versatz des Präzisions-Offsets nicht berücksichtigt). 283,75 Farbrägerperioden bedeuten aber eine Phasendifferenz zwischen F_1 und F_2 von 283 ganzen Perioden ($283 \cdot 360^\circ$) plus $3/4$ einer Periode ($0,75 \cdot 360^\circ = 270^\circ$), d. h., es trifft nicht die gewünschte Phasendifferenz von 0° bzw. 180° auf.

Mit einer Phasendifferenz von 270° oder, was dasselbe ist, von -90° liefert die Summen- und Differenzbildung in der oben gezeigten Art keine Aufspaltung des PAL-Farbart-Signals in die beiden einzeln modulierten Komponenten. Sowohl die Summe als auch die Differenz enthalten dann beide Komponenten. Das zeigt die folgende Rechnung, bei der die Phasendrehung um $-90^\circ = -\pi/2$ für das verzögerte Signal F_1 berücksichtigt ist:

$$\begin{aligned} F_1' &= 0,493 \cdot (B-Y) \cdot \sin\left(\omega_{FT} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) + 0,877 \cdot (R-Y) \cdot \cos\left(\omega_{FT} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= -0,493 \cdot (B-Y) \cdot \cos(\omega_{FT} \cdot t) + 0,877 \cdot (R-Y) \cdot \sin(\omega_{FT} \cdot t) \end{aligned}$$

$$F_2 = 0,493 \cdot (B-Y) \cdot \sin(\omega_{FT} \cdot t) + 0,877 \cdot (R-Y) \cdot \cos(\omega_{FT} \cdot t)$$

$$F_1' + F_2 = \{(\sin \omega_{FT} \cdot t) - \cos(\omega_{FT} \cdot t)\} \cdot \{0,493 \cdot (B-Y) + 0,877 \cdot (R-Y)\}$$

$$F_1' - F_2 = \{(\sin \omega_{FT} \cdot t) + \cos(\omega_{FT} \cdot t)\} \cdot \{0,493 \cdot (B-Y) + 0,877 \cdot (R-Y)\}$$

Um zu einer Aufspaltung des PAL-Farbart-Signals in die beiden mit den reduzierten Farbdifferenzsignalen modulierten Komponenten zu kommen, muß die Verzögerungszeit unbe-

dingt wenigstens ein ganzzahliges Vielfaches der halben Farbrägerperiode sein. Die einer Zeilenperiode entsprechende Anzahl der Farbrägerperioden beträgt bei PAL etwa 283,75 (ganze Perioden), die Anzahl der halben Perioden somit 567,5. Die dieser Zahl am nächsten liegenden ganzen Zahlen, mit denen also die vorgenannte Bedingung erfüllt wird, sind 567 und 568. Die Verzögerungszeiten, die sich damit ergeben, sind dann:

$$567 \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{FT}} = 283,5 \cdot \frac{1}{f_{FT}} \approx 63,943 \mu\text{s}$$

$$568 \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{FT}} = 284 \cdot \frac{1}{f_{FT}} \approx 64,057 \mu\text{s}$$

Von diesen beiden möglichen Verzögerungszeiten wird üblicherweise nur die kürzere, d. h. die mit 63,943 μs (entsprechend 283,5 Perioden) verwendet.

Durch diese um 57 ns von der eigentlichen Zeilendauer abweichende Verzögerungszeit werden in der Additionsschaltung nicht die genau senkrecht untereinanderliegenden Farbwerte zweier aufeinanderfolgender Zeilen addiert, sondern die beiden Farbpunkte, deren Farbsignale addiert werden, liegen etwas schräg untereinander. Wie im folgenden gezeigt wird, macht sich der daraus entstehende Fehler in der Praxis nicht bemerkbar:

Von den 64 μs einer Zeilenperiode entfallen etwa 52 μs auf den Zeilenhinlauf.

Rechnet man mit einer Bildbreite von etwa 52 cm, so entspricht 1 μs einer Bildbreite von etwa 1 cm.

Ein seitlicher Versatz von 57 ns bei der Addition von je zwei Zeilen bedeutet also eine seitliche Verschiebung des verzögerten Signals um 0,57 mm.

Voraussetzung für PAL ist die Tatsache, daß sich die Farbinformation in zwei aufeinanderfolgenden Zeilen nicht wesentlich ändert, oder anders ausgedrückt, die Farbpunkte, deren zugehörige elektrische Werte addiert werden sollen, müssen so eng beieinanderliegen, daß zwischen ihnen kein wesentlicher Farbtonunterschied besteht. Bei einer Bandbreite des Farb-Differenzkanals von etwa 1 MHz ergibt sich bei einer Bildbreite von 52 cm erst für Zeilenabschnitte mit mehr als etwa 5 mm horizontaler Ausdehnung eine Farbauflösung, so daß also ein seitlicher Abstand von nur 0,57 mm zwischen 2 Farbpunkten keinen Farbfehler bringen kann.

Die für die Schärfe des Bildes maßgebende Auflösung des Leuchtdichte-Signales bleibt hier von völlig unberührt.

Die für das PAL-Farbfernseh-Verfahren notwendige genaue Verzögerungszeit wird also durch die Farbrägerfrequenz bestimmt, muß aber so gewählt werden, daß sie so wenig wie möglich von der Dauer einer Zeilenperiode abweicht.

Bei der mit $\tau = 63,943 \mu\text{s}$ festgelegten Verzögerungszeit erhält man wegen des 25-Hz-Versatzes eine so geringe Abweichung (etwa $-0,4^\circ$) von der geforderten 180° -Phasendifferenz zwischen den Farb-Signalfolgen zweier zeitlich aufeinanderfolgender Zeilen, daß sich kein bemerkbarer Fehler ergibt.

PAL-Laufzeit-Decoder

PAL-Farbart-Signal

Im PAL-Coder erhält man aus den Farb-Differenzsignalen ($U_R - U_Y$) und ($U_B - U_Y$) das PAL-Farbart-Signal. Weil die Farbart längs zweier zeitlich aufeinanderfolgender Zeilen nahezu gleich verläuft, ergeben sich beim PAL-Farbart-Signal für zwei übereinanderliegende Punkte zweier aufeinanderfolgender Zeilen im $F(R-Y)-F(B-Y)$ -Koordinatensystem zwei — gegenüber der $F(B-Y)$ -Achse — spiegelbildlich zueinander liegende Zeiger F und F^* . Die Bilder 1 und 2 veranschaulichen dies mit Zeigerdiagrammen.

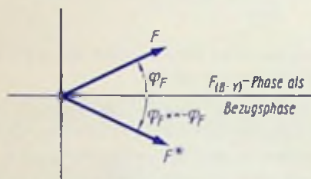


Bild 1

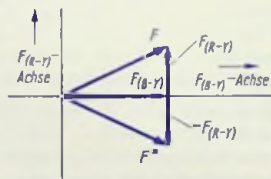


Bild 2

Zweck und Bezeichnung des PAL-Laufzeit-Decoders

Im PAL-Laufzeit-Decoder gewinnt man aus den jeweiligen, bezogen auf die $F(B-Y)$ -Achse spiegelbildlich zueinander liegenden, Farbart-Signalen F und F^* die Komponenten $F(B-Y)$ und $\pm F(R-Y)$. Das geschieht, indem man aus dem augenblicklich direkt empfangenen Farbart-Signal F [bzw. (F^*) in der zeitlich folgenden Zeile] und dem um genau eine Zeilenperiode zuvor gesendeten — im Empfänger aber um die Dauer der Zeilenperiode verzögerten — Farbart-Signal F^* [bzw. (F) in der zeitlich folgenden Zeile] einerseits die Summe und andererseits die Differenz bildet.

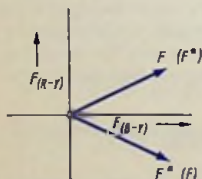


Bild 3

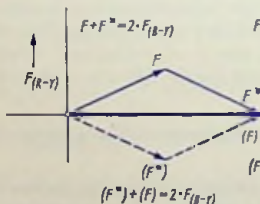


Bild 4

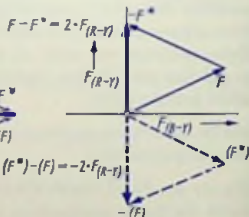


Bild 5

Wie die Bilder 3 ... 5 erkennen lassen (durchgezogene Pfeile), folgt aus der Summe von F und F^* die Komponente $F(B-Y)$ und aus der Differenz von F und F^* die Komponente $F(R-Y)$ des Farbart-Signals.

In der nächsten Zeilenperiode werden die Summe $(F^*) + (F)$ und die Differenz $(F^*) - (F)$ gebildet (in den Bildern 4 und 5 als gestrichelte Pfeile eingezeichnet). Dabei entstehen die Komponente $F_{(B-Y)}$ und die Komponente $-F_{(R-Y)}$ des Farbart-Signals. Im PAL-Laufzeit-Decoder werden also die Komponenten des Farbart-Signals aus dem durch Quadratur-Modulation entstandenen Farbart-Signal gewonnen. An dieses Decodieren schließt sich die Demodulation der Komponenten $F_{(B-Y)}$ und $\pm F_{(R-Y)}$ des Farbart-Signals in zwei getrennten Demodulatoren an, woraus die Farb-Differenzsignale $(U_B - U_Y)$ und $(U_R - U_Y)$ hervorgehen. Bei der Demodulation ist zu beachten: Die Komponente des Farbträgers in $(R-Y)$ -Richtung muß von Zeile zu Zeile umgepolt werden, damit hinter dem Demodulator das Farb-Differenzsignal $(U_R - U_Y)$ mit gleichbleibendem Vorzeichen entsteht.

Grundschaltung des PAL-Laufzeit-Decoders

Zum PAL-Laufzeit-Decoder gehören: eine Anordnung zur Einzeilen-Verzögerung, ein Glied zur Phasenumkehr für das unverzögerte Farbart-Signal und eine Matrixschaltung. Diese kann aus vier ohmschen Widerständen aufgebaut sein.

Das Bild 6 zeigt die Grundschaltung des PAL-Laufzeit-Decoders mit einer solchen aus den Widerständen $R_1 \dots R_4$ bestehenden Widerstandsmatrix. Die Widerstandswerte sind einander gleich.

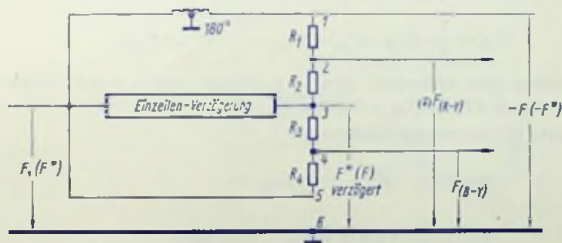


Bild 6

Der Widerstandsmatrix werden, wie in Bild 6 eingetragen, an den Punkten 1, 3 und 5 folgende Spannungen zugeführt:

- am Punkt 1 das unverzögerte, umgepolte Farbart-Signal $-F$ bzw. $(-F^*)$,
- am Punkt 5 das unverzögerte, nicht umgepolte Farbart-Signal F bzw. (F^*) ,
- am Punkt 3 das um eine Zeilenperiode verzögerte Farbart-Signal F^* bzw. (F) .

Wie in Bild 6 mit den eingeklammerten Formelzeichen angedeutet ist, sind F und F^* von Zeile zu Zeile vertauscht. Dadurch entsteht an der Klemme 4 die Komponente $F_{(B-Y)}$ und an der Klemme 2 die Komponente $(+)F_{(R-Y)}$.

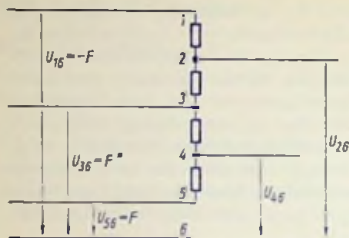


Bild 7

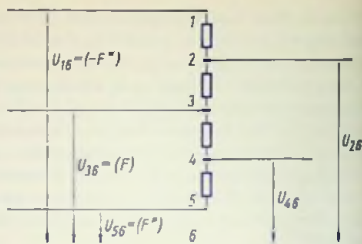


Bild 8

Anhand der Bilder 7 und 8 wird im einzelnen gezeigt, wie die Komponenten $F_{(B-Y)}$ und $\pm F_{(R-Y)}$ des Farbart-Signals aus dem Zusammenwirken des unverzögerten Farbart-Signals F bzw. (F^*) mit dem an der $(B-Y)$ -Achse gespiegelten, verzögerten Farbart-Signal F^* bzw. (F) folgen.

Die Ausgangsspannungen sind:

$$U_{46} = \frac{1}{2} \cdot (U_{36} - U_{56}) + U_{56} = \frac{1}{2} \cdot (U_{36} + U_{56})$$

$$U_{26} = \frac{1}{2} \cdot (U_{16} - U_{36}) + U_{36} = \frac{1}{2} \cdot (U_{16} + U_{36})$$

Angenommen in einer bestimmten Zeile sei das Eingangssignal F und folglich: $U_{16} = -F$, $U_{36} = F^*$ und $U_{56} = F$ (Bild 7).

Dann ergeben sich die Ausgangsspannungen

$$U_{46} = \frac{1}{2} \cdot (F^* + F) = F_{(B-Y)}$$

$$U_{26} = \frac{1}{2} \cdot (-F + F^*) = -F_{(R-Y)}$$

In der zeitlich darauf folgenden Zeile gilt:

$$U_{16} = (-F^*), U_{36} = (F) \text{ und } U_{56} = (F^*)$$

Die Ausgangsspannungen in dieser Zeile werden damit (Bild 8):

$$U_{46} = \frac{1}{2} \cdot [(F) + (F^*)] = F_{(B-Y)}$$

$$U_{26} = \frac{1}{2} \cdot [(-F^*) + (F)] = +F_{(R-Y)}$$

Wie man sieht, behält die Komponente $F_{(B-Y)}$ ihr Vorzeichen bei, während das Vorzeichen von $F_{(R-Y)}$ von Zeile zu Zeile wechselt.

Ausgeführte Gesamtschaltung

In Bild 9 ist der Schaltplan eines PAL-Decoders dargestellt. Darin ist VL 1 eine **mechanische Verzögerungsleitung**, in der das Farbart-Signal um etwas weniger als die **Dauer** einer Zeilenperiode verzögert wird. Die restliche Verzögerung erfolgt in einer fest **abge-**
glichenen elektrischen Verzögerungsleitung DL 1.

Der Decoder ist so ausgelegt, daß die **gesamte Verzögerungszeit** $63,943 \mu\text{s}$, d. h. nicht **ge-**
nau eine Zeilenperiode beträgt. (Siehe hierzu den Beitrag »Erforderliche Verzögerungs-

zeit im PAL-Laufzeit-Decoder«.)
Die Verzögerungszeit von $63,943 \mu\text{s}$ entspricht einem ganzzahligen Vielfachen, nämlich dem 567fachen der Dauer einer halben Farbräger-Periode. Deshalb bekommt **das**
Fart-Signal am Ende der Verzögerungsleitung ein entgegengesetztes Vorzeichen **gegen-**
über der Darstellung im Bild 6, und die Ausgänge für die beiden Farbart-Signal-Komponen-
ten erscheinen vertauscht. Die Komponente $F(B-Y)$ tritt jetzt immer mit negativem Vor-
zeichen auf. Das bedeutet aber nur, daß im nachfolgenden Demodulator auch der Farb-
träger mit negativem Vorzeichen zugesetzt werden muß.

Der HI-Transformator Tr_1 dient zum Ankoppeln des Treibertransistors an den Eingang **der**
VL 1. Der HI-Transformator Tr_2 dient zur Anpassung des Ausgangs der VL 1 an den Wellen-
widerstand der DL 1. Die Induktivitäten der HI-Transformatoren werden so gewählt, **daß**
sich symmetrische Frequenzgänge für das Signal am Eingang der VL 1 und am Ausgang **der**
DL 1 ergeben. Der Transformator Tr_3 besorgt die Phasen-Umkehr in dem einen der **bei-**
den Wege des unverzögerten Farbart-Signals.

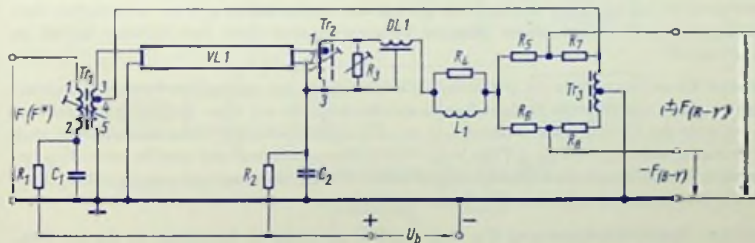


Bild 9

R_1	390 Ω	0,5 W
R_2	390 Ω	0,5 W
R_3	10 k Ω , linear	0,3 W
R_4	39 k Ω	0,5 W
R_5	2,2 k Ω	0,3 W
R_6	2,2 k Ω	0,3 W
R_7	2,2 k Ω	0,3 W
R_8	2,2 k Ω	0,3 W

C_1	10 nF
C_2	10 nF

Tr_1	Hf-Transformator, Spulenkörper mit 5 mm Durchmesser Kern G 4/0,5 9 Werkstoff K 3/150/5 Fa. Kaschke KG, Göttingen
w_{12}	55 Windungen 0,15 Cu LS
w_{34}	3 Windungen 0,15 Cu LS
w_{45}	6 Windungen 0,15 Cu LS
Tr_2	Hf-Transformator, Spulenkörper mit 5 mm Durchmesser Kern wie bei Tr_1
w_{13}	58 Windungen 0,15 Cu LS
w_{23}	10 Windungen 0,15 Cu LS
Tr_3	Hf-Transformator, Kern Ferritstab 5,3 mm Durchmesser, 16 mm lang
$w_{12} = w_{23}$	2×30 Windungen bifilar 0,1 Cu LS
L_1	Kreuzwickel-Spule auf R_4 gewickelt 110 Windungen 0,1 Cu LS

Am Hf-Transformator Tr_2 kann die Verzögerungszeit um einen geringen Betrag (maximal etwa 15 ns) korrigiert werden, falls die mit der mechanischen und der elektrischen Verzögerungsleitung gegebene gesamte Verzögerungszeit nicht den Sollwert 63,943 μ s erreicht.

Am Einstellwiderstand R_3 gleicht man die Amplituden des verzögerten Farbart-Signals auf die des unverzögerten Farbart-Signals ab: Bei Abgleich mit einer Spannung, die die Frequenz des Farbtträgers und damit auch einen gleichbleibenden Nullphasenwinkel hat, muß man anstelle von $\pm F(R-Y)$ den Wert Null (Differenzbildung) und anstelle von $-F(B-Y)$ den Maximalwert (Summenbildung) erhalten. Die Parallelschaltung von L_1 mit R_4 dient zum Anpassen der DL 1 an die Widerstandsmatrix.

Die Speise-Gleichspannung U_b muß passend zur äußeren Schaltung, in die der PAL-Laufzeit-Decoder eingesetzt ist, gewählt werden (beispielsweise $U_b = 24$ V).

Technische Daten

Bandmittenfrequenz	etwa 4,43 MHz
Bandbreite bis 3 dB Absenkung	etwa 2 MHz

Verhältnis der Spannung am Eingang der mechanischen Laufzeitleitung zur Spannung an den Ausgängen für $\pm F(R-Y)$ sowie $-F(B-Y)$ etwa 2:1.

Das Synchronisieren des PAL-Umschalters im Farb-Fernsehempfänger mit Hilfe des alternierenden Bursts

Zweck des PAL-Umschalters

Beim PAL-Verfahren benötigt man zum Demodulieren der nach dem Laufzeit-Decoder entstehenden Komponenten $\pm F_{(R-Y)}$ und $F_{(B-Y)}$ des Farbart-Signals für den $(B-Y)$ -Demodulator eine Farbräger-Komponente, deren Nullphasenwinkel mit der positiven $(B-Y)$ -Richtung übereinstimmt und für den $(R-Y)$ -Demodulator eine zweite Farbräger-Komponente, deren Phase hiergegen um 90° abweicht und von Zeile zu Zeile umgepolt wird. Der PAL-Umschalter dient zum Umpolen dieser Farbräger-Komponente.

Der PAL-Umschalter und seine Betätigung

Der Ausgang des Farbläger-Regenerators bildet ein auf Resonanz abgestimmter HF-Transformator mit einer Gegenaktwicklung auf der Ausgangsseite, deren beide Hälften über zwei Dioden von Zeile zu Zeile abwechselnd zum (R-Y)-Demodulator durchgeschaltet werden. Die hierfür notwendigen Schaltspannungen müssen einen zeitlichen Rechteckverlauf haben. Diese Rechteckspannungen werden den Dioden, wie Bild 1 zeigt, über die Trennwiderstände R_1 bzw. R_2 und die beiden Hälften der Ausgangswicklung des

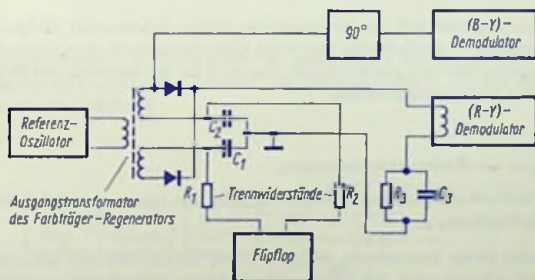


Bild 1

Transformators zugeführt. Die Trennwiderstände liegen an den kalten Enden dieser Wicklungshälften, die dort über je einen Kondensator C_1 und C_2 mit der Masse verbunden sind.

Die für die Dioden-Schaltspannung erforderlichen Stromwege sind über die Ankopplungs-
spule im $(R-Y)$ -Demodulator und den Widerstand R_3 , der dem Kondensator C_3 parallel
liegt, geschlossen.

Bemessen des Umschalters

Die Kapazitäten der Kondensatoren C_1 und C_2 darf man nicht kleiner bemessen als ungefähr 1 nF, damit für die Farbträger-Frequenz an den kalten Enden der beiden Ausgangswicklungshälften des Gegentakt-Transformators eine Masseverbindung besteht.

Um den zeitlichen Rechteckverlauf der Schallspannungen nicht nennenswert zu beeinträchtigen, müssen die Zeitkonstanten der in den beiden Stromwegen für die Schaltdioden liegenden RC -Glieder, bestehend aus dem Ausgangswiderstand des Schallspannungsgenerators, den Trennwiderständen R_1 bzw. R_2 und den HF-Ableit-Kondensatoren C_1 bzw. C_2 , klein gegen die Dauer einer Halbwelle dieser Spannung sein. Da die Dauer einer solchen Halbwelle gleich der Dauer einer Zeilenperiode ist und diese rund 64 μ s beträgt, darf die Summe aus Generator-Ausgangswiderstand und Trennwiderstand nicht größer als etwa 500 Ω sein.

Ein Schallspannungs-Generator mit so niedrigem Ausgangswiderstand ist am leichtesten mit einer Transistor-Flipflop-Schaltung zu verwirklichen. Dies ist hier vorgesehen.

Der Kondensator C_3 wird mit dem Strom nachgeladen, der jeweils die im Durchlaßzustand befindliche Diode durchfließt. Die Spannung am Kondensator C_3 begrenzt die von der Schaltung bewirkten Diodenströme. Außerdem soll sie den Sperrzustand der jeweils gesperrten Diode sichern. Damit beides erreicht wird, darf die Spannung am Kondensator C_3 nur wenig schwanken. Das heißt: Die mit $R_3 \cdot C_3$ gegebene Zeitkonstante muß groß gegen die Dauer einer Zeilenperiode sein.

Die doppelte Amplitude der an der gesperrten Diode auftretenden HF-Spannung darf die am Kondensator C_3 herrschende Spannung nicht übersteigen, damit diese Diode während der gesamten Sperrzeit gesperrt bleibt. Das muß für das Bemessen des HF-Gegentakt-Transformators berücksichtigt werden.

Das Erzeugen der Rechteckspannungen

Die beiden Rechteck-Schaltspannungen erzeugt man, wie bereits erwähnt, in einer Transistor-Flipflop-Schaltung.

Hierbei werden beide Transistoren mit den Zeilenrücklauf-Impulsen gleichzeitig angesteuert, wobei sich jedesmal die Schaltzustände dieser Transistoren wechselweise umkehren. Man erhält so eine exakt symmetrische Ausgangsspannung, deren Frequenz die Hälfte der Zeilenfrequenz beträgt.

Das Gewinnen der PAL-Kennung

Bei der PAL-Synchronisierung muß sich der PAL-Umschalter stets in der jeweils richtigen Stellung befinden. Die hierzu notwendige Kennung wird mit dem alternierenden Burst erreicht: Dessen Phasenlage springt, von Zeile zu Zeile wechselnd, auf $+45^\circ$ und -45° gegen die negative ($B-Y$)-Richtung.

An der Phasenbrücke des Farbträger-Regenerators entsteht eine Regelspannung, die als Folge von dem in seiner Phase von Zeile zu Zeile springenden Burst mit der halben Zeilenfrequenz um einen millirenen Wert schwankt. Man kann zur PAL-Synchronisierung daher entweder dieses Schwanken der Ausgangsspannung der Phasenbrücke benutzen, indem man die Spannungsschwankung vor einem für den Referenzträger-Regenerator erforderlichen nachgeschalteten Tiefpaß abnimmt und ihre Grundwelle (halbe Zeilenfrequenz) selektiv verstärkt (Bild 2),

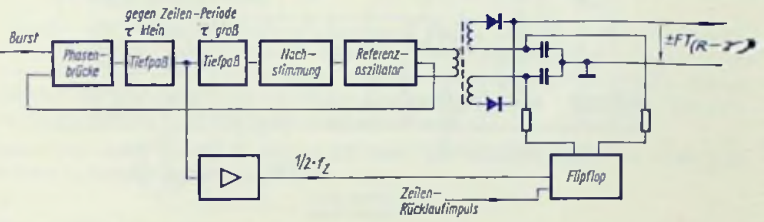


Bild 2

oder die Steuerspannung unsymmetrisch an einer Diode der Phasenbrücke abgreifen, die überlagerte Hf-Komponente absieben und die Komponente mit der halben Zeilenfrequenz verstärken (Bild 3).

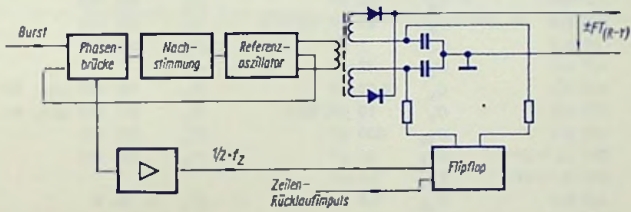


Bild 3

Bild 4 zeigt eine gemäß Bild 3 ausgeführte Schaltung.

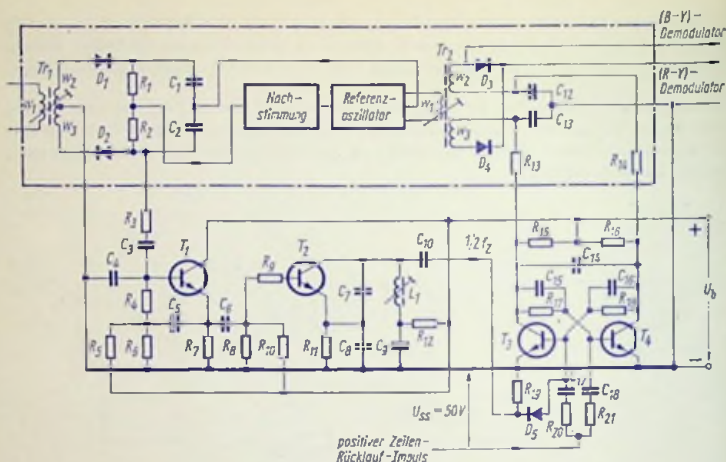


Bild 4

R_1	500 k Ω	R_{19}	100 k Ω	C_{15}	470 pF
R_2	500 k Ω	R_{20}	120 k Ω	C_{16}	470 pF
R_3	390 k Ω	R_{21}	120 k Ω	C_{17}	33 pF
R_4	15 k Ω			C_{18}	33 pF
R_5	100 k Ω	C_1	1 nF	D_1	AA 117
R_6	100 k Ω	C_2	1 nF	D_2	AA 117
R_7	15 k Ω	C_3	1 nF	D_3	AA 113
R_8	4,7 k Ω	C_4	25 pF	D_4	AA 113
R_9	2,2 k Ω	C_5	25 μ F, 12/15 V	D_5	AA 113
R_{10}	39 k Ω	C_6	1 nF		
R_{11}	4,7 k Ω	C_7	47 nF	T_1	BC 129 bzw. BC 237
R_{12}	3,3 k Ω	C_8	0,33 μ F	T_2	BC 129 bzw. BC 237
R_{13}	100 k Ω	C_9	10 μ F, 35 V	T_3	BC 107
R_{14}	100 k Ω	C_{10}	330 pF	T_4	BC 107
R_{15}	390 Ω , 1 W	C_{11}	33 pF		
R_{16}	390 Ω , 1 W	C_{12}	1,5 nF		
R_{17}	6,8 k Ω	C_{13}	1,5 nF		
R_{18}	6,8 k Ω	C_{14}	500 pF		

$$U_b = 24 \text{ V}$$

Belastbarkeit aller Widerstände ohne besondere Angabe: $\frac{1}{2}$ Watt

L_1 Resonanzkreis-Spule (10 mH)

Tr_1 Hf-Resonanz-Gegentakl-Transformator ($\omega_2 = \omega_3$)

Tr_2 Hf-Resonanz-Gegentakl-Transformator ($\omega_2 = \omega_3$)

Mit dem selektiven Verstärken der in der Regelspannung enthaltenen Komponente von der halben Zeilenfrequenz gewinnt man ein vom Rauschen weitgehend befreites Signal mit zeitlichem Sinusverlauf. Dieses führt man mit etwa 10 V (gemessen von Spitze zu Spitze) über eine Trenndiode der Basis eines der beiden Transistoren (T_3 in Bild 4) der Flipflop-Schaltung zu.

Trifft an der Basis dieses npn-Transistors die positive Halbwelle der von dem Burst abgeleiteten Sinusspannung mit dem an beide Transistoren gemeinsam gegebenen positiven Zeilen-Rücklaufimpuls zusammen, so wird je nach dem vorhergehenden Schallzustand des Flipflops entweder der Durchlaßzustand des Transistors T_3 erzwungen oder sein Durchlaßzustand bleibt erhalten.

Dagegen wird ein positiver Zeilen-Rücklaufimpuls an der Basis des direkt synchronisierten Transistors T_3 der Flipflop-Schaltung beim Zusammentreffen mit einer negativen Sinushalbwelle so weit abgesenkt, daß er unwirksam bleibt. Jetzt beginnt — wegen der beiden Transistoren gleichzeitig zugeführten Zeilenimpulse — beim Transistor T_4 Strom zu fließen, wodurch T_3 in den Sperrzustand gekippt wird.

Damit sind zeitlich richtige Zuordnung der Sperr- und Durchlaßzustände und exaktes Kippen im Takt der Zeilenfrequenz gewährleistet.

Der selektive Verstärker

Die Phasenbrücke darf von dem selektiven Verstärker nur wenig belastet werden. Deshalb muß sein Eingangswiderstand hoch sein. Dies erreicht man mit dem Rückführen eines Anteiles des Ausgangssignals der ersten Stufe auf deren Eingang.

Die zweite Stufe dient zum selektiven Verstärken und wird, um gute Selektion und hohe Verstärkung zu erhalten, mit Mitkopplung betrieben. Der Rückkopplungsgrad ist dabei unkritisch. Mit dem unmittelbar vor der Basis des Transistors liegenden Widerstand kann die Schwingneigung verringert oder ganz vermieden werden. Mit dem gewählten Widerstandswert von 2,2 k Ω ist in dieser Schaltung die Schwingbedingung gerade noch erfüllt. Das dauernde Aussteuern mit dem Nutzsignal verhindert dabei ein unkontrolliertes Schwingen.

Passiver Farbträger-Regenerator

Vorbemerkung

Der Farbträger-Regenerator muß aus dem auf der hinteren Schwarzscherle übertragenen Burst eine damit gleichfrequente Sinusspannung — den für die Demodulation der Farbsignale notwendigen Farbträger (auch Referenzträger genannt) — mit möglichst konstanter Amplitude zurückgewinnen. Während die Burst-Phase beim PAL-Farb-Fernsehverfahren gegen die negative ($B-Y$)-Phase von Zeile zu Zeile abwechselnd um $+45^\circ$ und -45° phasenverschoben ist, muß die Farbträger-Spannung die negative ($B-Y$)-Phase einhalten.

Als passiv bezeichnet man einen Farbträger-Regenerator, der keinen Oszillator enthält. In einem solchen Farbträger-Regenerator wird der Farbträger mittels eines Quarzfilters aus dem Burst gewonnen und anschließend verstärkt.

Blockschaltplan

Der hier behandelte passive Farbträger-Regenerator besteht gemäß Bild 1 aus

- einem Burst-Verstärker, an dessen Eingang das gesamte F -Signal liegt, der aber nur mit dem (begrenzten) Zeilenimpuls für den Burst aufgelastet wird,

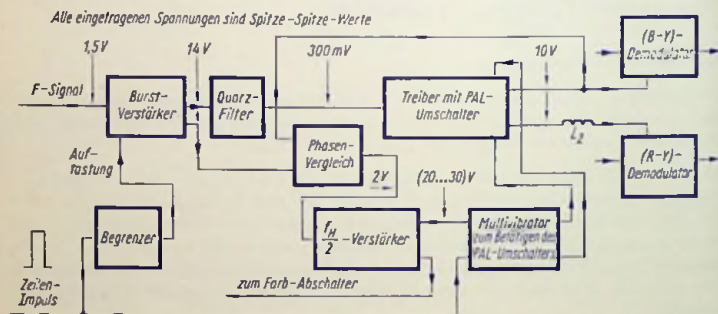


Bild 1

- der Begrenzerschaltung für den Zeilenimpuls,
- dem Quarzfilter, das hinter dem Burst-Verstärker liegt und für die Treiberstufe die Eingangsspannung mit der Frequenz des Farbträgers liefert,
- der eben erwähnten Treiberstufe, die die regenerierte Farbträgerspannung an die beiden Farbsignaldemodulatoren liefert,
- einer Phasenvergleichsschaltung, in der die Phase der Burst-Verstärker-Ausgangsspannung mit der der Treiber-Ausgangsspannung verglichen wird, um daraus die PAL-Synchronisier-Spannung zu gewinnen,
- einem Verstärker für die halbe Zeilenfrequenz (7812,5 Hz), und
- einem Multivibrator (dem Steuerzweig des PAL-Schalters), der einerseits vom Zeilenimpuls und andererseits von dem vorher erwähnten Verstärker gesteuert wird.

Am Ausgang des Verstärkers für die halbe Zeilenfrequenz liegt noch eine Einweg-Gleichrichterschaltung. Damit wird während des Farb-Fernsehempfangs eine Gleichspannung gewonnen, die den Farb-Abschalter (Color-Killer) außer Funktion setzt. Bei Empfang einer Schwarz-Weiß-Sendung ist kein Burst vorhanden. Daher entsteht keine Ausgangsspannung der Phasenvergleichs-Schaltung. Deshalb findet am Ausgang des 7,8-kHz-Verstärkers keine Gleichrichtung statt.

Burst-Spektrum

Der Burst tritt mit einer Folgefrequenz gleich der Zeilenfrequenz periodisch auf. Da seine Phasenlage von Zeile zu Zeile wechselt und er deshalb mit gleicher Phasenlage nur während jedes zweiten Zeilenimpulses auftritt, ergibt sich für den Burst ein Linienspektrum, dessen mittlere Linie auf die Burstfrequenz fällt und dessen Linienabstand gleich der halben Zeilenfrequenz ist. Die die Linien darstellenden Teilspannungen sinken in der Umgebung der mittleren Linie nur wenig gegen die zu ihr gehörende Spannung ab (Bild 2). Damit hängt zusammen, daß der Burstfrequenz nur etwa ein Tausendstel der Burst-Gesamtleistung zugeordnet ist.

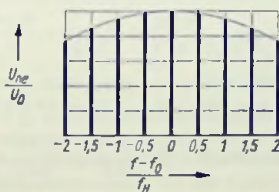


Bild 2

Quarzfilter und Quarz

Mit dem Quarzfilter soll der auf die Burstfrequenz entfallende Anteil des Burstspektrums herausgefiltert werden. Der Quarz wird hier in seiner Serienresonanz betrieben und liegt

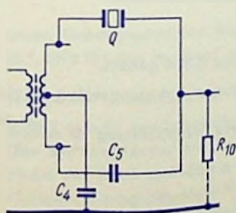


Bild 3

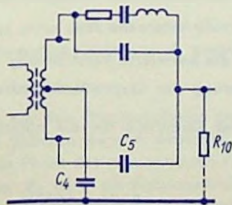


Bild 4

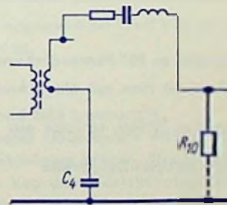


Bild 5

in einem Zweig einer Brückenschaltung, mit deren Hilfe der unerwünschte Einfluß der stets vorhandenen Quarz-Parallelkapazität ausgeschaltet wird (Bild 3). Hierzu zeigt Bild 4 eine Variante, in der die Quarz-Ersatzschaltung mit der Quarz-Parallelkapazität eingetragen ist. Mit dem zweiten Zweig der Brückenschaltung wird diese Kapazität kompensiert, weshalb das Filter so wirkt, wie das mit Bild 5 angedeutet ist.

Quarzfilter-Bandbreite

Die Quarzfilter-Bandbreite, die mit Wahl des Lastwiderstandswertes R_{10} und des Übersetzungsverhältnisses (Bilder 3 ... 5) einstellbar ist, darf

nicht zu groß sein, damit die Amplitude der ausgefilterten Farbträgerspannung längs einer Zeile nicht zu weit abfällt (ein Abfall auf das 0,9fache ist noch zulässig) und

nicht zu klein sein, damit Änderungen der Quarz-Resonanzfrequenz (Alterung, Temperatur-Einfluß) keine unzulässig großen Phasendrehungen zur Folge haben können.

Sind n Perioden nach dem Anstoß eines gedämpften Resonanzgliedes vergangen, so ergibt sich die dann noch vorhandene Spannung U_n aus der Anstoßspannung U_0 mit der Güte Q des Resonanzgliedes

$$U_n = U_0 \cdot \exp\left(-\frac{\pi \cdot n}{Q}\right) \approx U_0 \cdot \left(1 - \frac{\pi \cdot n}{Q}\right)$$

Auf die Zeilenspanne zwischen Zeilen-Anfang und Zeilen-Ende ($t \approx 52 \mu s$) entfallen rund 230 Perioden der Burstfrequenz ($n = 230$). Mit $U_n:U_0 = 0,9$ ergibt sich daher

$$\frac{\pi \cdot n}{Q} = 0,1 \quad \text{und deshalb} \quad Q = \frac{\pi \cdot n}{0,1} = \frac{\pi \cdot 230}{0,1} \approx 7300$$

Aus diesem Wert und der Frequenz des Farbträgers ($f_0 \approx 4,4 \text{ MHz}$) folgt der obere Bandbreiten-Grenzwert

$$B_{max} = \frac{f_0}{Q} \approx 600 \text{ Hz}$$

Beim PAL-Verfahren ist eine Phasendrehung von etwa 20° eben noch zulässig ($\Delta\varphi = 20^\circ$). Die Phasendrehung hängt mit der normierten Verstimmung Ω so zusammen

$$\Delta\varphi = \arctan \Omega$$

wobei zu 20° Phasendrehung die normierte Verstimmung $\Omega \approx 0,365$ gehört.

Rechnet man mit einer Änderung der Quarz-Resonanzfrequenz um maximal $\pm 70 \text{ Hz}$ ($\Delta f = 70 \text{ Hz}$), so folgt aus der Definition für die normierte Verstimmung $\Omega = \frac{2 \cdot \Delta f}{B}$

die Mindest-Bandbreite

$$B_{min} = \frac{2 \cdot \Delta f}{\Omega} = \frac{140 \text{ Hz}}{0,365} \approx 384 \text{ Hz}$$

Nebenwellendämpfung

Jeder Quarz hat Nebenresonanzen. Diese können mit ihren Frequenzen auf Linien des Burst-Spektrums fallen und sind dann besonders störend. Statt einer einzigen Frequenz (Frequenz der Grundwelle) sind hierbei mehrere Frequenzen gleichzeitig im Ausgangssignal vertreten.

Daraus folgen gemäß Bild 6 sowohl Amplituden- als auch Phasenmodulation des regenerierten Farbträgers.

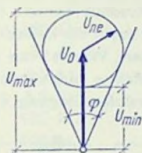


Bild 6

Die Amplitudenmodulation ist bei einer Nebenwellenspannung U_{ne1} bzw. bei zwei Nebenwellenspannungen U_{ne1} und U_{ne2} , wenn die gegebenenfalls in ihren Frequenzen damit übereinstimmenden Burst-Teilspannungen gleich der Burst-Grundwellenspannung gesetzt werden:

$$\frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{U_0 + U_{ne1}}{U_0 - U_{ne1}} \approx \frac{1 + d_1}{1 - d_1} \quad \text{bzw.} \quad \frac{U_0 + U_{ne1} + U_{ne2}}{U_0 - U_{ne1} - U_{ne2}} \approx \frac{1 + d_1 + d_2}{1 - d_1 - d_2}$$

Dabei bedeuten d_1 und d_2 die Nebenwellendämpfungen. Das für $U_{max}:U_{min}$ höchstzulässige Verhältnis kann mit etwa 1,1 angesetzt werden. Daraus folgen als Mindestwerte für nur eine Nebenwellenspannung $d_1 \approx 0,475 \triangleq 26 \text{ dB}$ und für zwei Nebenwellenspannungen unter der Annahme $d_2 \approx 0,5 \cdot d_1$:

$$d_1 \approx 0,032 \triangleq 30 \text{ dB}$$

$$d_2 \approx 0,016 \triangleq 36 \text{ dB}$$

Die Phasenmodulation ergibt sich mit dem Auftreten einer Nebenwellenspannung U_{ne1} gemäß Bild 6:

$$\frac{\varphi}{2} = \arcsin \frac{U_{ne1}}{U_0} \quad \text{bzw.} \quad \varphi = 2 \cdot \arcsin \frac{U_{ne1}}{U_0}$$

Diese Phasenmodulation bleibt unter dem oben als kritisch angegebenen Wert von $\varphi = 20^\circ$, falls für den minimal notwendigen Wert von d_1 gesorgt ist.

Ausgeführte Schaltung

Bild 7 enthält den Schaltplan, der dem Blockschaltplan gemäß Bild 1 entspricht.

Der Burstverstärker muß im linearen Bereich arbeiten. Jedes Übersteuern würde die Phase des Burst und damit die Phase des regenerierten Farbträgers drehen. Das in der Collectorleitung liegende Filter F_1 wirkt als Eingangskreis. Von dem Verbindungspunkt zwischen R_7 und R_8 wird die den Transistor T_3 mit der halben Zeilenfrequenz steuernde Spannung abgenommen. Aus der Ausgangsspannung dieser Stufe, deren Aufgabe es in

erster Linie ist, den Multivibrator zu synchronisieren, wird mit Hilfe der Diode D_0 eine Gleichspannung gewonnen, die den Farbabschaller während des Empfangs von Farbfernsehsendungen außer Funktion setzt.

Im Quarzfilter ist die Kapazität des Kondensators C_3 unkritisch. Sogar eine größere Abweichung zwischen C_3 und der Quarz-Parallelkapazität stört kaum.

Als PAL-Umschalter dienen die Dioden D_3 und D_4 , die vom Multivibrator (T_4, T_5) wechselseitig gesperrt und durchgeschaltet werden.

In der Treiberstufe ist der lineare Aussteuerbereich des Transistors T_2 mit dem Widerstand R_{11} erweitert. Außerdem wird darin die kapazitive Rückwirkung des Transistors T_2 mit dem Kondensator C_{10} neutralisiert. Würde man auf diese Neutralisation verzichten, so läge die aufgrund des Miller-Effektes hinauf-transformierte Rückwirkungskapazität von etwa 2,5 pF parallel zum Treiberstufen-Eingang. Sie würde so in Verbindung mit dem

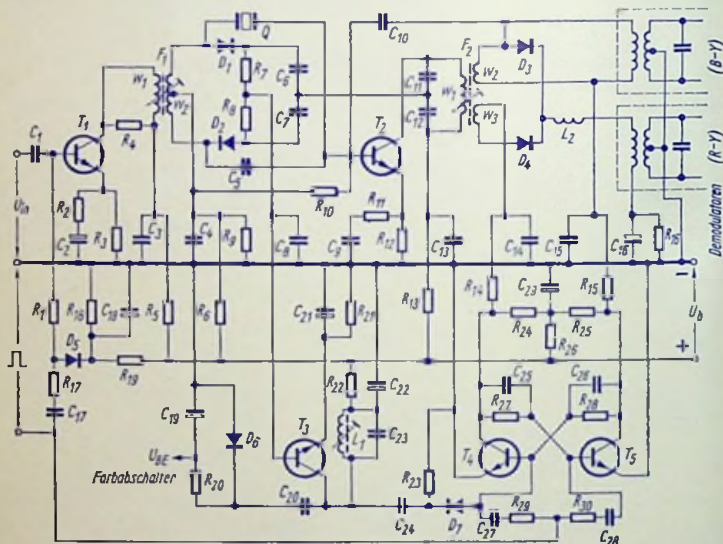


Bild 7

Ausgangswiderstand der Quarzfilter-Schaltung eine (unerwünschte) Phasendrehung bewirken. Der Transformationsfaktor ist mit $(V + 1)$ gegeben, worin V die Spannungsverstärkung der Treiberstufe bedeutet. Deren Eingangsspannung beträgt, wie im Blockschaltplan (Bild 1) eingetragen, 0,3 V. Als Ausgangsspannung sind 25 V anzusetzen. Daraus folgen: $V = 25 \text{ V} : (0,3 \text{ V}) \approx 83$ und $(V + 1) \cdot 2,5 \text{ pF} \approx 210 \text{ pF}$.

Die Ausgangsspannung der Treiberstufe wird aus dem Burstspektrum ohne Phasendrehung gewonnen. Sie befindet sich demgemäß in Phase mit dem Signal $F_{(B-Y)}$. Deshalb muß der $(B-Y)$ -Demodulator unmittelbar an den Ausgang der Treiberstufe gelegt werden, während die Phase des regenerierten Farbträgers für den $(R-Y)$ -Demodulator um 90° zu drehen ist. Als Phasendrehglied dient hierfür die Spule L_2 in Verbindung mit der Eingangs-Impedanz des $(R-Y)$ -Demodulators.

Schaltteilliste (für eine Speisespannung $U_b = 24 \text{ V}$)

R_1	2 k Ω	R_{25}	390 Ω	C_{19}	5 μF
R_2	15 Ω	R_{26}	75 Ω	C_{20}	10 nF
R_3	1,5 k Ω	R_{27}	6,8 k Ω	C_{21}	10 μF
R_4	3,9 k Ω	R_{28}	6,8 k Ω	C_{22}	10 μF
R_5	100 Ω	R_{29}	120 k Ω	C_{23}	47 nF
R_6	18 k Ω	R_{30}	120 k Ω	C_{24}	330 pF
R_7	68 k Ω	C_1	200 pF	C_{25}	470 pF
R_8	68 k Ω	C_2	10 μF	C_{26}	470 pF
R_9	3,9 k Ω	C_3	47 nF	C_{27}	33 pF
R_{10}	180 Ω	C_4	47 nF	C_{28}	33 pF
R_{11}	6,8 Ω	C_5	5 pF	C_{29}	10 μF
R_{12}	240 Ω	C_6	1 nF	D_1	AA 117
R_{13}	100 Ω	C_7	1 nF	D_2	AA 117
R_{14}	100 Ω	C_8	470 pF	D_3	BA 178
R_{15}	100 Ω	C_9	47 nF	D_4	BA 178
R_{16}	3,3 k Ω	C_{10}	5 pF	D_5	AA 133
R_{17}	15 k Ω	C_{11}	270 pF	D_6	AA 113
R_{18}	3,9 k Ω	C_{12}	500 pF	D_7	AA 133
R_{19}	20 k Ω	C_{13}	47 nF	T_1	BC 107
R_{20}	10 k Ω	C_{14}	1,5 nF	T_2	BC 107
R_{21}	1 k Ω	C_{15}	1,5 nF	T_3	BC 129 bzw. BC 237
R_{22}	1 k Ω	C_{16}	5 μF	T_4	BC 107
R_{23}	100 k Ω	C_{17}	10 nF	T_5	BC 107
R_{24}	390 Ω	C_{18}	10 μF	Q	Filterquarz

L_1 940 Windungen 0,25 CuLS
Spulenkörper B 8/29—1541 der Firma Vogt & Co
mit Kern GW 8/17 \times 1,25 Fi 11 a 5

L_2 Luftspule mit 40 μH

F_1 w_1 40 Windungen $6 \times 0,05$ CuLS
 w_2 2×20 Windungen bifilar $6 \times 0,05$ CuLS
Spulenbausatz F 11 A der Firma Vogt & Co
mit Kern GW 5/13 \times 0,75 FC I (rosa)

F_2 w_1 30 Windungen $6 \times 0,05$ CuLS
 $w_2 = w_3 = 15$ Windungen $6 \times 0,05$ CuLS
Spulenbausatz und Kern wie für F_1

Zf-Verstärker in Drucktechnik für Farb-Fernsehgerät

Vorbemerkung

Hier wird ein Zf-Verstärker beschrieben, dessen Durchlaß-Charakteristik derart gestaltet wurde, daß die Farbträger-Zf ebenso wie die Bildträger-Zf auf den Flanken liegen, wobei eine Absenkung um jeweils 6 dB erreicht wird. Am Ausgang dieses Zf-Verstärkers ist die eine der beiden Diodenschaltungen dem Tonsignal und die andere dem FBAS-Signal vorbehalten.

Die Schaltung

Bild 1 enthält den Schaltplan der drei Verstärkerstufen. **Bild 2** veranschaulicht die Diodenschaltungen. In **Bild 3** ist die Tuner-Ersatzschaltung gezeigt, mit der die Schaltung zum meßtechnischen Überprüfen ihrer Eigenschaften gesteuert wird.

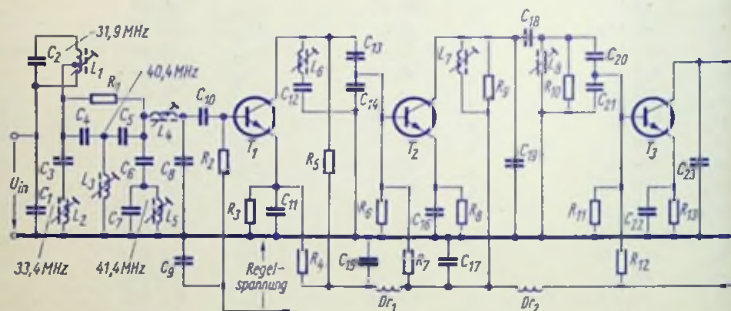


Bild 1

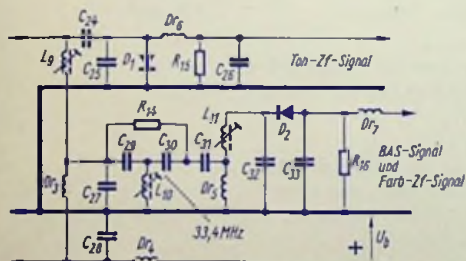


Bild 2

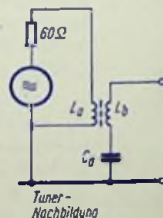


Bild 3

Schalteilleiste für 24 V Speisespannung

Spulen für die Tuner-Nachbildung (Bild 3)

L_a	3 Windungen	0,3 CuLS	Kern FC-FU II
L_b	5 Windungen	0,3 CuLS	Kern FC-FU II

mit Spulenkörpern 5 mm Durchmesser M 4

Vogl & Co.

Vogl & Co.

ZI-Verstärker (Bilder 1 und 2)

R_1	8,2 Ω	C_3	47 pF	C_{21}	82 pF
R_2	1 k Ω	C_4	12 pF	C_{23}	5 nF
R_3	1 k Ω	C_5	12 pF	C_{23}	15 pF
R_4	5,1 k Ω	C_6	22 pF	C_{21}	5,6 pF
R_5	680 Ω	C_7	27 pF	C_{25}	5,6 pF
R_6	4,3 k Ω	C_8	39 pF	C_{26}	6,8 pF
R_7	4,8 k Ω	C_9	5 nF	C_{27}	220 pF
R_8	1,8 k Ω	C_{10}	15 pF	C_{28}	5 nF
R_9	1,8 k Ω	C_{11}	5 nF	C_{29}	15 pF
R_{10}	1,8 k Ω	C_{12}	5 nF	C_{30}	15 pF
R_{11}	2,7 k Ω	C_{13}	56 pF	C_{31}	5 nF
R_{12}	8,2 k Ω	C_{14}	39 pF	C_{32}	10 pF
R_{13}	430 Ω	C_{15}	5 nF	C_{33}	10 pF
R_{14}	6,2 Ω	C_{16}	5 nF	D_1	AA 138
R_{15}	3,9 k Ω	C_{17}	5 nF	D_2	AA 138
R_{16}	2,7 k Ω	C_{18}	6,8 pF	T_1	BF 198
C_1	220 pF	C_{19}	15 pF	T_2	BF 199
C_2	56 pF	C_{20}	47 pF	T_3	8F 311

Spulenkerne für die Spulen $L_1 \dots L_5$ und $L_9 \dots L_{11}$

FC-FU II ($\mu_R = 12$) Vogl & Co.

für die Spulen $L_6 \dots L_8$

FK III ($\mu_R = 125$) Vogl & Co.

mit Spulenkörpern 5 mm Durchmesser M 4

Drosselspulen $Dr_1 \dots Dr_5$

Dämpfungssperle Ferroxcube $l = 3$ mm mit 6 Windungen 0,25 CuL

Drosselspule Dr_6

$L = 10,5 \mu H$ Luftspule, Kreuzwicklung

Drosselspule Dr_7

Dämpfungssperle Ferroxcube $l = 4$ mm mit 6 Windungen 0,25 CuL

Die verwendeten Transistoren sind in Planartechnik mit integriertem Schirm ausgeführt, womit sich sehr geringe Rückwirkungs-Kapazitäten ergeben:

Transistoren	BF 198	BF 199	BF 311
Rückwirkungs-Kapazitäten (bei $U_{CB} = 10 \text{ V}$)	0,19 pF	0,29 pF	0,38 pF

Die Stufen brauchen daher nicht neutralisiert zu werden und erlauben erhebliche Fehl-anpassungen bei genügend hoher Verstärkung. Zum Erreichen der geforderten Bandbreite bzw. zum Sichern der stabilen Funktion sind die Bandfilterkreise zwischen zweitem und drittem Transistor mit den Widerständen R_9 und R_{10} bedämpft.

Die erste Stufe ist als Regelstufe ausgebildet und deshalb mit dem Regeltransistor BF 198 bestückt. Bei der hier verwendeten Stromaufwärtsregelung ergeben sich die in Bild 4 dargestellten Zusammenhänge.

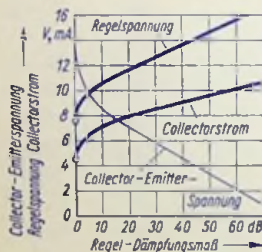


Bild 4

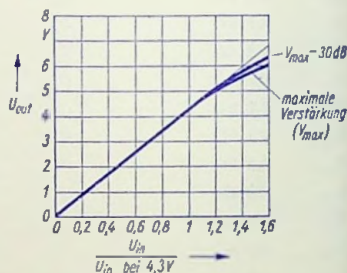


Bild 5

Um den Einfluß der Regelung auf die Durchlaß-Charakteristik klein zu halten, wurden der Transistor T_1 über den Kondensator C_{10} an den Hochpunkt des aus L_4 und C_9 bestehenden Vorkreises angekoppelt und der Collectorkreis mit R_5 bedämpft. Der Emittlerwiderstand R_3 wird über R_4 mit einem Vorstrom versorgt, damit die Spannung des Emitters gegen den Minuspol bei der Stromaufwärtsregelung nicht zu stark zunimmt. Bei Verzicht auf den Vorstrom wäre eine wesentlich höhere Regelspannung nötig.

Die Linearität des ZI-Verstärkers reicht bis etwa 5 V. Bis zu dieser Spannung ist die differentielle Linearitäts-Abweichung (relative Steilheitsabweichung zwischen Anfangs-Abschnitt und Endteil der Kennlinie in einer Darstellung nach Bild 5) noch unerheblich.

Bei dem in der Treiberstufe für T_2 verwendeten Transistor BF 199 ist das Steilheits-Maximum auf $I_C \approx 15 \text{ mA}$ heraufgesetzt. Günstigste Arbeitsbedingungen sind in der hier behandelten Schaltung mit $I_C = (5 \dots 7) \text{ mA}$ und $U_{CE} = (12 \dots 15) \text{ V}$ gegeben.

Die Linearität des Steilheitsverlaufs wurde für den in der Endstufe verwendeten Transistor T_3 (BF 311) bis auf $I_C \approx 30$ mA erweitert. Bei 60°C Umgebungstemperatur darf die Verlustleistung noch 240 mW betragen.

Schaltungs-Ausführung

Die Schaltung ist auf den zwei Seiten einer doppeltkaschierten Platte in Drucktechnik ausgeführt (Bilder 6 und 7). Die Spulen sind auf beiden Seiten der Platte in die gedruckte Schaltung einbezogen, wobei die inneren Enden der Wicklungsteile durchplattiert wurden.

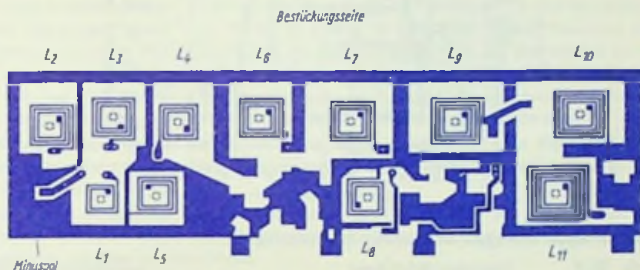


Bild 6

Zum Abgleich der Induktivitäten dienen durch die »Spulen« durchgedrehte Kerne — teils Ferrocarit (FK III), teils Ferrocart (FC-FU II). Die Induktivitäts-Variationsbereiche genügen reichlich. Die Güten liegen für Ferrocarit zwischen 10 und 30 sowie für Ferrocart zwischen 60 und 100.

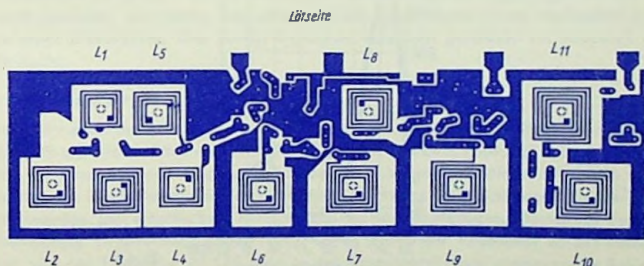


Bild 7

Zum gegenseitigen Entkoppeln der Spulen wird der Verstärker in ein Abschirmgehäuse mit Abschirmwänden zwischen den Spulen eingesetzt.

Durchlaßcharakteristik und Laufzeit

Bild 8 zeigt den Verlauf der Durchlaßcharakteristik zwischen Eingang des Zf-Verstärkers und Ausgang der Diodenschaltung, an der die Summe aus dem BAS-Signal und dem F-Zf-Signal verfügbar ist, und zwar für eine um 10 dB heruntergeregelte Verstärkung.

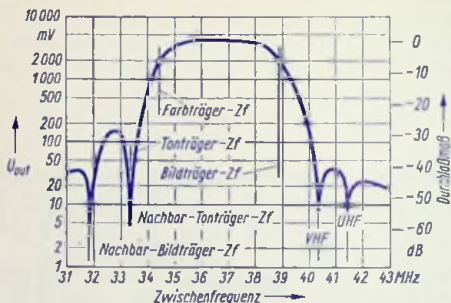


Bild 8

Die Absenkungen betragen, wie aus Bild 8 zu ersehen ist:

für MHz	31,9	Nachbar-Bildträger	wenigstens 60 dB
	33,4	Eigen-Tonträger	wenigstens 60 dB
	34,47 ...	Eigen-Farbträgerfrequenz	6 dB
	38,9	Eigen-Bildträger	6 dB
	40,4	Nachbar-VHF-Tonträger	wenigstens 50 dB
	41,4	Nachbar-UHF-Tonträger	wenigstens 50 dB

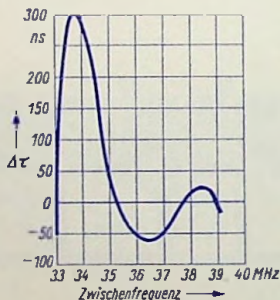


Bild 9

Unter Beachtung des senderseitigen Laufzeitfrequenzganges ergibt sich für diesen Zf-Verstärker bis zum Ausgang der vorher genannten Diodenschaltung der in Bild 9 dargestellte, auf die Eigen-Bildträgerfrequenz von 38,9 MHz bezogene Verlauf der Laufzeit.

Zf-Endstufe mit Transistor BF 311 im Farb-Fernsehempfänger

Zusätzliche Forderungen an diese Stufe im Farb-Fernsehempfänger

Zum Bild-, Ton- und Synchronisier-Signal kommt im Farb-Fernsehempfänger das Farbart-Signal hinzu. Im Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger entsteht der Ton-Differenzfrequenz-Träger an der Video-Diode als Misch-Ergebnis von Bild- und Tonträger, die beide im Zf-Signal enthalten sind: Aus der Bildträger-Zf mit 38,9 MHz und der Tonträger-Zf von 33,4 MHz folgt die Frequenz des Ton-Df-Trägers mit $38,9 \text{ MHz} - 33,4 \text{ MHz} = 5,5 \text{ MHz}$.

Im Farb-Fernsehempfänger entsteht außerdem zwischen Tonträger-Zf und Farbhilfsträger-Zf ein Mischprodukt von $34,47 \text{ MHz} - 33,4 \text{ MHz} = 1,07 \text{ MHz}$. Diese Frequenz liegt im Frequenzbereich des FBAS-Signals und hat auf dem Bildschirm ein Stör-Moiré zur Folge. Um dessen Auftreten zu unterbinden, demoduliert man im Farb-Fernsehempfänger einen von den drei Zwischenfrequenz-Signalanteilen für Leuchtdichte, Farbart und Ton gesondert mit einer zweiten Diode. Dazu bestehen folgende beiden Möglichkeiten:

- Entweder spaltet man bereits nach der Zf-Regelstufe Ton- und Farbart-Signal gemeinsam vom Leuchtdichte-Signal ab, um beide Signal-Anteile getrennt weiter zu verstärken und zu demodulieren,
- oder man verlegt die Ton-Demodulation unmittelbar hinter die Zf-Endstufe und demoduliert die vom Ton-Zf-Signal getrennten Zf-Signale für Leuchtdichte und Farbart gemeinsam mit einer zweiten Diode.

In der anschließend gezeigten Schaltung wird die an zweiter Stelle genannte Möglichkeit ausgenutzt.

Auch hiermit ergibt sich bei der Demodulation des Ton-Zf-Signals ein Anteil mit 1,07 MHz. Dieser Anteil stört dabei jedoch nicht, weil das Ton-Df-Signal mit seinem schmalen Frequenzband um 5,5 MHz selektiv verstärkt wird.

Vor der Demodulation des Leuchtdichte-Zf-Signals wird das Ton-Zf-Band zusätzlich zu dem Absenken um 20 dB ... 26 dB, wie es auch im Schwarzweiß-Emplänger vor der ersten Zf-Stufe geschieht, wenigstens um weitere 40 dB geschwächt. Dieses verhindert das Auftreten eines Stör-Moirés. Das zuletzt erwähnte Absenken geschieht im Anschluß an die Zf-Endstufe.

Der Transistor BF 311

Durch das zusätzliche Absenken des Ton-Zf-Signals nach dem Zf-Endstufen-Transistor bedingt, muß das Diodenfilter niederohmig ausgeführt werden. Dadurch verschlechtert sich jedoch die Linearität der Ausgangsspannung. Zum Vermeiden dieses Nachteils muß die Linearität des Steilheitsverlaufs des Endstufen-Transistors nach höheren Strömen hin erweitert werden. Das erfordert ein Hinaufsetzen des höchstzulässigen Wertes der Transistor-Verlustleistung. Entsprechend diesen Forderungen wurde der Transistor BF 311 entwickelt. Er hat, wie der Transistor BF 173, eine in das Transistor-System einbezogene Schirmung (zwischen Collectorzone und Basis-Anschlußfläche) und deshalb eine besonders geringe Rückwirkungs-Kapazität.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt den Schaltplan. Direkt nach der Zf-Endstufe folgt eine Diode mit der Aufgabe,

allein das Ton-Zf-Signal zu demodulieren. Mit einer weiteren Diode werden die beiden Signale für Leuchtdichte und Farbart demoduliert.

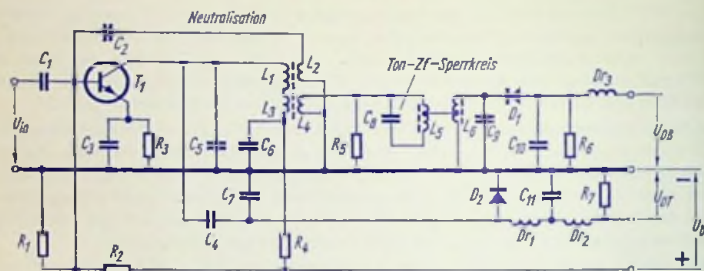


Bild 1

R_1	2,9 k Ω	C_1	5 nF	C_8	100 pF
R_2	6,8 k Ω	C_2	1 pF	C_9	5 pF
R_3	470 Ω	C_3	5 nF	C_{10}	15 pF
R_4	100 Ω	C_4	5 pF	C_{11}	7 pF
R_5	300 Ω	C_5	22 pF	D_1	AA 112
R_6	2,7 k Ω	C_6	5 nF	D_2	AA 112
R_7	3,3 k Ω	C_7	6 pF	T_1	BF 311
$Dr_1 \dots Dr_3$ je 30 Windungen 0,15 CuLS auf Ferritkern					
L_1	8 Windungen 0,15 CuLS	4 Spulenkörper 5 mm Durchmesser			
L_2	3 Windungen 0,15 CuLS	4 Kerne M 4 FC—FU II der			
L_3	4 Windungen 0,15 CuLS	Fa. Vogt & Co.			
L_4	4 Windungen 0,15 CuLS	und zwar je ein Kern für:			
L_5	8 Windungen mit Abgriff bei 3,5 Windungen	$L_1 + L_2, L_3 + L_4, L_5, L_6$			
	0,8 Cu versilbert, 1 mm Steigung				
L_6	18 Windungen mit Abgriff bei 2,5 Windungen				
	0,15 CuLS				

Der Transistor BF 311 wird hier mit fest eingestellter Neutralisation (L_2 und C_2) in Emitterschaltung betrieben. Zur Gleichstrom-Stabilisierung dient R_3 . Die Demodulation des Leuchtdichte- und Farbart-Signals erfolgt an der Diode D_1 . Der als Ton-Zf-Signal zu ver-

wertende Signal-Anteil wird direkt vom Collector des Endstufen-Transistors über den Kondensator C_4 auf die Gleichrichterschaltung mit der Diode D_2 übertragen. Die Drosseln $Dr_1 \dots Dr_3$ sperren gemeinsam mit Kondensatoren die restlichen ZF-Anteile.

Meßergebnisse

Bild 2 enthält die Durchlaßkurven für die beiden Demodulator-Ausgangsspannungen U_{DB} (Bild) und U_{DT} (Ton).

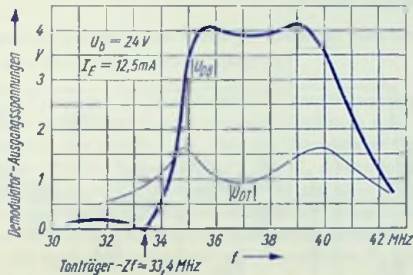


Bild 2

Bild 3 läßt die erreichte Linearität erkennen. U_{DB} ist für die Tonträger-ZF

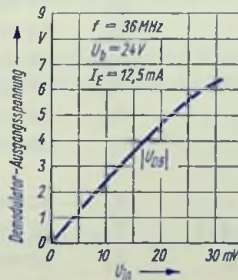


Bild 3

hier um 41 dB abgesenkt. Als 6-dB-Bandbreite ergaben sich 6,5 MHz für die Demodulator-Ausgangsspannung U_{DB} .

Schaltung zum RGB-Ansteuern mit Transistoren

Übersicht

Die hier zu behandelnde Schaltung umfaßt einen Video-Verstärker, einen Matrix-Teil und eine Dreifach-Endstufe. Die Schaltung ist durchweg mit Transistoren bestückt. Matrix-Teil und Endstufe bilden eine untrennbare Einheit.

Der Video-Verstärker (Bild 1)

Die Eingangsstufe mit dem Transistor T_1 erhält außer der Signal-Eingangsspannung auch

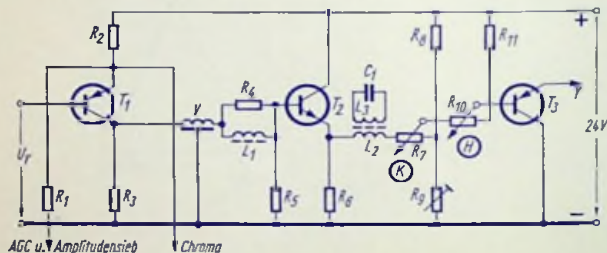


Bild 1

R_1	10 k Ω	R_7	1 k Ω , linear
R_2	560 Ω	R_8	1,2 k Ω
R_3	1,5 k Ω	R_9	500 Ω , linear
R_4	1 k Ω	R_{10}	500 Ω , linear
R_5	1,5 k Ω	R_{11}	3,6 k Ω
R_6	330 Ω	C_1	50 pF
L_1	30 μ H	T_1	BC 178
L_2	$w_2 : w_3 = 3 : 1$	T_2	BC 107
L_3	27 μ H (w_3)	T_3	BC 328
V	$\tau = 0,8 \mu$ s		

ihre Basis-Vorspannung (20 V gegen den Minuspol der Schaltung) aus dem Video-Demodulator. Die Verzögerungsleitung V wird beidseitig mit Widerständen vom Wert ihres

Wellenwiderstandes abgeschlossen (R_3 und R_5). Die Spule L_1 dient zum Anheben der höheren Frequenzen. Der Farbträger-Sperrkreis (L_3 C_1) ist an die Brückendiagonale der aus dem Transistor T_2 und den Widerständen R_6 , R_8 sowie R_9 gebildeten Brückenschaltung angekoppelt. An dem ebenfalls in der Brückendiagonale befindlichen Widerstand R_7 wird der Kontrast eingestellt (Änderungsbereich 1 : 4). Zum Einstellen der Helligkeit (an R_{10}) wird die Basis-Vorspannung des Transistors T_3 gegen dessen Collector geändert. Der Kontrast wird hiervon nicht nennenswert beeinflusst, da $R_{11} : R_{10} \approx 7 : 1$. Der Transistor T_3 wirkt als Impedanzwandler.

Matrix-Schaltung und Dreifach-Endstufe (Bild 2)

Die Transistoren $T_7 \dots T_9$ werden an ihren Emittlern — unmittelbar vom Emittler des Transistors T_3 aus — mit dem Leuchtdichte-Signal gesteuert. Zusätzlich wirkt auf den Emittler des Transistors T_8 die Summe von Anteilen der über die Transistoren T_4 und T_6 gehenden Signale ($B-Y$) und ($R-Y$). Die Transistoren T_4 und T_6 dienen lediglich als Impedanzwandler. Sie sind notwendig, um die Synchron-Demodulatoren — für ($B-Y$) und ($R-Y$) — nicht zu stark durch die hohen Basisströme der Endstufen-Transistoren zu belasten. Der Transistor T_5 hat nur zu verhindern, daß die Basis-Vorspannung des Transistors T_8 um etwa 700 mV gegen die Basis-Vorspannungen der Transistoren T_7 und T_9 zu hoch liegt.

Damit genügend hohe Ausgangsspannungen mit den Endstufen-Transistoren $T_7 \dots T_9$ zu erreichen sind, wird die Schaltung mit 240 V Speisespannung betrieben.

An den Widerständen R_{17} und R_{18} gleicht man die Steuerspannungen für das Blau- und Grün-System der Lochmasken-Farbbildröhre auf die Steuerspannung des Rot-Systems ab. (Die Signale R , G und B steuern jeweils die Kathode des entsprechenden Systems der Farb-Bildröhre.)

Die Spulen $L_1 \dots L_3$ dienen in Verbindung mit den Kapazitäten der nachfolgenden Schaltung zum Anheben der Verstärkung im Bereich der höheren Frequenzen.

Die Spannungen

Die erforderlichen Maximalwerte der Eingangsspannungen sind:

$$U_{Y ss} \approx 3 \text{ V} \quad U_{(B-Y) ss} \approx 3 \text{ V} \quad U_{(R-Y) ss} \approx 1,9 \text{ V}$$

Hiermit werden als maximale Ausgangsspannungen erreicht:

$$U_{R ss} = U_{G ss} = U_{B ss} \approx 100 \text{ V}$$

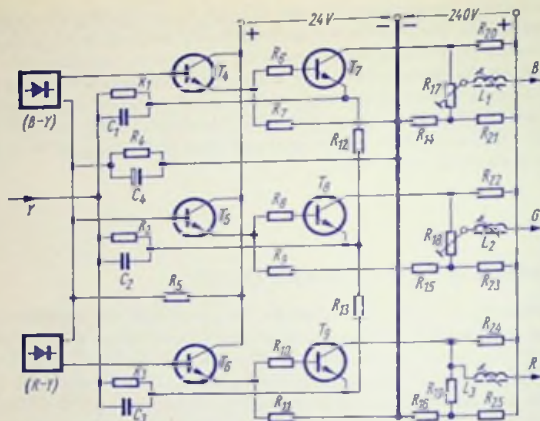


Bild 2

R_1	150 Ω	R_{14}	15 k Ω	C_1	120 pF
R_2	150 Ω	R_{15}	15 k Ω	C_2	120 pF
R_3	150 Ω	R_{16}	15 k Ω	C_3	120 pF
R_4	3 k Ω	R_{17}	1 k Ω , linear	C_4	50 μ F
R_5	3,3 k Ω	R_{18}	1 k Ω , linear	L_1	80 μ H
R_6	100 Ω	R_{19}	1 k Ω	L_2	80 μ H
R_7	2,2 k Ω	R_{20}	27 k Ω	L_3	80 μ H
R_8	100 Ω	R_{21}	6,8 k Ω	T_4	BC 107
R_9	2,2 k Ω	R_{22}	27 k Ω	T_5	BC 107
R_{10}	100 Ω	R_{23}	6,8 k Ω	T_6	BC 107
R_{11}	2,2 k Ω	R_{24}	27 k Ω	T_7	BF 179 B
R_{12}	430 Ω	R_{25}	6,8 k Ω	T_8	BF 179 B
R_{13}	150 Ω			T_9	BF 179 B

Schaltung zum RGB-Ansteuern mit Röhren

Übersicht

Die Gesamtschaltung besteht aus einem Video-Verstärker, einer Matrix-Schaltung und den Röhren-Endstufen.

Der Video-Verstärker

Dieser Verstärker (Bild 1) ist mit drei npn-Transistoren bestückt. Die Induktivität der Spule L_1 wird für die Farbträgerfrequenz ($\approx 4,4$ MHz) auf die Eingangskapazität des Chroma-Verstärkers abgestimmt.

Der Kontrast kann mit Verstellen des Abgriffs an R_5 im Verhältnis 1 : 4 geändert werden. Um hierbei ein Beeinflussen der Helligkeit zu vermeiden, sind die Widerstände R_3 und R_4 sowie $R_8 \dots R_{11}$ derart bemessen, daß zwischen den Punkten A, B und D der Schaltung keine Gleichspannung auftritt. Alle drei Punkte haben gegen Masse (Minuspol) eine Spannung von rund 6 V.

Die Helligkeit wird am Widerstand R_8 eingestellt, wofür der Einstellbereich an R_9 zuvor abgeglichen wird. Die Gleichspannung des Punktes D gegen den Minuspol und damit der an R_5 gewählte Kontrast bleiben von der Helligkeits-Einstellung praktisch unbeeinflusst.

Die Verzögerungsleitung Y bewirkt den Laufzeit-Ausgleich. Sie ist mit den Widerständen R_{12} und R_{15} (je 1,5 k Ω) ihrem Wellenwiderstand gemäß abgeschlossen. Die Spule L_2 dient zum Anheben der Verstärkung im Bereich der höheren Frequenzen. Der über L_3 angekoppelte Sperrkreis L_4 C_4 ist auf die Farbträger-Frequenz abgestimmt.

Die Matrix-Schaltung

Sie enthält die Transistoren $T_4 \dots T_6$ (Bild 2 links). Alle drei Transistoren werden an ihren Emittlern mit dem Y-Signal gesteuert, und zwar jeweils über die Parallelschaltung eines Kondensators von 160 pF mit einem Widerstand von 680 Ω . Die Transistoren T_4 und T_6 liegen mit der Basis an den Signalspannungen $-U_{(B-Y)}$ und $-U_{(R-Y)}$

Der Transistor T_5 erhält an seinem Emitter von den Emittlern der Transistoren T_4 und T_6 über die Widerstände R_{10} und R_{11} Anteile dieser Signale. An den Collectoren der Transistoren $T_4 \dots T_6$ werden die Signale zum Steuern der Pentoden-Systeme der Röhren $R\delta_1 \dots R\delta_3$ abgenommen.

An den Widerständen R_{16} und R_{17} stellt man auf gleiche Sperrpunkte der Bildröhre ein.

Die Röhren-Endstufen

Die Schaltung ist in Bild 2 rechts veranschaulicht.

Darin nicht eingezeichnet sind eventuell zusätzlich notwendige Frequenzgang-Korrekturspulen. Diese müssen dann in Reihe zu den Röhrenaußenwiderständen R_{11} , R_{12} und R_{13} geschaltet werden. Der Wert dieser Induktivitäten richtet sich nach der jeweils vorhandenen Schaltkapazität und beträgt etwa (50 ... 80) μ H.

Die Einstellwiderstände R_{18} und R_{19} ermöglichen den Abgleich der Steuerspannungen der Pentoden-Systeme der drei Röhren. Deren Trioden-Systeme können für andere Funktionen der Farb-Fernsehempfänger-Schaltung verwendet werden.

Mit den an den Endstufen abgenommenen Signalen R , G und B werden die Kathoden der entsprechenden Systeme der Farb-Bildröhre gesteuert.

Die Spannungen

Als Maximalwerte der Eingangsspannungen sind hier vorausgesetzt:

$$U_{Yss} \approx 2 \text{ V} \quad U_{(B-Y)ss} \approx 2,6 \text{ V} \quad U_{(R-Y)ss} \approx 1,3 \text{ V}$$

Hiermit ergeben sich als Maximalwerte der Ausgangsspannungen:

$$U_{Rss} = U_{Gss} = U_{Bss} \approx 125 \text{ V}$$

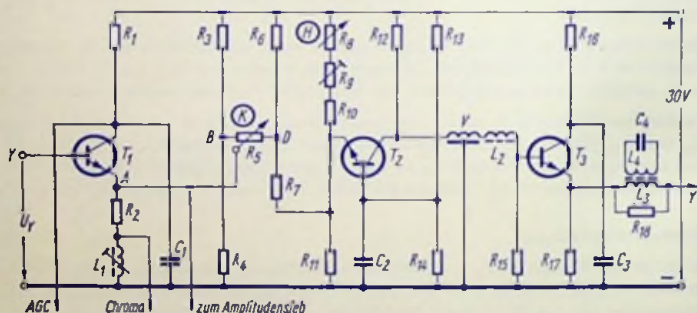


Bild 1

R_1	560 Ω	R_{11}	220 Ω	C_3	4,7 nF
R_2	680 Ω	R_{12}	1,5 k Ω	C_4	150 pF
R_3	3,3 k Ω	R_{13}	15 k Ω	L_1	15 μ H
R_4	820 Ω	R_{14}	2 k Ω	L_2	50 μ H
R_5	2,5 k Ω , linear	R_{15}	1,5 k Ω	L_3	$w_3 : w_4 \approx 4 : 1$
R_6	5,6 k Ω	R_{16}	330 Ω	L_4	9 μ H (w_4)
R_7	680 Ω	R_{17}	330 Ω	V	$\tau = 0,8 \mu$ s
R_8	5 k Ω , linear	R_{18}	680 Ω	T_1	BC 107
R_9	2,5 k Ω , linear	C_1	620 pF	T_2	BC 129 bzw. BC 237
R_{10}	3,3 k Ω	C_2	0,47 μ F	T_3	BC 107

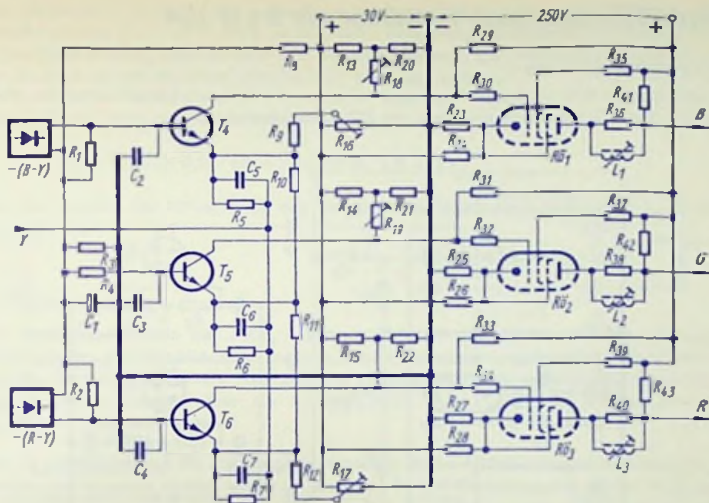


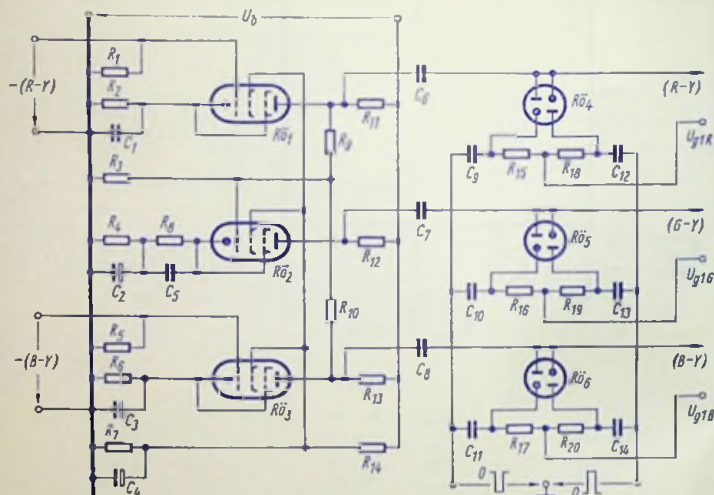
Bild 2

R_1	4,7 k Ω	R_{21}	5,6 k Ω	R_{41}	3,9 k Ω
R_2	4,7 k Ω	R_{22}	9,1 k Ω	R_{42}	3,9 k Ω
R_3	1,2 k Ω	R_{23}	560 Ω	R_{43}	3,9 k Ω
R_4	1 k Ω	R_{24}	270 Ω	C_1	5 μ F
R_5	680 Ω	R_{25}	560 Ω	C_2	120 pF
R_6	680 Ω	R_{26}	270 Ω	C_3	1 nF
R_7	680 Ω	R_{27}	560 Ω	C_4	120 pF
R_8	1,8 k Ω	R_{28}	270 Ω	C_5	160 pF
R_9	12 k Ω	R_{29}	56 k Ω	C_6	160 pF
R_{10}	2,7 k Ω	R_{30}	82 Ω	C_7	160 pF
R_{11}	680 Ω	R_{31}	56 k Ω	L_1	80 μ H
R_{12}	12 k Ω	R_{32}	82 Ω	L_2	80 μ H
R_{13}	3,6 k Ω	R_{33}	56 k Ω	L_3	80 μ H
R_{14}	3,6 k Ω	R_{34}	82 Ω	T_4	BC 107
R_{15}	5,6 k Ω	R_{35}	2,7 k Ω	T_5	BC 107
R_{16}	10 k Ω , linear	R_{36}	15 k Ω	T_6	BC 107
R_{17}	10 k Ω , linear	R_{37}	2,7 k Ω	$R\delta_1$	PCL 200
R_{18}	2,5 k Ω , linear	R_{38}	15 k Ω	$R\delta_2$	PCL 200
R_{19}	2,5 k Ω , linear	R_{39}	2,7 k Ω	$R\delta_3$	PCL 200
R_{20}	5,6 k Ω	R_{40}	15 k Ω		

Farb-Differenzsignal-Verstärker mit 3 x EF 184

Verstärkerschaltung

Gefordert werden maximale Ausgangsspannungen mit Spitze-zu-Spitze-Werten von etwa 180 V. Dazu ist eine Speisespannung von 270 V erforderlich.



R_1	200 k Ω
R_2	220 Ω
R_3	2,4 k Ω
R_4	330 Ω
R_5	200 k Ω
R_6	220 Ω
R_7	24 k Ω
R_8	180 Ω
R_9	120 k Ω
R_{10}	330 k Ω
R_{11}	16 k Ω
R_{12}	8,2 k Ω
R_{13}	15 k Ω
R_{14}	7,5 k Ω

R_{15}	620 k Ω
R_{16}	620 k Ω
R_{17}	620 k Ω
R_{18}	620 k Ω
R_{19}	620 k Ω
R_{20}	620 k Ω
C_1	3,5 nF
C_2	250 μ F
C_3	2,5 nF
C_4	16 μ F
C_5	1,2 nF
C_6	4,7 nF
C_7	4,7 nF
C_8	4,7 nF

C_9	47 nF
C_{10}	47 nF
C_{11}	47 nF
C_{12}	47 nF
C_{13}	47 nF
C_{14}	47 nF

$R0_1$	EF 184
$R0_2$	EF 184
$R0_3$	EF 184
$R0_4$	EAA 91
$R0_5$	EAA 91
$R0_6$	EAA 91

Das notwendige Anheben der Verstärkung im Bereich der hohen Frequenzen (oberer Frequenzgrenze etwa 1 MHz) wird mit dem dafür wirksamen Überbrücken der Kathodenwiderstände erreicht. Deshalb kann hier auf eine anodenseitige Frequenzgangkorrektur, wie sie sonst mit Induktivitäten bewirkt wird, verzichtet werden.

Die Röhre $R\ddot{o}_2$ wird gemäß der Gleichung

$$(G - Y) = -0,51 \cdot (R - Y) - 0,186 \cdot (B - Y)$$

von den Anoden der Röhren $R\ddot{o}_1$ und $R\ddot{o}_3$ über die Widerstands-Matrix R_9, R_{10} und R_3 gesteuert.

Klemmschaltung

Die Anoden der Röhren $R\ddot{o}_1 \dots R\ddot{o}_3$ liegen ungefähr auf dem gleichen Potential wie die drei Kathoden der Farbbildröhre. Deshalb ist eine Gleichspannungskopplung dieser Anoden mit den drei Steuergittern (Wehnelt) der Farbbildröhre nicht möglich, und die Farb-Differenzsignale werden über die Kondensatoren $C_6 \dots C_8$ an die entsprechenden Bildröhren-Steuergitter geführt.

Um zu verhindern, daß die Steuersignale um einen Signal-Mittelwert pendeln — der sich zudem noch dauernd ändern würde —, muß den Farb-Differenzsignalen wieder ein passender Gleichspannungs-Anteil in geeigneter Art zugeführt werden. Das geschieht mit einer Klemmschaltung. Diese enthält die Doppeldioden $R\ddot{o}_4 \dots R\ddot{o}_6$ und arbeitet als gesteuerte, zweiseitige Schwarzsteuerung, damit die hinzugefügten Gleichspannungs-Anteile nicht von der Größe der Tastimpulse abhängen.

Mit Hilfe dieser Klemmschaltung werden die zu den Steuergittern der Farbbildröhre führenden Farb-Differenzsignale während des Zeilenrücklaufs auf die Gittervorspannungen U_{g1R} , U_{g1G} und U_{g1B} geklemmt. Als Tastimpulse werden erd-symmetrisch zugeführte symmetrische Zeilen-Rückschlagimpulse verwendet.

Die Beträge der Impulskuppenspannungen sind hier mit etwa 200 V zu bemessen. Diese Impulse bedeuten eine Mehrbelastung der Zeilen-Endstufe mit rund 0,4W.

Klemmschaltungen

Begriffserklärung

Als Klemmen einer Spannung bezeichnet man das Festhalten eines bestimmten Spannungspegels hinter einem Koppelkondensator.

Dieses Klemmen bezieht sich daher stets auf Spannungen mit zeitlich sich ändernden Spannungswerten. Deren Klemmen setzt voraus, daß diese Spannungen bei sonst weitgehend beliebigem zeitlichem Verlauf wenigstens für kurze Zeitabschnitte wiederholt immer wieder denselben Wert annehmen. In der Praxis handelt es sich dabei meistens um das periodische Auftreten eines solchen Spannungswertes.

Mit dem Klemmen soll erreicht werden, daß dem zum Klemmen ausgenutzten ständig wiederkehrenden gleichen Spannungswert auch hinter einer Koppelkapazität ein stets gleichbleibender Wert entspricht und sich die übrigen Augenblickswerte hierzu ebenso orientieren wie die Augenblickswerte der Spannung vor dem Koppelkondensator zu dem ständig wiederkehrenden gleichen Spannungswert. Der zeitliche Verlauf einer über eine Koppelkapazität übertragenen Spannung wird in diesem Sinn an einen festen Spannungspegel angeklemt.

Spitzenklemmung und Tastklemmung

Besonders einfach gestaltet sich das Klemmen einer Spannung, wenn der zum Klemmen ausnutzbare, sich ständig wiederholende Spannungswert ein (positiver oder negativer) Spitzenwert dieser Spannung ist. Hierbei besteht die Möglichkeit der Spitzenklemmung.

Falls der sich ständig wiederholende Spannungswert aber irgendwie zwischen den Extremwerten der zu klemmenden Spannung liegt, muß man das Klemmen tasten. Das bedeutet: Der Klemmvorgang muß mit Hilfe eines passend gesteuerten Schalters immer wieder während derjenigen Zeitspannen ermöglicht werden, in denen der Spannungswert, auf den geklemmt werden soll, in dem zu übertragenden Spannungsverlauf auftritt.

Tastklemmung ist natürlich auch möglich, wenn auf einen Spitzenwert geklemmt werden soll. Will man mit verhältnismäßig einfachen Schaltungen auskommen, so gehört zum Tastklemmen die zeitlich periodische Wiederkehr des sich ständig wiederholenden Spannungswertes.

Spitzenklemmung

Bild 1 zeigt die hierfür in Frage kommende Schaltung. Sie besteht aus der Diode D und

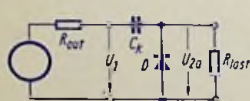


Bild 1



Bild 2

dem Koppelkondensator C_k . In ihr wirken sich außerdem aus: der Lastwiderstand R_{last} und der Signalquellen-Ausgangswiderstand R_{out} .

Bild 2 veranschaulicht den zeitlichen Verlauf der zu übertragenden Signalspannung U_1 . Die am Lastwiderstand auftretende Spannung U_{2a} soll in ihrem Verlauf dem der Spannung U_1 entsprechen. Es muß daher auf den stets gleichbleibenden negativen Spitzenwert geklemmt werden. Dazu gehört die in Bild 1 eingetragene Dioden-Polung.

Die Schaltung nach Bild 1 ist die eines belasteten Einweg-Gleichrichters. Dieser muß im Verein mit der Signalquelle und dem Lastwiderstand so bemessen werden, daß eine Einweg-Spitzen-Gleichrichtung zustande kommt. Sie ergibt sich bei Erfüllen der folgend genannten Forderungen:

- Zeitkonstante ($R_{out} \cdot C_k$) kleiner als die Dauer, während der der negative Spitzenwert jeweils auftritt,
- Zeitkonstante ($R_{last} \cdot C_k$) sehr groß gegen die Zeitspanne zwischen dem Auftreten der negativen Spitzenwerte.

Das bedeutet: R_{last} muß einen gegen R_{out} sehr hohen Wert haben.

Hierbei kommen, was meistens vernachlässigt werden darf, zum Ausgangswiderstand R_{out} der Widerstand der Parallelschaltung des Dioden-Durchlaßwiderstandes mit dem Lastwiderstand und zum Leitwert des Lastwiderstandes der Sperrleitwert der Diode.

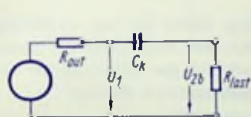


Bild 3



Bild 4

Bild 3 stellt eine nicht klemmende Schaltung der klemmenden Schaltung nach Bild 1 gegenüber. In der nicht klemmenden Schaltung folgt aus einem mit U_1 (Bild 2) gegebenen zeitlichen Spannungsverlauf der in Bild 4 aufgetragene Verlauf der Spannung U_{2b} am Lastwiderstand.

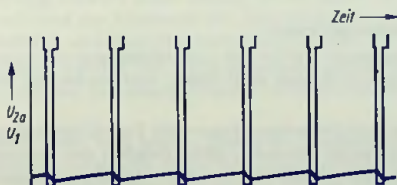


Bild 5

In Bild 5 ist der untere Teil des Bildes 2 mit stark vergrößertem Spannungsmaßstab wiederholt. Man erkennt in Bild 5 die Einflüsse der Lade-Zeitkonstante ($R_{out} \cdot C_k$) und der Entlade-Zeitkonstante ($R_{last} \cdot C_k$) sowie der Dioden-Durchlaßspannung.

Tastklemmung im Prinzip

Bild 6 betrifft das Prinzip. Anstelle einer Diode enthält diese Schaltung den Schalter S . Er wird von der zu übertragenden Spannung so gesteuert, daß er immer nur dann geschlossen ist, wenn gerade der Spannungswert auftritt, auf den geklemmt werden soll.

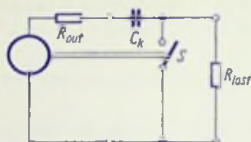


Bild 6

Ersetzt man die Diode in der Schaltung nach Bild 1 durch einen solchen synchron arbeitenden Schalter, so gewinnt man damit die Möglichkeit des Klemmens auch in Fällen, in denen der dafür ausnutzbare Wert irgendwie zwischen den Spitzenwerten der zu übertragenden Spannung liegt.

In Fernsehempfängern arbeitet man stets mit Tastklemmung. Dabei hat man als ständig wiederkehrende Spannung, auf die geklemmt werden kann, den Austastwert zur Verfügung. Er wiederholt sich ständig auf der hinteren Austastschulter des Zeilenimpulses mit einer für das Klemmen ausreichenden Dauer. Hiermit gewinnt man zwei Vorteile:

- Der Spannungswert, an den angeklemmt wird, hat von dem für die Bildwiedergabe in Betracht kommenden Wertebereich der Signalspannung nur einen sehr kleinen Abstand. Bei der Spitzenklemmung auf die Kuppen der Zeilen-Synchronisierimpulse gehen Abweichungen des Abstandes des Kuppenwertes vom Schwarzwert in das Klemmergebnis als Fehler voll ein.
- In den Zeitabschnitten, in denen der Schalter offen ist, sind jegliche Störimpulse daran gehindert, sich auf den mit dem Klemmen einzuhaltenden Pegel auszuwirken.

Klemmen in Fernsehempfängern

Für Schwarzweiß-Empfänger und für den Leuchtdichtekanal der Farb-Fernsehempfänger sind Klemmschaltungen in Europa nicht üblich, weil hierbei mit Direkt-Kopplung gearbeitet wird.

Hingegen müssen in Farb-Fernsehempfängern die Farb-Differenzsignale stets geklemmt werden. Dieses Klemmen ist notwendig, damit zwischen den Steuerelektroden der drei Strahlensysteme der Farb-Fernsehbildröhre und deren drei zusammengeschalteten Kathoden die hierfür benötigten Vorspannungen auftreten:

Die zusammengeschalteten Kathoden liegen an der Anode der Endröhre des BAS-Signalverstärkers (des Y-Verstärkers).

Die negativen Vorspannungen der Steuerelektroden gegen die zusammengeschalteten Kathoden müssen etwa 100 V betragen.

Während der »Austastlücken« tritt an der Anode der Endröhre des BAS-Signalverstärkers (des Leuchtdichteverstärkers) gegen Masse eine Spannung von etwa 150 V auf. Diese Spannung gilt wegen der direkten Kopplung auch für die Kathoden der Farb-Fernsehbildröhre. Folglich müssen die Farb-Differenzspannungen während der Austastlücken — die Farb-Differenzsignale haben in diesem Zeitabschnitt immer den Wert Null — auf ungefähr 50 V geklemmt werden.

Die Klemmschaltung im Farb-Fernsehempfänger

Bild 7 zeigt — in Anlehnung an Bild 6 — diese Schaltung. In der Schaltung nach Bild 7 dient als Schalter eine Brückenschaltung, bestehend aus zwei einander gleichen Dioden D sowie zwei einander gleichen Widerständen R . Auf diese Brückenschaltung wirken über die Kondensatoren C_p zwei Schallimpulse. Diese sind, wie in Bild 7 eingetragen, entgegengesetzt gepolt und haben im übrigen übereinstimmende Amplituden. Die Impulse sind so gepolt, daß dies der Durchlaßrichtung der Dioden entspricht.

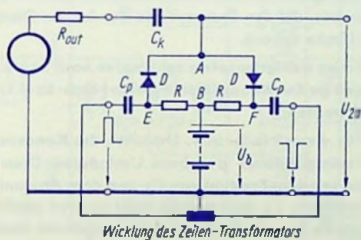


Bild 7

Wegen der Gleichheit der Impulsamplituden, der elektrischen Eigenschaften der Dioden und der Widerstandswerte wird eine gegebenenfalls zwischen den Punkten A und B bestehende Spannung während des Einwirkens der Impulse auf Null gebracht. Es wird demgemäß die Spannung U_{2a} während dieser Impulse auf die Spannung U_b geklemmt. (Da die Spannung U_{2a} während der Klemmzeit den Wert Null hat, wirkt sich hier für das Klemmen nur die zusätzlich eingefügte Gleichspannung U_b aus.)

Wie in Bild 7 eingetragen, gewinnt man die zwei einander entgegengesetzt gleichen Impulse aus einer Wicklung des Zeilentransformators, wofür die Mitte dieser Wicklung an Masse gelegt ist.

Für den mit der Summe dieser zwei Impulse gegebenen Gesamtimpuls liegen die beiden Kondensatoren C_p über den zwei dafür im Durchlaßzustand befindlichen Dioden in Reihe. Folglich wird diese Kondensator-Reihenschaltung auf den um die Durchlaßspannungen der Dioden verminderten Betrag der Gesamtimpuls-Amplitude aufgeladen. Die Kondensator-Gesamtspannung verteilt sich bei Übereinstimmung der zwei Kapazitäten zu einander gleichen Teilen auf die beiden Kondensatoren.

Mit dem Impuls-Ende sind die in Bild 7 außen eingetragenen C_p -Beläge über die dann spannungslose Zeilentransformator-Wicklung kurzgeschlossen. Ein Entladen über die

Dioden D ist unmöglich, weil sich die Dioden dafür im Sperrzustand befinden. Nur über die Reihenschaltung der Widerstände R , deren Werte relativ hoch sind (einige hundert Kilo-Ohm) ist ein entsprechend langsames Entladen möglich.

Für das folgende sei angenommen: Vor dem nächsten Schaltimpuls habe der Punkt A gegen Masse eine Spannung, die kleiner ist als U_b . Der mit seinen beiden Hälften nun einwirkende Schaltimpuls hat zur Folge, daß jetzt über die in Bild 7 links eingetragene Diode ein höherer Strom fließt als über die andere Diode. Mit diesem Überschußstrom wird der Kondensator C_k nachgeladen.

Hat der Punkt A gegen den Punkt B vor dem Einwirken des Schaltimpulses eine positive Spannung, so fließt während des Schaltimpulses ein höherer Strom über die in Bild 7 rechts eingetragene Diode.

Bemessung

Die Gesamtpuls-Spannung des Tastimpulses muß höher sein als die maximalen Signalspannungs-Augenblickswerte, die den Sperrzustand der beiden Dioden aufheben könnten (wenigstens etwa das 1,3 fache davon).

Die Kapazitäten C_p hat man wenigstens etwa zehnmal so hoch zu wählen wie die Kapazität C_k , damit die Spannungen an den Kapazitäten C_p vom Nach- bzw. Umladen der Kapazität C_k nur wenig beeinflußt werden.

Die Ladezeitkonstante für dieses Nach- bzw. Umladen des Kondensators C_k muß kleiner sein als die mit der Tastimpulsdauer gegebene Umladezeit. Diese Ladezeitkonstante ist näherungsweise gegeben mit dem Produkt von C_k und dem Ausgangswiderstand der Endstufe des BAS-Signalverstärkers. C_k darf deshalb nicht zu groß gewählt werden, muß aber wesentlich größer sein als die Summe der Kapazitäten, an denen die Spannung U_{2a} (Bild 7) liegt. Man wählt für C_k etwa 1 nF.

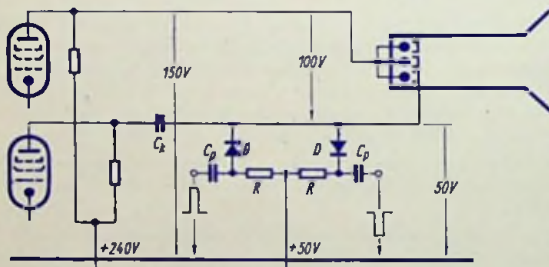


Bild 8

Die Widerstände R bemißt man, wie bereits erwähnt, mit mehreren hundert Kilo-Ohm. Bild 8 zeigt zum Abschluß die Klemmschaltung im Zusammenhang mit dem dafür in Betracht kommenden Teil der Schaltung des Farb-Fernsehempfängers. Die darin eingetragenen Zahlenwerte wurden bereits beispielsweise genannt.

Zwei-Dioden-Klemmschaltung mit BA 173

Übersicht

Hier handelt es sich um das Klemmen der Signalspannungen an den Ausgängen der Farb-Differenzsignal-Verstärker. Dieses Klemmen ist notwendig, damit auch hinter den Koppel-

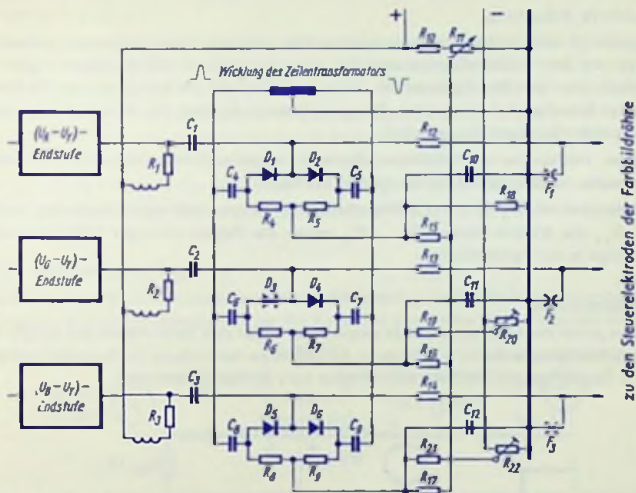


Bild 1

R_1	10 k Ω	R_{11}	3,6 k Ω	C_5	22 nF
R_2	10 k Ω	R_{15}	1 M Ω	C_6	22 nF
R_3	10 k Ω	R_{16}	1 M Ω	C_7	22 nF
R_4	390 k Ω	R_{17}	1 M Ω	C_8	22 nF
R_5	390 k Ω	R_{18}	1 M Ω	C_9	22 nF
R_6	390 k Ω	R_{19}	1 M Ω	C_{10}	100 nF
R_7	390 k Ω	R_{20}	100 k Ω linear	C_{11}	100 nF
R_8	390 k Ω	R_{21}	1 M Ω	C_{12}	100 nF
R_9	390 k Ω	R_{22}	100 k Ω linear	D_1	BA 173
R_{10}	15 k Ω	C_1	1 nF	D_2	BA 173
R_{11}	100 k Ω linear	C_2	1 nF	D_3	BA 173
R_{12}	3,6 k Ω	C_3	1 nF	D_4	BA 173
R_{13}	3,6 k Ω	C_4	22 nF	D_5	BA 173
				D_6	BA 173

kondensatoren an den Ausgängen der Farb-Differenzsignal-Verstärker der Gleichspannungsanteil der Signale erhalten bleibt.

Außerdem werden damit die nötigen Vorspannungen eingefügt, die zwischen den Steuerelektroden der drei Strahlsysteme der Farbbildröhre — auf die die Farb-Differenzsignale gegeben werden — und den drei zusammengeschalteten, mit dem BAS-Signal gesteuerten Kathoden vorhanden sein müssen.

Ausgeführte Schaltung

Sie setzt sich im wesentlichen aus drei untereinander gleichen Einzelschaltungen zusammen (Bild 1). An den Einstellwiderständen R_{20} und R_{22} können die Vorspannungen der Steuerelektroden der Strahlsysteme für Grün und Blau auf die Vorspannung des Strahlsystems für Rot abgeglichen werden. Ein gemeinsames Ändern der drei Vorspannungen ist am Einstellwiderstand R_{11} möglich.

Die beiden Hälften des vom Zeilentransformator abgenommenen sinusförmigen Schallimpulses sollen je etwa 300 V (Spitze-Spitze) betragen.

Die Funkenstrecken $F_1 \dots F_3$ (1,5 kV) schützen zusammen mit den Schutzwiderständen $R_{12} \dots R_{14}$ die Klemm-Dioden $D_1 \dots D_6$ gegen die Folgen etwaiger Hochspannungs-Überschläge in der Farbbildröhre.

Die Klemmdioden

Wird eine zuvor stromführende Diode gesperrt, so ergibt sich beim Abbau der für die Zeit des Stromdurchganges durch die Diode in ihr gespeicherten Ladung ein kurz andauernder Strom in Gegenrichtung (Rückwärtsstrom oder kurz Rückstrom genannt).

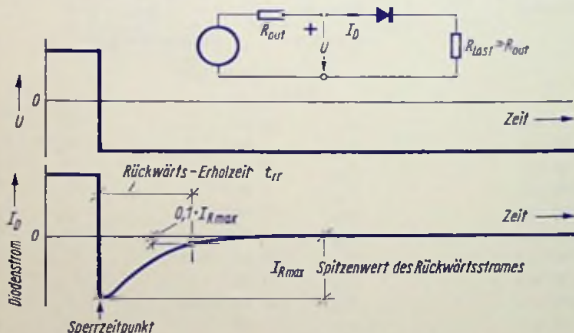


Bild 2

Die Zeit, die vom Zeitpunkt des Auftretens der Sperrspannung an der Diode bis zum Abklingen dieses Rückstromes auf einen festgelegten Bruchteil verstreicht, ist die Rückwärts-Erholzeit oder Sperr-Verzögerungszeit t_{rr} (Bild 2).

Diese Zeit hängt ab vom Wert des Durchlaßstromes, von dem Wert der sperrenden Spannung bzw. von dem Anfangswert des hiermit bewirkten Rückstromes und dem Widerstand des die Diode enthaltenden Stromkreises.

In der Zwei-Dioden-Klemmschaltung sollten die zwei Dioden sich elektrisch gleich verhalten, weil sonst eine Fehlspannung ΔU auftritt, die die Spannung, auf die geklemmt werden soll, verfälscht.

Die bezüglich des Durchlaßzustandes in Frage kommenden Eigenschaften der Dioden sind hier nicht von Belang. Für Fehlspannungen (ΔU) sind in der Zwei-Dioden-Klemmschaltung praktisch nur gegenseitige Abweichungen der Rückwärts-Erholzeiten von Bedeutung. Deshalb muß man entweder solche Dioden verwenden, deren Rückwärts-Erholzeiten so klein sind, daß sie sich nicht nennenswert auswirken können oder aber die Dioden im Hinblick auf die Rückwärts-Erholzeiten paarweise auswählen.

Die Rückwärts-Erholzeit der Diode BA 173 beträgt im Mittel 350 ns und streut bis etwa 500 ns, so daß — wie noch gezeigt wird — das Aussuchen von Dioden-Paaren unerbleiben kann.

Höhe der Fehlspannung

Das Messen der Rückwärts-Erholzeit ist verhältnismäßig umständlich und erfordert einigen Aufwand. Es hat sich gezeigt, daß für die Kontrolle der Rückwärts-Erholzeiten die in einer

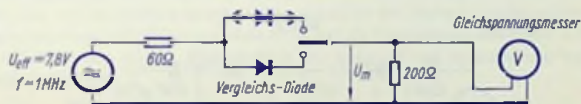


Bild 3

Schaltung nach Bild 3 gemessenen Richtspannungen U_m als Anhaltspunkte dienen können. Bild 4 zeigt das. Der Rückwärts-Erholzeit t_{rr} liegen hier folgende Meßbedingungen zu-

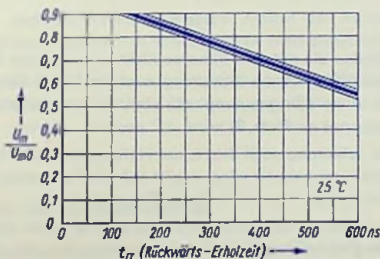


Bild 4

grunde: Umschalten von $I_F = 10$ mA auf $I_R = 10$ mA, $R_{Last} = 100 \Omega$; gemessen wird die Zeitspanne für das Absinken von $I_R = 10$ mA auf $I_R = 1$ mA (siehe Bild 2).

Die Richtspannung U_{m0} ist die Gleichspannung, die man mit der Vergleichsdiode am Ausgang der Schaltung nach Bild 3 erhält. Als Vergleichs-Diode wählt man einen Typ mit sehr kleiner Rückwärts-Erholzeit, z. B. die BAY 94, bei der diese Zeit maximal 4 ns unter den zu Bild 4 genannten Meßbedingungen beträgt.

In Bild 5 sind die Fehlspannungen ΔU aufgetragen, die sich in der Schaltung nach Bild 6 ergeben. Dabei gilt für Bild 5: $U_{m1} > U_{m2}$, d. h., U_{m1} gehört jeweils zu der Diode mit dem höheren Richtwirkungsgrad.

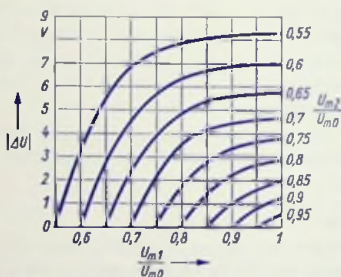


Bild 5

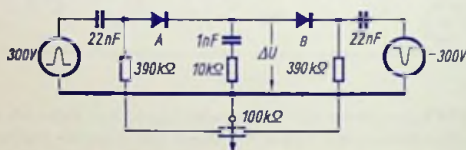


Bild 6

Wird nun von zwei Dioden die mit dem höheren Richtwirkungsgrad U_{m1}/U_{m0} (gemessen in der Schaltung nach Bild 3) in der Schaltung nach Bild 6 an Platz A (die andere an Platz B) eingesetzt, so ist die Fehlspannung ΔU positiv. Im umgekehrten Fall (Diode mit höherem Richtwirkungsgrad an Platz B) wird ΔU negativ.

Wenn nicht, wie in der Schaltung nach Bild 6, auf Null, sondern wie in der Schaltung nach Bild 1 auf eine Vorspannung gelastet wird, ergibt sich als Vorspannung für die Farbbildröhre die algebraische Summe von ΔU und der Vorspannung.

Der Einfluß der Temperatur auf die Fehlspannung ist gering, wenn man die beiden Dioden so anordnet, daß für sie gleiche Umgebungstemperaturen gelten. Bei gleichen Temperaturänderungen ändern sich nämlich die Rückwärts-Erholzeiten etwa im selben Verhältnis. So wurde z. B. festgestellt, daß sich in einem Temperatur-Bereich von 25°C bis 55°C eine Fehlspannung, die bei 25°C wegen der großen Verschiedenheit der Rückwärts-Erholzeiten 7 V beträgt, nur um rund 1 V ändert.

Zeilen-Endstufe für Farb-Fernsehgerät mit Ballaströhre

Übersicht

Die Klemmenspannung der Gleichspannungsquelle zur Hochspannungs-Versorgung der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre muß von der Summe der drei Strahlströme möglichst unabhängig sein, weil eine Änderung der Hochspannung die Ablenkfaktoren der drei Elektronenstrahlen und damit die Konvergenz, vor allem aber die Schärfe und die Helligkeit, beeinflußt. Deshalb muß die Hochspannung stabilisiert werden.

Wenn man die Hochspannung — wie beim Schwarz-Weiß-Fernseh-Empfänger — in der Endstufe der Zeilenablenkschaltung gewinnt, stabilisiert man sie mit Hilfe einer Ballast-Triode. Die Ballast-Triode liegt parallel zum Hochspannungs-Ausgang der Zeilen-Ablenkschaltung. Sie wird so gesteuert, daß sie im Idealfall mit den Änderungen ihres Anodenstromes die Änderungen der Strahlstrom-Summe ausgleicht.

Im folgenden wird eine derartige Schaltung für eine Speisespannung von 440 V beschrieben.

Die Schaltung entspricht weitgehend der für Schwarz-Weiß-Fernseh-Empfänger üblichen Technik. Die von der Ablenk-Endstufe (einschließlich der Ballast-Triode) aufgenommene Leistung ist mit rund 130 W (wovon etwa 30 W auf die Heizleistung entfallen), d. h. mit insgesamt 130 W, relativ gering. Einschließlich der Speisung sind Aufwand und Raumbedarf verhältnismäßig klein.

Die Schaltung ist so entworfen, daß auch außerhalb des mit der Ballast-Triode gewonnenen Regelbereiches und beim Altern der Röhren die Fokussierspannung den Änderungen der Hochspannung proportional folgt. Deshalb erübrigt sich beim Korrigieren des Wertes der Hochspannung und beim Altern der Röhren ein Nachstellen der Fokussierspannung.

Es ist dafür gesorgt, daß die Hochspannung bei Ausfall der Ballast-Triode und gerade unterdrücktem Strahlstrom keinen übermäßig hohen Wert annimmt.

Die Abstimmung des Zeilentransformators wird bei dessen Endprüfung justiert, so daß nur sehr kleine Toleranzen bleiben. Deshalb genügt es, beim Einstellen der Hochspannung die Boosterspannung zu messen.

Speisespannung für die Zeilen-Endröhre

Für die Wahl der Speisespannung ist hauptsächlich die zulässige Anodenverlustleistung der Zeilen-Endröhre maßgebend. Daneben sollte die mittlere Anoden-Restspannung so gewählt werden, daß bei Netzspannungsschwankungen bis —10% und einer Zeilen-Endröhre mit hohem inneren Leistungswiderstand R_{iL} noch ein Sicherheitsabstand bis zum Gitterstrom-einsatz vorhanden ist.

Deshalb wurde eine Restspannung $U_{a\text{rest}} = R_{iL} \cdot i_{a\text{ss}} + 0,13 \cdot U_b$ zugrunde gelegt (gültig bei rechteckförmigem Stromverlauf). Mit $i_{a\text{ss}}/I_a = 3$ und einem Wert von $R_{iL} = 100 \Omega$, der für die als Zeilen-Endröhre vorgesehene PL 505 als höchster Wert angenommen werden kann, erhält man den in Bild 1 dargestellten Zusammenhang zwischen Anoden-Speisespannung und Restspannung. Entsprechend nimmt die Anodenverlustleistung für eine maximal benötigte Ausgangsleistung von 80 W (bei 24 kV Hochspannung und 1,5 mA Gesamt-Strahlstrom, zuzüglich Verluste in Zeilentransformator, Ablenk- und Konvergenzsystem, Zeilenendröhre, Boosterdiode und Ballaströhre) so ab, wie dies Bild 1 zeigt.

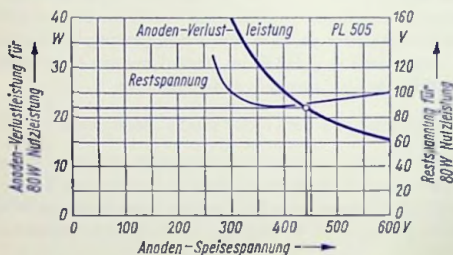


Bild 1

Da die höchstzulässige Anodenverlustleistung der PL 505 mit 25 W gegeben ist, muß gemäß Bild 1 eine Anoden-Speisespannung von mehr als 400 V gewählt werden. Dazu wurden hier zwei Einweg-Gleichrichterschaltungen vorgesehen, die gegen das Chassis zwei entgegengesetzt gleiche Gleichspannungen von je 220 V liefern (Bild 2, unten). Dabei ist an die gegen das Chassis negative Gleichspannung nur die Kathode der PL 505 angeschlossen. An die gegen das Chassis positive Spannung sind die übrigen an positive Spannung zu legenden Teile der Schaltung angeschlossen. Hiermit ergibt sich für die PL 505 eine Anoden-Speisespannung von 440 V, wozu sich bei 80 W abgegebener Leistung eine Anodenverlustleistung von 22 W ergibt (siehe Bild 1).

Besonderheiten der Schaltung

Mit der Ballaströhre wird ein Ausgangswiderstand für die Hochspannung von rund 130 k Ω für Strahlstrom-Mittelwerte von (0...1,5) mA erreicht. Dazu gehört bei 1,5 mA Strahlstrom ein Spannungsrückgang von noch nicht 1%. Bei größeren Strahlströmen ist die Ballast-

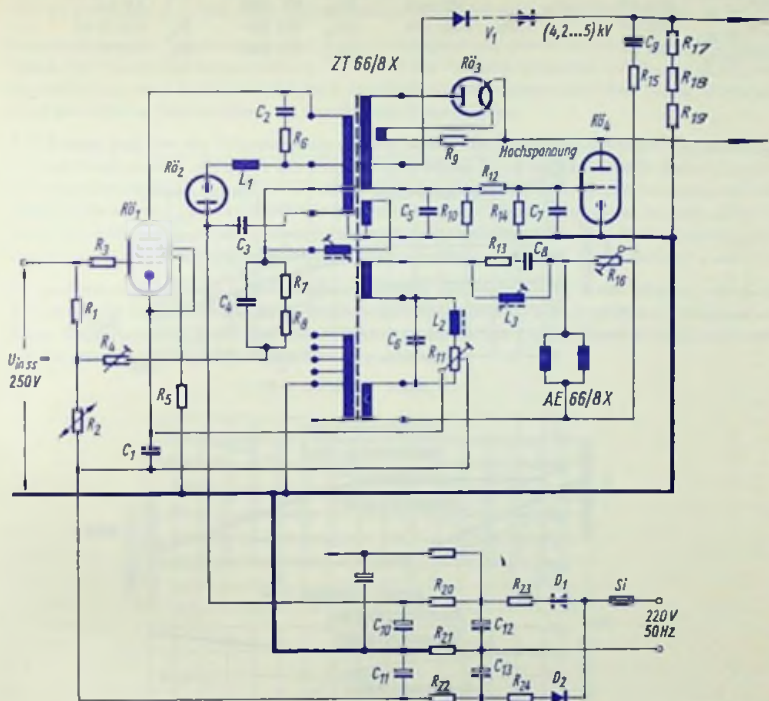


Bild 2

R_1	1,5 M Ω	R_{10}	620 k Ω	R_{18}	20 M Ω	C_1	0,47 μ F
R_2	E 289 ZZ 06	R_{11}	25 Ω , linear mit Mittelabgriff	R_{19}	20 M Ω	C_2	100 pF
R_3	1 k Ω	R_{12}	33 k Ω	R_{20}	240 Ω	C_3	56 nF
R_4	1 M Ω , linear	R_{13}	2,2 k Ω	R_{21}	400 Ω	C_4	470 pF 2 kV
R_5	4,7 k Ω 2 W	R_{14}	220 k Ω	R_{22}	240 Ω	C_5	1,5 nF 1,5 kV
R_6	2,2 k Ω	R_{15}	220 k Ω	R_{23}	5 Ω	C_6	0,47 μ F
R_7	6,8 M Ω	R_{16}	1 M Ω , linear	R_{24}	5 Ω	C_7	22 nF
R_8	6,8 M Ω	R_{17}	20 M Ω			C_8	10 nF
R_9	3,3 Ω					C_9	100 pF

C_{10}	200 μF	L_1	100 μH	$R\bar{o}_1$	PL 505	V_1	Stabgleichrichter
C_{11}	200 μF	L_2	130 mH	$R\bar{o}_2$	PY 500		TV 6,5
C_{12}	200 μF	L_3	(100 ... 600) μH	$R\bar{o}_3$	GY 501	D_1	SiD 01 N
C_{13}	200 μF			$R\bar{o}_4$	PD 500	D_2	SiD 01 N

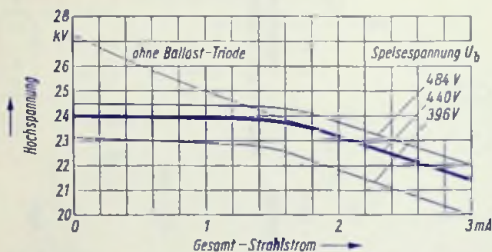


Bild 3

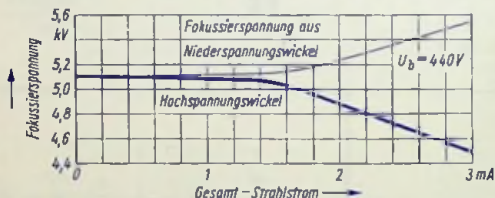


Bild 4

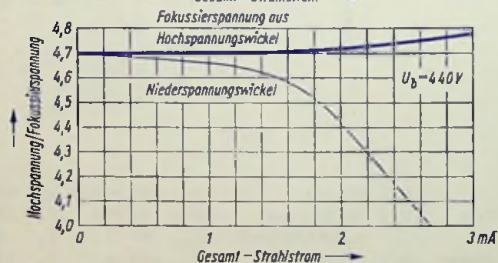


Bild 5

Triode gesperrt. Dadurch steigt der Ausgangswiderstand für die Hochspannung auf etwa 1,8 M Ω (Bild 3). Derselbe Wert gilt bei Ausfall der Ballast-Triode. Folglich kann die Hoch-

spannung bei Ausfall der Ballast-Triode und unterdrücktem Strahlstrom bis auf ungefähr 27,5 kV ansteigen, d. h. der dafür höchstzulässige Wert wird noch nicht überschritten.

Entnimmt man die Spannung, aus der die Fokussierspannung gewonnen wird, wie bisher üblich der Niederspannungswicklung, so nimmt die Fokussierspannung mit steigendem Strahlstrom zu, weil dabei der »Höcker« des Niederspannungs-Impulses höher wird. Das führt bei höheren Strahlströmen zu merklichem Defokussieren.

Bild 2 zeigt, daß hier die Fokussierspannung aus einem Teil der Hochspannungswicklung stammt. Damit erreicht man, wie der Vergleich der Bilder 3 und 4 erkennen läßt, daß sich die Fokussierspannung proportional mit der Hochspannung ändert. Dementsprechend bleibt in diesem Fall das Verhältnis der Hochspannung zur Fokussierspannung in Abhängigkeit vom Strahlstrom nahezu konstant (Bild 5), womit die Fokussierung erhalten bleibt. Das gilt nicht nur für Strahlstrom-Schwankungen, sondern auch beim Altern der Röhren.

Ein weiteres Merkmal der in Bild 2 oben gezeigten Ablentschaltung ist das Steuern der Ballast-Triode über eine hohe Strom-Gegenkopplung unmittelbar vom Strahlstrom. Wegen dieser Gegenkopplung kann hier auf ein Einstellen des Ballast-Trioden-Stromes verzichtet werden, was Bedienungsfehler beim Service ausschließt.

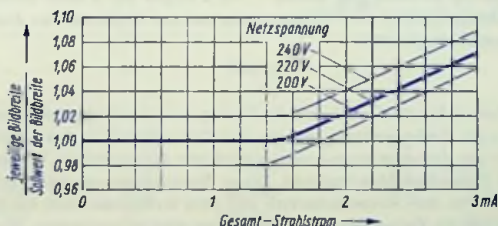


Bild 6

Wegen des großen Strom-Durchsteuerbereiches hat die PY 500 am Ende des Zeilen-Hinlaufs nur einen sehr kleinen Innenwiderstand. Deshalb ist in dem Zusammenhang zwischen Spannung und Strom die die Linearität störende Exponential-Funktion wenig ausgeprägt (Linearitätsfehler nur rund 4%). Daher kann auf die sonst übliche Linearitätseinstellung verzichtet werden.

Zum Amplituden-Abgleich des Ablenkstromes wird an der Stelle, an der die Linearitätseinstellung wegfällt, eine veränderbare Induktivität L_3 eingesetzt, die mit einem Induktivitätsbereich von 100 μH ... 600 μH das Ändern der Amplitude um $\pm 5\%$ ermöglicht.

Ein Einfluß des Strahlstromes auf die Bildbreite ist, wie Bild 6 zeigt, erst ab einem Strahlstrom von etwa 1,5 mA vorhanden und bleibt auch für höhere Strahlströme gering.

Zeilen-Endstufe für Farb-Fernsehgerät ohne Ballaströhre

Übersicht

Hier handelt es sich um eine Zeilen-Endstufe, in der auch die Hochspannung für den Betrieb der Farb-Bildröhre gewonnen wird. Der Einfluß des Strahlstromes (Summe der Strahlströme für R , G und B) auf die Hochspannung und auf die Bildbreite wird dabei

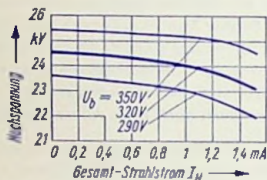


Bild 1

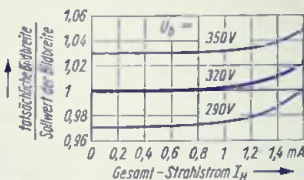


Bild 2

statt mit einer geregelten Ballaströhre mit einer geregelten Transistorschaltung in der Treiberstufe gering gehalten. Die Bilder 1 und 2 zeigen die in einer solchen Schaltung gemessenen Abhängigkeiten der Hochspannung und der Bildbreite von dem Strahlstrom für drei Speisespannungswerte.

Prinzip

Das Regelverfahren beruht darauf, daß die Hochspannung mit abnehmender Steilheit der Abschaltflanke des Kathodenstrom-Impulses der Zeilen-Endröhre sinkt. Die Steilheit der Abschaltflanke des Kathodenstrom-Impulses wird von dem zeitlichen Verlauf der Steuerspannung der Zeilen-Endröhre bestimmt. Dieser Steuerspannungsverlauf hängt selbst mit der Steuerspannung, dem Aussteuerbereich und dem Innenwiderstand der Impulsformer-Röhre — von der die Zeilen-Endröhre angesteuert wird — zusammen. Man ändert den Innenwiderstand dieser Röhre mit einem vom Strahlstrom geregelten Transistor. Dessen Collector-Emitter-Strecke bildet gemeinsam mit einem parallelgeschalteten Festwiderstand den Kathodenwiderstand der Impulsformer-Röhre. Wie die Bilder 1 und 2 zeigen, ist mit dieser Schaltung der Einfluß des Strahlstromes auf die Hochspannung und auf die Bildbreite gering.

Schaltung

In Bild 3 ist die Schaltung mit dem Zeilentransformator ZT 67/9 X dargestellt. Der Transistor T_1 wird mit einer am Widerstand R_5 gewonnenen negativen Basisspannung gesteuert. Der Betrag dieser Spannung ist dem Betrag des Strahlstromes proportional. Die Röhre $Rö_1$ wirkt mit ihren Außenwiderständen als Emitterwiderstand des Transistors. Daher ist der Transistor stark gegengekoppelt und arbeitet sehr stabil.

Beim Ablachen der Abschaltflanke treten in der Zeilen-Endröhre zusätzliche Verluste auf. Diese werden dann besonders groß, wenn bis zu sehr hohen Strahlstromwerten auf be-

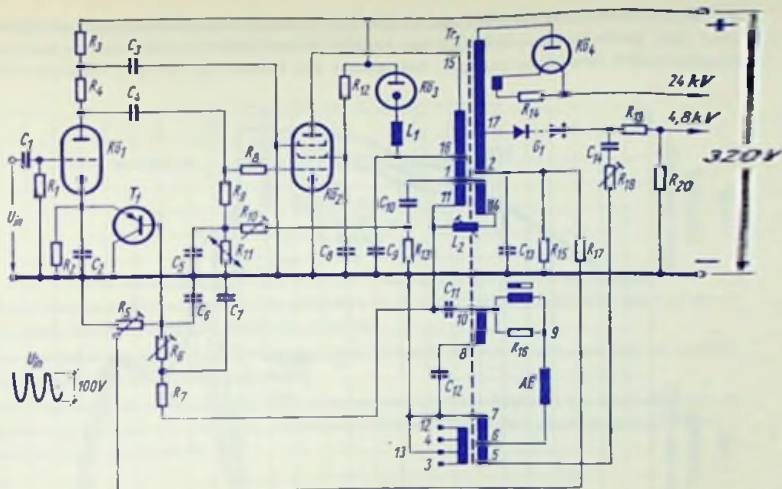


Bild 3

R_1	560 k Ω	R_{18}	1 M Ω , linear	L_1	10 μ H
R_2	10 k Ω	R_{19}	5 M Ω	L_2	$\approx 150 \mu$ H
R_3	27 k Ω	R_{20}	66 M Ω	Tr_1	Zeilentrans- formator
R_4	27 k Ω	C_1	240 pF		ZT 67/9X
R_5	25 k Ω , linear	C_2	300 pF	ΔE	Ablenk- einheit
R_6	500 k Ω , linear	C_3	390 pF		AEF 66
R_7	510 k Ω	C_4	4,7 nF	G_1	Stabgleich- richter
R_8	1 k Ω	C_5	33 pF 2 kV		TV 6,5
R_9	1,5 M Ω	C_6	4,7 nF	$R\ddot{o}_1$	PC 92
R_{10}	1 M Ω , linear	C_7	47 nF	$R\ddot{o}_2$	PL 509
R_{11}	E 298 ZZ 06	C_8	33 nF	$R\ddot{o}_3$	PY 500
R_{12}	2,7 k Ω	C_9	120 pF 7 kV	$R\ddot{o}_4$	GY 501
R_{13}	3,3 M Ω	C_{10}	470 pF	T_1	BC 177
R_{14}	6,8 Ω	C_{11}	0,22 μ F		
R_{15}	91 k Ω	C_{12}	0,56 μ F		
R_{16}	1 k Ω	C_{13}	0,47 μ F		
R_{17}	5,1 k Ω	C_{14}	100 pF 7 kV		

sonders kleine Werte des Innenwiderstandes der Hochspannungsquelle geregelt wird. Die in der Zeilen-Endröhre während des Hinlaufs auftretenden Verluste werden bei abnehmendem Strahlstrom geringer. Dies gleicht den Einfluß des mit dem Abflachen der

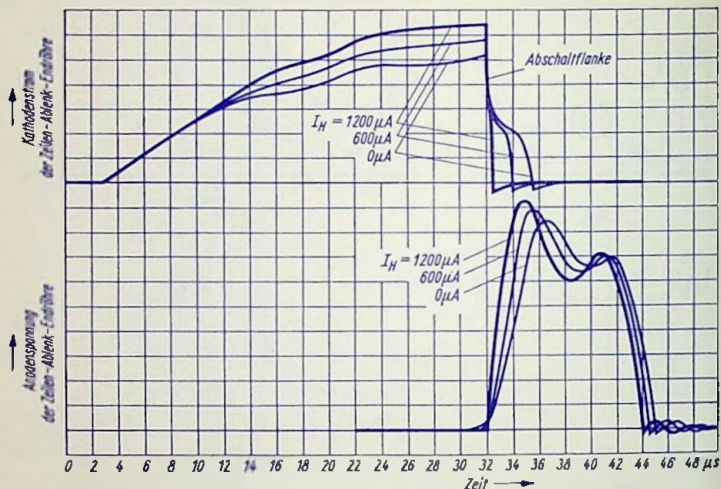


Bild 4

Abschaltflanke hinzukommenden Verlustes auf die mittlere Anoden-Verlustleistung teilweise aus.

Die Fokussier-Spannung muß hier aus dem Hochspannungswickel gewonnen werden. Damit bleibt die Fokussierung bis zu hohen Strahlstromwerten einwandfrei.

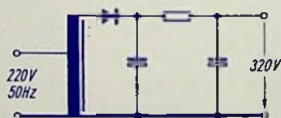


Bild 5

Die Speise-Gleichspannung mit 320 V kann man erzeugen, indem man die Heiztransformator-Eingangswicklung für zusätzliche 40 V erweitert. So wird aus der Eingangswicklung ein Autotransformator für 220 V/260 V (Bild 5). Es kann aber auch der zusätzlichen

Wechselspannung von 40 V ein eigener Gleichrichter zugeordnet werden, womit sich nebenbei eine Speisespannung für Transistor-Stufen ergibt (Bild 6).



Bild 6

Beim Verwenden eines stabilisierten Netzteils (z. B. mit Thyristoren) ist eine noch weitergehende Verbesserung der Schaltung möglich.

Da hierbei die mittlere Anoden-Restspannung um etwa 25 V niedriger sein darf, ist auch die Anoden-Verlustleistung geringer.

Wird dieser Leistungsgewinn für eine entsprechend stärkere Regelung der Abschaltflanke verwendet, so ergeben sich damit noch wesentlich kleinere Werte des Innenwiderstandes der Hochspannungsquelle.

Meßergebnisse

Bei einem Ausregeln auf einen Innenwiderstand der Hochspannungsquelle von etwa 600 k Ω bis zu einem Strahlstrom von 1,2 mA wurden bei einer Speisespannung $U_b = 320$ V folgende Werte gemessen:

Strahlstrom	0	1,2	1,5	mA
Hochspannung	25	24,3	23,7	kV
Anodenstrom	190	228	250	mA
Rücklaufzeit	13	12,2	11,9	μ s
Abschaltzeit	2,7	≈ 0	≈ 0	μ s
Restspannung an der Zeilen-Endröhre	80	80	80	V
Anodenverlustleistungs-Anteil für Hinlauf	15,2	18,2	20	W
Anodenverlustleistungs-Anteil für Rücklauf	13,4	0,3	0,3	W
Anodenverlustleistung (Summe)	28,6	18,5	20,3	W
Leistungsaufnahme der Zeilen-Endstufe	61	73	80	W
Tatsächliche Bildbreite zu Sollbreite	1	1,01	1,02	

Hierzu gehört außer den Bildern 1 und 2 das Bild 4.

Hochspannungskaskade für Farb-Fernsehmepfänger

Übersicht

Die Hochspannung im Farbfernseh-Empfänger wird in sogenannten Einstufen-Horizontal-ablenk-Schaltungen aus den Zeilen-Rücklaufimpulsen gewonnen. Benutzt man dafür eine Verdreifacher-Schaltung, dann beträgt für eine Bildröhren-Hochspannung von 25 kV die Eingangsspannung der Kaskade 8,2 kV. Man kann also sagen, die Hochspannungskaskade ersetzt den Hochspannungswickel des Zeilentrafos und die Gleichrichterröhre GY 501 mit Fassung. Auch ein besonderer Gleichrichter für die Fokussierungs-Spannung ist nicht mehr notwendig, weil diese Spannung aus der ersten Stufe der Verdreifacher-Schaltung hergeleitet wird.

Mit dem Wegfallen der Gleichrichterröhre können auch keine Röntgenstrahlen mehr in der Schaltung entstehen.

Die Schaltung der Kaskade

Bild 1 enthält den Schaltplan einer Zeilenendstufe mit Verdreifacher-Schaltung. Der Hochspannungs-Vervielfacher (Typ HV 69) enthält die Gleichrichter-Dioden $D_1 \dots D_5$ und die Kondensatoren $C_7 \dots C_{10}$. Zur gesamten Kaskadenschaltung gehört außerdem

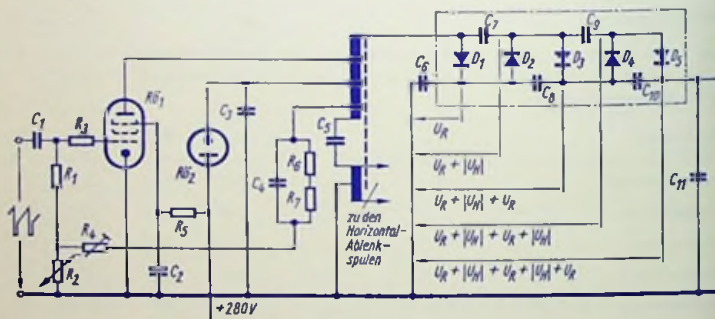


Bild 1

R_1	1 M Ω	R_6	6,8 M Ω	C_4	470 pF
R_2	VDR	R_7	6,8 M Ω	C_5	100 nF
R_3	1 k Ω	C_1	6,8 nF	C_6	3 nF
R_4	500 k Ω linear	C_2	4 μ F	$R\ddot{o}_1$	PL 509
R_5	2,2 k Ω	C_3	450 pF	$R\ddot{o}_2$	PY 500

nach der nicht mit in der Baugruppe HV 69 enthaltene Kondensator C_8 . Am Zeilentransformator-Anschlußpunkt für die Kaskade ergibt sich gegen Masse gemessen ein Spannungsverlauf nach Bild 2. Es entsteht der sehr große positive Rücklaufimpuls U_R und die

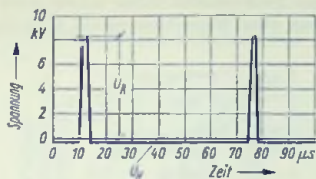


Bild 2

kleine negative Hinlaufspannung U_H . Mit den in Bild 1 eingetragenen Spannungsbezeichnungen und mit $U_R \approx 8,2 \text{ kV}$ und $U_H \approx 0,2 \text{ kV}$ ergibt sich am Kaskaden-Ausgang der Leerlaufwert der Hochspannung

$$U_{S0} \approx 3 \cdot U_R + 2 \cdot |U_H| \approx 3 \cdot 8,2 \text{ kV} + 2 \cdot 0,2 \text{ kV} = 25 \text{ kV}$$

Die Wahl der Ventile

Grundsätzlich stehen als Gleichrichter-Dioden Siliziumdioden oder Selenventile zur Verfügung. Bei D_1 , D_3 und D_5 ist es zweckmäßig darauf zu achten, daß der Sperrstrom bei 8 kV Sperrspannung niedrig, und daß die Durchlaßspannung bei einem Strom von etwa 40 mA so klein wie möglich ist. Die Gleichrichter-Dioden D_2 und D_4 sollen eine möglichst geringe Schleusenspannung aufweisen.

Wie Bild 3 für eine einzelne Gleichrichter-Diode zeigt, sind Siliziumdioden günstiger als Selenventile, weil ihre Durchlaßspannungen besonders geringe Werte haben; jedoch werden Siliziumdioden für diesen Zweck aus wirtschaftlichen Gründen noch nicht eingesetzt. Die Kaskaden-Durchgangswiderstände betragen

bei Bestücken mit Siliziumdioden etwa 400 k Ω

bei Bestücken mit Selenventilen etwa 800 k Ω

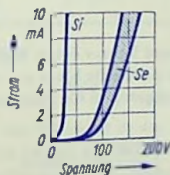


Bild 3

Festgestellt wird dieser Wert durch Messen des Spannungs-Unterschiedes der Ausgangsspannungen bei 0,2 mA und 1,2 mA Kaskadenstrom und konstanter Eingangsspannung.

Die Kapazitäten der Kaskaden-Kondensatoren

In der Schaltung nach Bild 1 werden die Kondensatoren C_6 , C_8 , C_{10} und die Kapazität der Farbfernseh-Bildröhre (C_{11}) während jedes Zeilen-Rückschlag-Impulses mit der Spannung U_R nachgeladen und in den Zwischenzeiten immer wieder etwas entladen. Setzt man der Einfachheit halber Gleichheit dieser Kapazitäten voraus, so ist die Gesamtkapazität ihrer

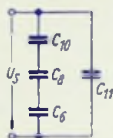


Bild 4

Zusammenschaltung (Bild 4) mit rund dem 1,3fachen der Einzelkapazität anzusetzen. Mit der Einzelkapazität C , einer Entladezeit von etwas weniger als der Dauer einer Zeilenperiode (z. B. $T_E = 60 \mu s$) und einer Strahlstrom-Summe $I_S = 1 \text{ mA}$, ergibt sich jeweils bis zum nächsten Zeilen-Rückschlagimpuls eine Spannungs-Abnahme

$$\Delta U = \frac{T_E \cdot I_S}{1,3 \cdot C} = \frac{60 \mu s \cdot 1 \text{ mA}}{1,3 \cdot C}$$

Dies bedeutet folgenden Zusammenhang:

C	0,5	1	2	3	nF
ΔU	92	46	23	15,44	V

Wenn man bedenkt, daß ΔU in Volt bei einem hierzu gehörenden Strom von 1 mA zahlenmäßig gleich dem von der Kondensator-Entladung herrührenden Anteil des Durchgangswiderstandes ist, erkennt man, daß für C eine Kapazität von ungefähr 3 nF gut ausreicht. Man kann deshalb die Kondensatoren C_6 , C_8 und C_{10} mit 3 nF bemessen, auch wenn C_{11} bereits mit der Farbfernseh-Bildröhre gegeben ist.

Konstante Bildbreite

Der Kaskaden-Durchgangswiderstand hat zur Folge, daß die Hochspannung U_S abnimmt, wenn der Strahlstrom ansteigt. Die Bildbreite bleibt nur dann unbeeinflußt, wenn der Ablenkstrom auch entsprechend zurückgeht, da für gleichbleibende Bildbreite die Vorschrift gilt

$$\frac{I_{\text{Abl}}}{\sqrt{U_H}} = \text{konstant}$$

Ein solches Verhalten der Schaltung wird durch das Regeln der Zeilenendstufe erreicht. Bild 5 zeigt als Beispiel für die TELEFUNKEN-Farb-Ablenkeinheit AEF 66 und die Baugruppe HV 69 die Zusammenhänge für die beiden Fälle

- Bildbreite-Änderung 1% und

- keine Bildbreite-Änderung

Bei der Ablenkeinheit AEF 66 gelten für die Horizontalspulen:

$L = 2,92 \text{ mH}$

$I_{Abl(ss)} = 2,8 \text{ A}$ bei $U_S = 25 \text{ kV}$ und einem Überschreiben von 8%.

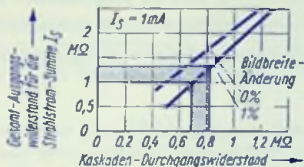


Bild 5

In Bild 5 ist für den Kaskaden-Durchgangswiderstand ein Streubereich von 680 kΩ bis 820 kΩ zugrunde gelegt (schraffierte Fläche).

Abhängigkeit der Rücklaufspannung und des Ablenkstromes vom Strahlstrom

Der Strahlstrom der Bildröhre belastet den Rücklaufimpuls. Bild 6 soll das deutlich machen. Dort ist die Induktivität der Ablenkspule auf die Transformator-Anzapfung der Boosterdioden transformiert, und die Kaskade ist durch einen Gleichrichter mit Ladekondensator C_a ersetzt. Die Parallelschaltung von Transformator- und Ablenkspulen-Induktivität und die Kapazität von C_3 bilden zusammen einen Schwingkreis, an dem am Ende des Zeilen-Hinlaufes eine Halbschwingung mit der Schwingkreis-Eigenfrequenz entsteht.

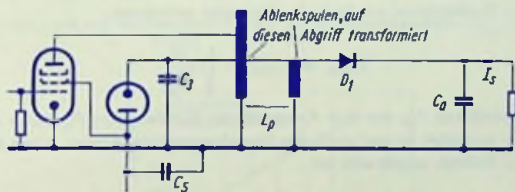


Bild 6

Die Kreisenergie steckt am Ende des Hinlaufes in der Kreisinduktivität (Induktivität von L_p). Nach einer Viertelperiode ist sie auf die Kreiskapazität (Kapazität von C_3) übergegangen und steckt am Ende des Rücklaufes als Rückgewinnungs-Energie wieder in der Kreisinduktivität.

Wenn Strahlstrom fließt, geschieht folgendes: Während des Hinlaufes entlädt sich der Kondensator C_a . In dem Zeitpunkt, bei dem der Rücklaufimpuls die Spannung an C_a überschreiten will, wird das Selenventil D_1 leitend. Der letzte Teil der Kreisenergie, der noch

in L_p steckt, wandert in die große Kapazität von C_a und ersetzt dort die durch den Strahlstrom verlorengegangene Ladung. Sinkt die Rücklaufspannung unter die Spannung an C_a , dann ist das Selenventil wieder gesperrt, und die auf C_a übergegangene Energie ist für den Kreis verloren.

Aus dieser Betrachtung ergibt sich folgendes:

- Die Kaskaden-Eingangsspannung wird mit zunehmendem Strahlstrom kleiner.
- Die Rückgewinnungs-Energie verringert sich und die Amplitude des Ablenkstromes sinkt.
- Der Rücklauf verlängert sich geringfügig in Abhängigkeit vom Strahlstrom, weil in der kurzen Öffnungszeit des Selenventils der Kondensator C_a zur Kreiskapazität parallelgeschaltet ist.

Je größer man die Kapazität des Kondensators C_3 wählt und je kleiner man deshalb (wegen des Einhaltens der Rücklaufzeit) die Induktivität von L_p machen muß, desto weniger dämpft der Strahlstrom die Rücklaufspannung.

Als Kreiskapazität sollten, einschließlich aller Wickel- und Schallkapazitäten, mindestens 550 pF gewählt werden.

Der Anodenspitzenstrom

Große Kreiskapazitäten bedeuten mehr gespeicherte Energie bei gleicher Spannungsspitze. Diese Energie muß während des Hinlaufs in die Induktivität von L_p gebracht werden, damit sie im Rücklauf zur Verfügung steht.

Aus der Gleichung

$$\frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_{Boo}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_3 \cdot U_{max}^2$$

kann man den Boosterstrom am Ende des Hinlaufes errechnen:

$$I_{Boo} = U_{max} \cdot \sqrt{\frac{C_3}{L_p}}$$

Da die Induktivität von L_p mit der Kapazität des Kondensators C_3 durch die Schwingkreisgleichung verknüpft ist und auch die Eigenfrequenz des Kreises durch die genormte Rücklaufdauer festliegt, ergibt sich mit

$$L_p = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot C_3}$$

$$I_{Boo} = 2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot C_3 \cdot U_{max} \quad \text{und mit} \quad f_e = \frac{1}{2 \cdot T_{rücklauf}}$$

$$I_{Boo} = \frac{\pi}{T_{rücklauf}} \cdot C_3 \cdot U_{max}$$

In der zweiten Hälfte des Hinlaufes muß der Anodenstrom der Zeilenendröhre PL 509 mindestens so groß sein wie der Boosterstrom, damit die Boosterdioden geöffnet bleibt. Man

kann also den Betrag des Anodenstromes etwa gleichsetzen mit demjenigen des Boosterstromes. Mit wachsender Kapazität von C_3 steigt also der Anodenstrom am Ende des Hinlaufes linear an.

Zum Berechnen des Mindestwertes des Anodenstromes am Ende des Hinlaufes in Abhängigkeit von C_3 muß man das Übersetzungsverhältnis des Zeilenrafos bei den gegebenen Bauelementen festlegen.

Mit der maximalen Kathoden-Spitzenspannung der Boosterdiode PY 500 (5,6 kV) und der Rücklauf-Spitzenspannung an den Ablenkspulen AEF 66 bei 8% Übersprechen, d. h. 1,26 kV bei $I_{Abl(ss)} = 2,8$ A und $U_S = 25$ kV, ergibt sich ein max. Übersetzungsverhältnis

$$u = \frac{5,6 \text{ kV}}{1,26 \text{ kV}} = 4,4$$

Der minimale Anodenspitzenstrom I_{as} der Zeilenendröhre PL 509 ist dann

$$I_{as \text{ min}} = I_{Boo} = \frac{2,8 \text{ A}}{2 \cdot 4,4} = 315 \text{ mA.}$$

Dieser Strom ergibt sich bei Strahlstrom Null dann, wenn die Transformator-Induktivität unendlich groß und der Diodenstrom gerade Null ist. Transformator-Induktivität unendlich groß bedeutet, daß die Kreisinduktivität von L_p allein durch die Ablenkspule bestimmt wird und deshalb ihren größten Wert hat. Wegen des genormten Rücklaufes ergibt sich für diesen Fall für C_3 eine Kapazität von 225 pF.

Bild 7 zeigt nun, wie mit wachsendem C_3 der Mindest-Anodenstrom $I_{as \text{ min}}$ wächst.

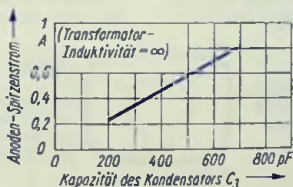


Bild 7

Bei dem früher für C_3 empfohlenen Wert von 550 pF ergibt sich also ein Anodenspitzenstrom $I_{as} \approx 630$ mA, der bei 1 mA Strahlstrom auf etwa 900 mA ansteigt. Diese Werte liegen unter den für die Zeilenendröhre PL 509 zulässigen Grenzwerten.

Entmagnetisierung von Farbbildröhren

Entmagnetisiereinrichtung

Magnetische Gleichfelder, z. B. das Streufeld einer aufmagnetisierten Bildröhren-Lochmaske oder das Erdfeld bei Richtungsänderung des Empfängers nach dem Abgleich, können Fehllandungen der Elektronenstrahlen verursachen, die vor allem als Far unreinheiten wahrnehmbar sind.

Entmagnetisierungseinrichtungen im Empfänger, die willkürlich oder automatisch in Betrieb gesetzt werden können, heben durch Entfernen der Lochmaskenremanenz den Fehlereinfluß auf oder schwächen den Erdfeldeinfluß durch Kompensation so stark, daß unter Berücksichtigung der Toleranzen der Lage der Auftrefforte der Elektronenstrahlen auf den Leuchtstoffripleits keine Farbverfälschung mehr auftritt.

Die Entmagnetisierungseinrichtung besteht aus einer Eisenblech-Haube mit den eingelegten Erregerspulen. Sie sind so angeordnet, daß der Magnetfluß die Haube, den Implosionsschutzrahmen und die Lochmaske mit ihrem Halterahmen in der Röhre vorzugsweise horizontal durchdringt. Durch die Spulen wird ein abklingender Wechselstrom geschickt, dessen erforderlicher Anfangs-Spitzenwert der Ampere-Windungszahl bei Beginn der Entmagnetisierung von der Größe des Störfeldes, von der Spulenform und den magnetischen Eigenschaften der ferromagnetischen Teile abhängt. Die nach dem eigentlichen Entmagnetisierungsvorgang noch auftretenden Endwerte des Wechselflusses müssen abgeschaltet oder auf einen solchen Wert herabgemindert werden, daß durch die damit verbundene Strahl-Ablenkung keine Rasterstörungen mehr auftreten (kritisch bei Entmagnetisierungsfrequenz = Netzfrequenz \pm Vertikalablenkfrequenz).

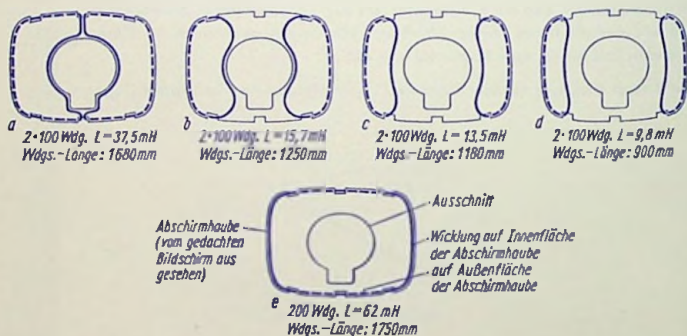


Bild 1 a ... 1 e

Auch der zulässige Endwert der Ampere-Windungszahl und damit die Ablenkung, die bestehen bleiben kann, ist von der Spulenform und den magnetischen Eigenschaften der Einrichtung abhängig.

Bei der »Entmagnetisierung« unter Einwirkung eines (störenden) Gleichfeldes (z. B. Erd-feld) wird im Innern des Abschirmraumes (gebildet aus Abschirmhaube, Implosionsschutz-rahmen und Lochmaske) ein dem äußeren Gleichfeld entsprechendes Gegenfeld einge-bracht.

Die erforderlichen Anfangswerte der Ampere-Windungszahl hängen von der Spulenform ab. Diese Abhängigkeit ist jedoch unterschiedlich, je nachdem, ob die obengenannte Erd-feld- (oder Gleichfeld-) Kompensation oder die Lochmasken-Entmagnetisierung betrachtet wird.

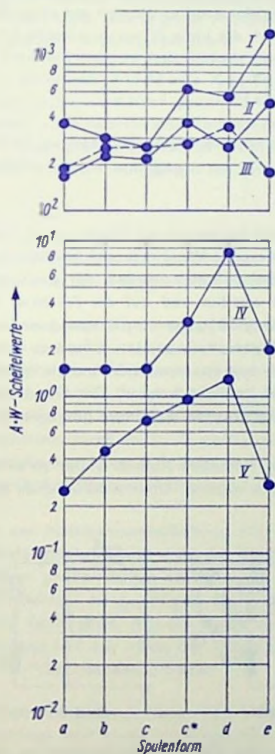


Bild 2 a

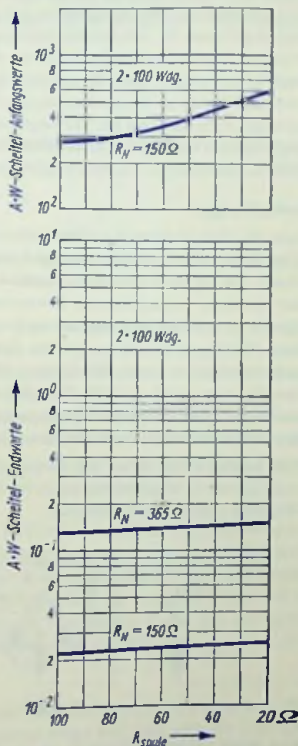


Bild 2 b

Bild 1 zeigt untersuchte Spulenformen, ihre Lage in der Haube und ihre Daten. In Bild 2 a sind die für extrem langsamen Amplitudenabfall ermittelten Ampere-Windungszahlen für

die in Bild 1 gezeigten Spulenformen a ... e eingetragen (Streuungen nicht berücksichtigt). Die durch den Linienzug I verbundenen Werte gelten für Maskenentmagnetisierung bei einer vorhergegangenen Aufmagnetisierung mit einem starken Stabmagneten (100 mm lang, 15 mm \varnothing , 15 500 Maxwell) an beliebigen Schirmstellen und in beliebiger Richtung. Die für die Entmagnetisierung der Lochmaske günstigste Spulenform erklärt sich aus der Querschnittszunahme des Lochmasken-Halterrahmens zur Schirmmitte hin. Linienzug II gibt die Werte an, die für die Erdfeldkompensation erforderlich sind. Der Linienzug III zeigt die Werte, die sich bei gleichem Spitzenstrom und gleicher Gesamtdrahtlänge der Spulen ergeben (Windungszahlen auf gleichen Spulenwiderstand und damit auf ungefähr gleiche Kosten für alle Formen korrigiert). Bei den durch die Linie IV vorgegebenen AW-Werten herrscht wieder Farbreinheit; der Reststrom kann abgeschaltet werden. Mit Linie V sind Werte aufgetragen, die auf dem Bildschirm der A 63-11 X eine Strahl-Ablenkung von 0,12 mm bei 24 kV Anodenspannung hervorrufen; diese Ablenkung wird bei asynchronem Betrieb nicht mehr als störend empfunden. Die Angaben für die Spulenformen a ... e beziehen sich auf Hauben aus handelsüblichem Blech, 0,75 mm stark, die einem Glühprozeß bei 650 °C unterworfen wurden; c* gibt Werte der Spulenform c mit ungeglühter Haube wieder.

Schaltungen

Von der Schaltung muß ein Wechselstrom mit den je nach Spulenart und Windungszahl aus Bild 2 zu entnehmenden Anfangs-Spitzenwerten der Ampere-Windungszahl (wichtig vor allem die für die Erdfeldkompensation gültigen II-Werte) geliefert werden, der auch von der zweiten (verminderten) Stromamplitude erreicht werden und auf die IV- bzw. V-Werte so abfallen muß, daß die Stromamplitude jeweils $\geq 50\%$ der vorangegangenen ist. Das Abklingen des Stromes kann durch gedämpfte Eigenschwingungen oder bei Netzfrequenzbetrieb durch RC-Glieder, durch temperatur- und spannungsabhängige Widerstände oder durch Kombination der genannten Mittel bewirkt werden. Die Dauer des gesamten Entmagnetisierungsvorganges ist von der Schaltungsart abhängig und nimmt in der Reihenfolge der genannten drei Hauptarten zu.

Die beiden ersten Arten eignen sich infolge des relativ schnellen Ablaufs außer zu einer zwangsweisen Inbetriebnahme durch den Geräteschalter auch zu einer willkürlichen Betätigung über einen Druckknopf.

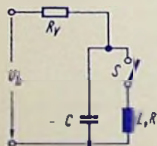


Bild 3

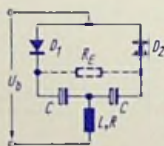


Bild 4

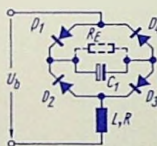


Bild 5

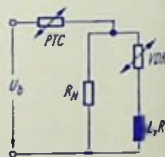


Bild 6

Die erste Schaltung (Bild 3) benötigt als Speisespannung U_b eine Gleichspannung, die drei übrigen Schaltungen (Bilder 4, 5 und 6) arbeiten mit einer Wechselspannung (50-Hz-Netzfrequenz) als U_b .

Schaltung Bild 3 zeigt einen über den aufgeladenen Kondensator C angestoßenen Schwing-

kreis, der gedämpft ausschwingt, wenn $\frac{R^2}{4 \cdot L^2} < \frac{1}{L \cdot C}$ ist. Zu beachten sind die frequenz- und amplitudenabhängigen zusätzlichen Verlustwiderstände (ungefähre Dimensionierung bei Spulenform c: $2 \cdot 100$ Windungen, $R_{sp} = 20 \Omega$, $C = 1,5 \mu F$, $U = 500 V$).

Netzfrequenzschaltungen (50 Hz) nach Bild 4 und 5 erfordern Doppelweggleichrichtung und sind durch den Einfluß eines eventuellen Phasenanschnittes beim Einschalten so auszu-legen, daß der Anfangs-Spitzenstromwert noch von der dritten verminderten Amplitude erreicht wird, was in guter Annäherung durch Verringerung des errechneten maximalen Spulenkreiswiderstandes R auf

$$R' \leq R \cdot (1 - e - R \cdot C \cdot 18)$$

erfüllt werden kann. Die maximal zulässige Amplitudenabnahme wird nicht überschritten, wenn

$$R \cdot C \geq 6,5 \cdot 10^{-3} s$$

ist.

Zwischen diesen beiden Grenzen liegt der mögliche Arbeitsbereich, der mittels Betriebs-spannung und Spulenwindungszahl variiert werden kann.

Werden diese Schaltungen in Verbindung mit einer gleichzeitigen Gerätespeisung einge-setzt, so darf der Verbraucherwiderstand R_E nicht zu niedrig werden, weil sonst der zu-lässige Endwert des Stromes durch die Entmagnetisierungsspule (Bild 2a, Linienzug V) über-schritten wird. Durch Schaltung eines VDR-Widerstandes in Reihe mit der Entmagneti-sierungsspule und eines NTC-Widerstandes parallel zu dieser Serienschaltung kann der Endstrom durch die Spule genügend klein gehalten werden. Die dabei auftretenden Ände-rungen im Anfangs-Spitzenstrom durch Stromteilung und Kurvenformverzerrung und durch Amplitudenabnahme sind zu berücksichtigen.

In der Netzfrequenzschaltung nach Bild 6 ist der PTC-Widerstand im Einschaltmoment niederohmig. Damit wird der VDR-Widerstand ebenfalls niederohmig und die Spule von einem großen Strom durchflossen. Mit zunehmender Erwärmung des PTC-Widerstandes wird dieser hochohmiger, die Spannung an der Reihenschaltung von VDR-Widerstand und Spule sinkt, was ein zusätzliches Zurückgehen des Stromes zur Folge hat. Im End-zustand hält vor allem der Strom über den Nebenwiderstand R_N den Warmzustand des PTC-Widerstandes aufrecht.

Dieser kann durch einen NTC-Widerstand ersetzt werden, was einen leichten Anstieg des Anfangs- und einen stärkeren Abfall des Endstromes zur Folge hat. Der zeitliche Verlauf des Stromes nach Schaltung 6 ist in Bild 7 wiedergegeben. In Bild 2b sind die Meßwerte nach dieser Schaltung in Abhängigkeit vom Spulenwiderstand aufgetragen und können mit den erforderlichen Werten (Bild 2a) verglichen werden. Durch den zeitlich relativ langsamen Ablauf des Entmagnetisierungsvorganges werden die zuvor genannten Be-

dingungen erfüllt. Eine Erhöhung des Nebenwiderstandes R_N von $150\ \Omega$ auf $365\ \Omega$ läßt den Anfangs-Stromwert um etwa 9% ansteigen. (Im Bild 2 b ist oben nur die Kurve für $R_N = 150\ \Omega$ eingetragen.) Der Endwert dagegen steigt, wie dem Bild 2 b (unten) entnommen werden kann, bedeutend stärker an.

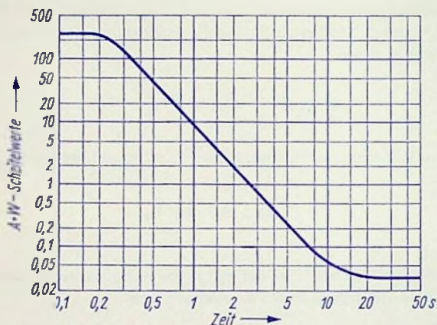


Bild 7

Allgemeine Hinweise

Eine wesentliche Erhöhung der Windungszahlen der Entmagnetisierungsspulen gegenüber den angeführten erfordert die Berücksichtigung ihres induktiven Widerstandes; Hinweise zu seiner Ermittlung siehe Bild 1.

Bei Entmagnetisierungsschaltungen mit zeitlich schnellem Ablauf müssen prellfreie Betätigungen vorgesehen werden.

Fehler durch den Erdfeldeinfluß werden nur dann sicher vermieden, wenn die Farbreinheitseinstellung nach einem Entmagnetisierungsvorgang ohne Richtungsänderung des Empfängers vorgenommen wird. Hierbei und bei späterer Ortsänderung des Empfängers ist stets die Erholungszeit der Schaltung bis zum Erreichen des Anfangs-Spitzenstromwertes zu beachten (Schaltung nach Bild 6 bei Betätigung durch den Gerätenetzschalter etwa 4 min nach dem Abschalten).

In neuen Abschirmhauben kann partiell eine Remanenz vorhanden sein, die über die Schaltung nicht voll beseitigt werden kann. Neue Hauben werden daher vor dem Einbau vorteilhafterweise einem speziellen Entmagnetisierungsprozeß unterworfen.

Farbträger-Generator mit Phasenschieber

Übersicht

Der Farbträger-Generator, dessen Blockschaltplan das Bild 1 zeigt, wurde als Laborgerät gebaut. Es hat sich als vielseitig verwendbares Meß- und Hilfsgerät für das Untersuchen und Entwickeln von Farbfernseh-Empfängerschaltungen erwiesen. Es ist wahlweise auch als Farbträger-Verstärker verwendbar und hat hierfür einen besonderen Eingang, wobei entweder auf den Oszillator oder auf diesen Eingang umgeschaltet werden kann.

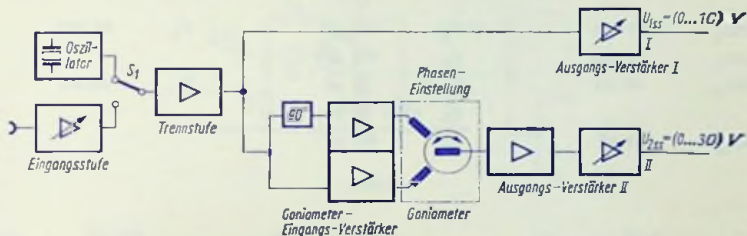


Bild 1

An dem einen der zwei Ausgänge dieses Farbträger-Generators steht eine Spannung $U_{1SS} = (0 \dots 10) \text{ V}$ mit nicht veränderbarer Phase zur Verfügung. Die Phase der am anderen Ausgang verfügbaren Spannung mit $U_{2SS} = (0 \dots 30) \text{ V}$ kann beliebig eingestellt werden. Das Gerät wurde im Interesse einer geringen Wärme-Entwicklung und kleiner Gesamt-abmessungen, soweit dies sinnvoll ist, mit Transistoren bestückt. Jedoch wurden da Röhren eingesetzt, wo dies für das Einstellen der Verstärkung und im Hinblick auf die abge-bare Leistung Vorteile bietet.

Der Oszillator

Bild 2 zeigt dessen Schaltung. Der Oszillator ist mit einem Quarz stabilisiert. Er arbeitet auf der Farbträger-Frequenz von 4,43316875 MHz. Die Frequenz kann jedoch mittels eines Drehkondensators um $\pm 1 \text{ kHz}$ verändert werden. Diese Frequenzänderung ist an der geeichten Skala des Drehkondensators ablesbar.

Eingangsstufe

Diese Stufe (Bild 3) wird mit dem Schaller S_1 anstelle des Oszillators eingeschaltet, wenn die Gesamt-Anordnung als Farbträger-Verstärker dienen soll. Falls eine hohe Eingangs-Impedanz des Verstärkers erwünscht ist, bleibt der Schalter S_2 offen. Er wird geschlossen, wenn für die vorangehende Schaltung der Abschlußwiderstand 75Ω betragen soll. Die Verstärkung der Stufe ist mit dem Widerstand R_1 wählbar.

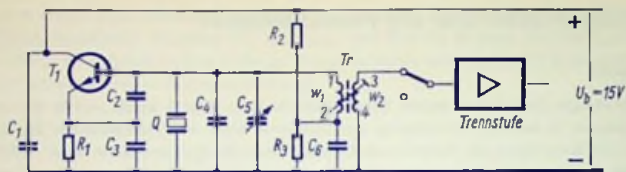


Bild 2

R_1	5,1 k Ω	C_2	150 pF	T_1	BF 185
R_2	5,1 k Ω	C_3	100 pF		
R_3	10 k Ω	C_4	36 pF	Q	Quarz
		C_5	max. 18 pF		
C_1	1 nF	C_6	0,1 μ F		

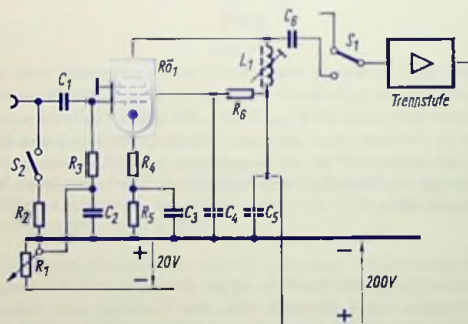


Bild 3

R_1	100 k Ω , linear	R_6	10 k Ω	C_4	10 nF
R_2	75 Ω			C_5	10 nF
R_3	100 k Ω	C_1	10 nF	C_6	10 nF
R_4	50 Ω	C_2	10 nF		
R_5	330 Ω	C_3	10 nF	$R\ddot{o}_1$	EF 183

Durch den nicht überbrückten Kathodenwiderstand R_4 wird erreicht, daß die Phasenlage der Ausgangsspannung bis auf einen Phasenwinkelfehler von max. $\pm 0,5^\circ$ unabhängig von der Einstellung des Verstärkungsgrades bleibt. Als Eingangsspannung ist $U_{in\,ss} = 50\text{ V}$ zulässig, da die beim Herunterregeln der Verstärkung entstehenden Verzerrungen wegen der geringen Bandbreite des Ausgangs-Resonanzkreises ohne Einfluß bleiben.

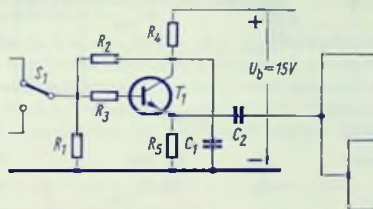


Bild 4

R_1	3,6 k Ω	R_4	240 Ω	C_1	47 nF
R_2	8 k Ω	R_5	510 Ω	C_2	47 nF
R_3	1 k Ω			T_1	BC 130 bzw. BC 238

Trennstufe

Zwischen dem Oszillator bzw. der Eingangsstufe und dem Punkt der Schaltung, an dem sich die Wege für die beiden Ausgänge trennen, ist als Trennstufe (Bild 4) ein Transistor in Collectorschaltung (Emitterfolger) eingefügt. Aufgrund des hohen Eingangswiderstandes der Stufe wird die Oszillator- bzw. die Vorstufe nur wenig belastet. Der niedrige Ausgangswiderstand ist für das Steuern der nachfolgenden Stufe erwünscht.

Ausgangsverstärker für gleichbleibende Phasenlage

Dieser Ausgangsverstärker I (Bild 5) ist wie die Eingangsstufe mit einer Regelröhre vom Typ EF 183 bestückt. Aufgrund des geringen Ausgangswiderstandes der Trennstufe und des nicht überbrückten Kathodenwiderstandes R_3 bleibt der mit dem Einstellen des Verstärkungsgrades zusammenhängende Phasenwinkelfehler unter $0,5^\circ$. Der Ausgangswiderstand dieses Verstärkers beträgt 75 Ω . Die Ausgangsspannung U_{188} ist zwischen 0 V und 10 V einstellbar.

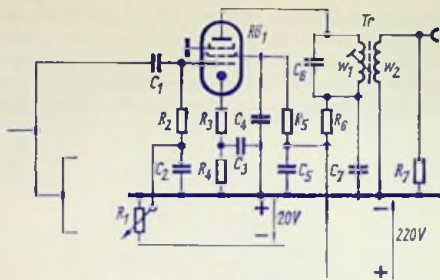


Bild 5

R_1	100 k Ω , linear	R_6	2,7 k Ω	C_4	10 nF
R_2	100 k Ω	R_7	75 Ω	C_5	10 nF
R_3	50 Ω			C_6	30 pF
R_4	300 Ω	C_1	1 nF	C_7	10 nF
R_5	10 k Ω	C_2	10 nF		
		C_3	10 nF	$R\delta_1$	EF 183

Phasenschieber

Dafür dient hier ein Goniometer G (Bild 6). Die Gründe für dessen Wahl sind:

- Der Phasenwinkel ist gleich dem mechanischen Drehwinkel.
- Der Phasenwinkel kann stufenlos variiert werden.
- Der Betrag der abgegebenen Spannung ist unabhängig vom eingestellten Phasenwinkel.

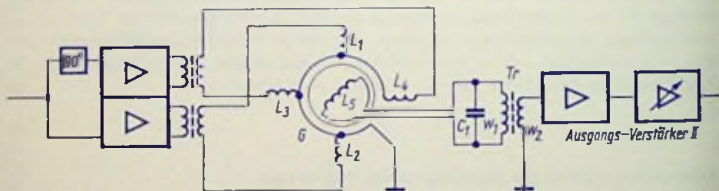


Bild 6

G	Goniometer	C_1	33 pF
-----	------------	-------	-------

Im Goniometer wird ein magnetisches Drehfeld mit Hilfe von zwei feststehenden, um 90° räumlich gegeneinander verdrehten Spulenpaaren in der Weise erzeugt, daß die Spulen-

paare von gegeneinander um 90° phasenverschobenen Strömen durchflossen werden. Das Drehfeld beeinflusst eine verdrehbare Wicklung. Die in dieser Wicklung vom Magnetfeld bewirkte Spannung hat jeweils die Phasenlage, die sich aufgrund ihrer Stellung zu den feststehenden Spulen ergibt.

Das Goniometer muß symmetrisch aufgebaut sein und symmetrisch gespeist werden, damit der Betrag der Ausgangsspannung vom Drehwinkel unabhängig bleibt.

Goniometer-Eingangsverstärker

Meistens werden die Goniometerwicklungen über Gegentakt-Transformatoren gespeist. Hier ist an deren Stelle eine Verstärkerschaltung eingebaut, die aus zwei Transistor-Stufen besteht (Bild 7). Die eine Stufe (Transistor T_1) wird direkt gesteuert, während zum Steuern der anderen Stufe ein Phasen-Drehglied eingefügt ist. Die Phasendrehung kann mit der Spule L_1 auf genau 90° eingestellt werden. An R_1 stellt man den Betrag der Spannung ein.

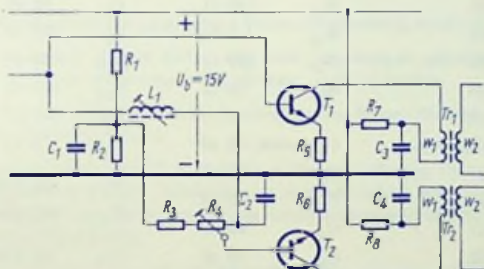


Bild 7

R_1	11 k Ω	R_6	820 Ω	C_3	47 nF
R_2	3,3 k Ω	R_7	330 Ω	C_4	47 nF
R_3	680 Ω	R_8	330 Ω	T_1	BF 115
R_4	300 Ω , linear			T_2	BF 115
R_5	820 Ω	C_1	47 nF		
		C_2	33 pF		

Der Ausgangsverstärker für die Spannung mit veränderbarem Phasenwinkel

Dieser Ausgangsverstärker II (Bild 8) setzt sich zusammen aus einem mit den beiden Transistoren T_1 und T_2 bestückten Impedanzwandler, einer Stufe, deren Verstärkungsgrad am Widerstand R_7 einstellbar ist (Röhre $R\ddot{o}_1$) und einer mit der Röhre $R\ddot{o}_2$ bestückten Leistungs-Endstufe.

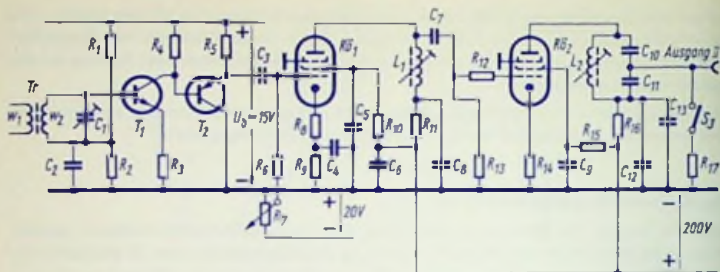


Bild 3

R_1	50 k Ω	R_{13}	10 k Ω	C_7	10 nF
R_2	11 k Ω	R_{14}	100 Ω	C_8	10 nF
R_3	1,5 k Ω	R_{15}	1,3 k Ω	C_9	10 nF
R_4	2 k Ω	R_{16}	300 Ω	C_{10}	60 pF
R_5	1 k Ω	R_{17}	75 Ω	C_{11}	600 pF
R_6	100 k Ω	C_1	max. 40 pF	C_{12}	0,1 μ F
R_7	100 k Ω , linear	C_2	10 nF	C_{13}	10 nF
R_8	50 Ω	C_3	10 nF	T_1	BC 130 bzw. BC 238
R_9	330 Ω	C_4	10 nF	T_2	BC 308
R_{10}	10 k Ω	C_5	10 nF	$R\ddot{o}_1$	EF 183
R_{11}	1 k Ω	C_6	10 nF	$R\ddot{o}_2$	EL 803
R_{12}	1 k Ω	C_8	10 nF		

Technische Daten

Speise-Gleichspannungen für die Transistorstufen	15 V stabilisiert
Röhrenstufen	200 V
Regelung	-20 V

Frequenzen	Verstärker 4,43316875 MHz \pm 20 kHz Bandbreite
	Oszillator 4,43316875 MHz \pm 1 kHz einstellbar

Eingangsspannung für Eingangsverstärker $U_{in ss} = 0,5 \text{ V} \dots 50 \text{ V}$

Ausgangsspannungen	Ausgang I	$U_{1 ss} = 0 \text{ V} \dots 10 \text{ V}$
	Ausgang II	$U_{2 ss} = 0 \text{ V} \dots 30 \text{ V}$

Ausgangswiderstand (Schalter S_3 am Ausgang II geschlossen) 75 Ω

Phasenverschiebung zwischen Ausgang I und Ausgang II von 0° bis 360° stetig veränderbar, maximaler Phasenfehler kleiner als 1,5°

Einfacher Farbstreifen-Generator

Vorbemerkung

Zum Erzeugen von senkrechten Farbstreifen auf dem Bildschirm einer Farbfernseh-Bildröhre benötigt man Steuerspannungen mit Frequenzen, die gleich der Zeilenfrequenz oder ganzzahlige Vielfache hiervon sind. Zum Hervorrufen von waagerechten Farbstreifen hingegen kann man Signale mit einer Frequenz gleich der Netzfrequenz von 50 Hz verwenden. Hierauf beruht der nachstehend beschriebene Farbstreifen-Generator.

Die Steuerspannungen

Man benötigt für die drei Elektronenstrahlen der Lochmasken-Farbfernseh-Bildröhre je eine Steuerspannung. Diese drei Steuerspannungen müssen gegeneinander passend phasenverschoben sein.

Zunächst bietet sich hierfür die gegenseitige Phasenverschiebung um je 120° an.

Eine zweite Möglichkeit besteht darin, daß zwei Spannungen gegenüber der dritten Spannung eine Phasenverschiebung von $+60^\circ$ bzw. -60° aufweisen.

Die Steuerspannungen sollen im Idealfall Rechteckverlauf haben. Die Abweichungen hiervon müssen klein gehalten werden.

Die Netzwechselspannung verläuft im Prinzip zeitlich sinusförmig. Daraus gewinnt man eine Spannung, die angenähert rechteckförmig verläuft, indem man die Sinusspannung mit einem im Vergleich zur Rechteckspannung hohen Scheitelwert auf den niedrigen Wert der Rechteckspannung begrenzt.

Im übrigen benötigt man zum Steuern keine Wechselspannungen, sondern Spannungs-Impulsfolgen. Diese erhält man, indem man mit elektrischen Ventilen nur die Halbwellen eines Vorzeichens zur Geltung kommen läßt.

Gewinnen der erforderlichen Phasenverschiebungen

Mit einer RC-Kombination kann man von einer Wechselspannung leicht eine Teilspannung ableiten, die gegen die Gesamtspannung um 60° vor- oder nachsteilt. Eine um 60° voreilende Teilspannung, die in einem RC-Glied gewonnen wird, hat gegen die um 60° nacheilende Teilspannung eines zweiten, an derselben Gesamtspannung liegenden RC-Gliedes eine Phasenverschiebung von 120° .

Um für die dritte benötigte Spannung gegen die beiden anderen Spannungen auch 120° Phasenverschiebung zu erhalten, muß man aus der Gesamtspannung eine dagegen um 180° phasenverschobene Spannung ableiten. Damit diese Spannung bezüglich ihres Betrages mit den beiden zuvor erwähnten Teilspannungen übereinstimmt, muß sie halb so groß sein wie die Gesamtspannung. Beides erreicht man hier in einfacher Weise mit einem Netztransformator.

Zwei der drei Spannungen gewinnt man, wie bereits erwähnt, mit der Spannungsteilung an den Reihenschaltungen jeweils eines Kondensators mit einem ohmschen Widerstand



Bild 1

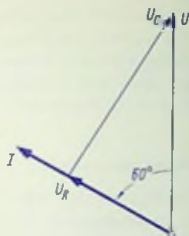


Bild 2

(Bild 1). Die eine Spannung greift man an dem ohmschen Widerstand ab (Bild 2). Als zweite Spannung nutzt man in der entsprechend anders bemessenen RC -Schaltung die

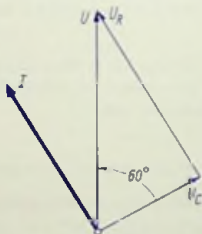


Bild 3

Spannung an der Kapazität aus (Bild 3). Die dritte Spannung greift man von einem Wicklungsteil des Netztransformators direkt, d. h. ohne Spannungsteilung, ab.

In den Bildern 4 und 5 sind die drei gegeneinander um 120° phasenverschobenen Spannungen gemeinsam dargestellt.

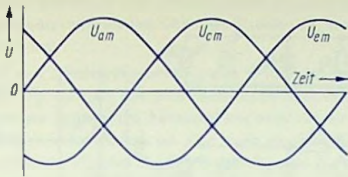


Bild 4

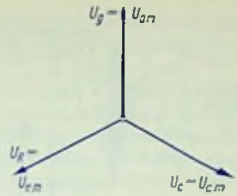


Bild 5

Die **Bilder 6 und 7** zeigen, wie sich die Folge der Spannungen verändert, wenn die **un-**mittelbar am Transformator abgenommene Spannung **umgepolt** wird. Hierbei **ergeben** sich als Phasenverschiebungen der Spannungen gegeneinander $2 \times 60^\circ$ und $1 \times 240^\circ$.

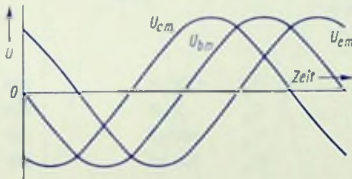


Bild 6

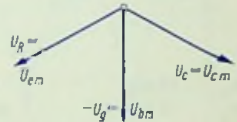


Bild 7

Gesamtschaltung des Generators

Bild 8 enthält den Schaltplan. Der Netztransformator Tr_1 , den man zum Umpolen einer Spannung benötigt und der außerdem die Generator-Ausgänge galvanisch vom Netz trennt, wird über einen doppelpoligen Schalter an die Netzspannung gelegt (in **Bild 8** nicht eingezeichnet). Mit einem Umschalter kann die Eingangswicklung von Tr_1 **umgepolt** werden, womit sich die Phasenfolge der Steuerspannungen umkehrt.

An den Abschnitten der Ausgangswicklung ergeben sich drei einander gleiche Wechselspannungen (übereinstimmender Effektivwert 130 V). Der Schalter, mit dem zwischen den Anschlüssen 3 und 5 gewechselt werden kann, ermöglicht die Wahl zwischen den in den **Bildern 4 ... 7** dargestellten Phasenfolgen (**Bilder 4 und 5** beim Anschluß an Punkt 3, **Bilder 6 und 7** beim Anschluß an Punkt 5).

Die Dioden D_1 , D_2 und D_3 dienen zum Abschneiden der negativen Halbwellen der Wechselspannungen. Die Referenzdioden D_6 , D_7 und D_8 begrenzen gemeinsam mit den Widerständen R_1 , R_9 und R_{10} die positiven Wechselspannungs-Halbwellen. An diesen Dioden sind Impulsspannungen verfügbar, die vom Rechteckverlauf nur wenig abweichen.

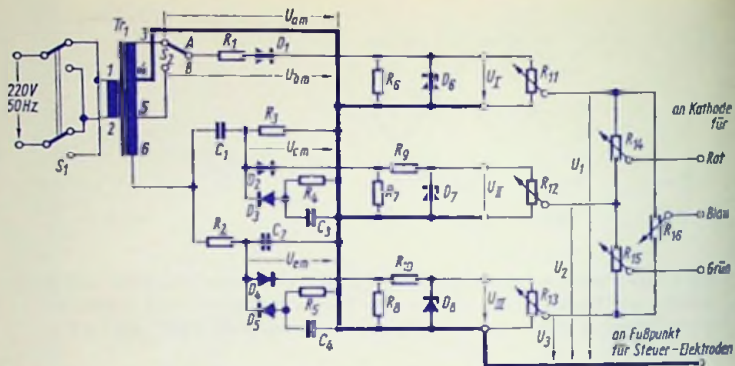


Bild 8

R_1	10 k Ω	1 W	C_1	1,47 μ F	250 V
R_2	4 k Ω	24 W	C_2	2 μ F	250 V
R_3	1,4 k Ω	16 W	C_3	100 μ F	250 V
R_4	5,1 k Ω	1 W	C_4	100 μ F	250 V
R_5	15 k Ω	1 W			
R_6	51 k Ω	0,5 W	D_1	1 N 4005	
R_7	51 k Ω	0,5 W	D_2	1 N 4005	
R_8	51 k Ω	0,5 W	D_3	1 N 4005	
R_9	6,2 k Ω	1 W	D_4	1 N 4005	
R_{10}	6,2 k Ω	1 W	D_5	1 N 4005	
R_{11}	100 k Ω , linear	0,5 W	D_6	BZY 92/C 5 V 6	
R_{12}	100 k Ω , linear	0,5 W	D_7	BZY 92/C 5 V 6	
R_{13}	100 k Ω , linear	0,5 W	D_8	BZY 92/C 5 V 6	
R_{14}	100 k Ω , linear	0,5 W			
R_{15}	100 k Ω , linear	0,5 W			
R_{16}	100 k Ω , linear	0,5 W			

Tr_1 Netztransformator, Kern M 74

w_{12}	1200 Windungen	0,35 CuL
w_{34}	745 Windungen	0,1 CuL
w_{45}	745 Windungen	0,3 CuL
w_{56}	745 Windungen	0,3 CuL

Beim Bemessen der Widerstände R_2 und R_3 ist zu berücksichtigen, daß während der positiven Halbwellen über die Dioden D_2 und D_4 die nachfolgende Schaltung angeschlossen wird.

Mit den Dioden D_3 und D_5 , den Widerständen R_4 und R_5 sowie mit den Kondensatoren C_3 und C_4 werden die nicht benutzten Spannungs-Halbwellen ebenfalls belastet, um so eine gewisse Symmetrie herzustellen, wie sie für die genaue Einstellung der Phasenverschiebungen erforderlich ist. Für ganz exaktes Einstellen ist es zweckmäßig, die Widerstandswerte von R_2 und R_3 sowie von R_4 und R_5 bei gleichzeitiger Kontrolle mit einem Oszillographen zu variieren.

Die Spannungen und die Farben der Streifen

Bild 9 veranschaulicht, wie aus den Sinusspannungen die Spannungs-Rechteckimpulse entstehen, wenn durch Ventile nur die positiven Spannungshalbwellen zur Auswirkung kommen und mit Referenz-Dioden deren Augenblickswerte stark begrenzt werden.

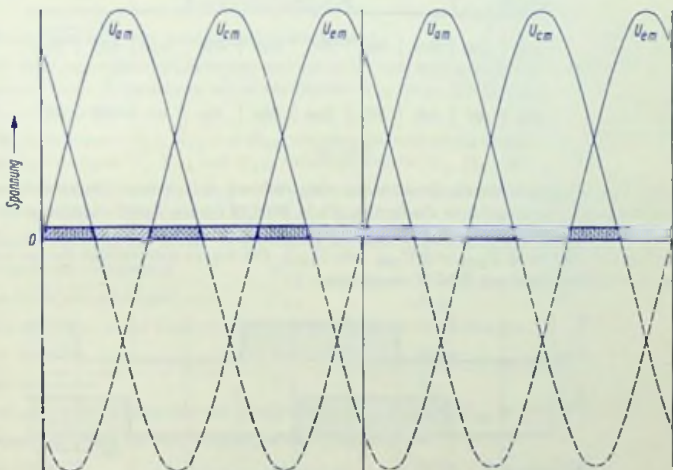


Bild 9

Dabei gehören zur Spannung die Impulse

U_{am}
 U_I

Rotstrahl

U_{cm}
 U_{II}

Grünstrahl

U_{em}
 U_{III}

Blaustrahl,

falls die in Bild 8 eingezeichneten Einstellungswiderstände $R_{11} \dots R_{16}$ so eingestellt sind, daß die vollen Werte der Spannungen U_I, U_{II}, U_{III} an den Ausgängen Rot, Blau, Grün liegen.

Hiermit ergeben sich auf dem Bildschirm insgesamt sechs waagerechte Streifen. Für das Steuern der drei Elektronenstrahlen bestehen zwei Möglichkeiten:

1. Man geht von den zum Weißabgleich gehörenden maximalen Strahlströmen aus. In diesem Fall, der für die Praxis vorzuziehen ist, legt man die Spannungen U_I , U_{II} , U_{III} an die Kathoden der Lochmasken-Fernseh-Bildröhre gegen den Fußpunkt für die Steuer-Elektroden. Diese Möglichkeit ist im Bild 8 angedeutet. Mit den Spannungen

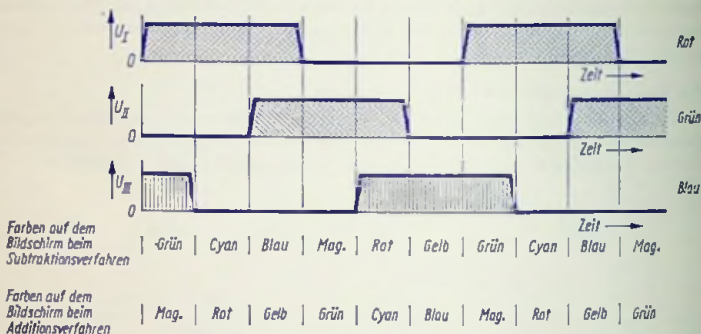


Bild 10

U_I , U_{II} , U_{III} werden die Strahlströme entsprechend unterdrückt (Subtraktionsverfahren). Hierzu gehören die Farben, die in Bild 10 (obere Zeile) angegeben sind. Legt man den Schalter S_2 von Stellung A nach Stellung B um, so bedeutet dies ein Umpolen der Spannung U_{am} (statt U_{am} jetzt U_{bm}). Die hierzu gehörenden Farben sind in der oberen Zeile von Bild 11 eingetragen.

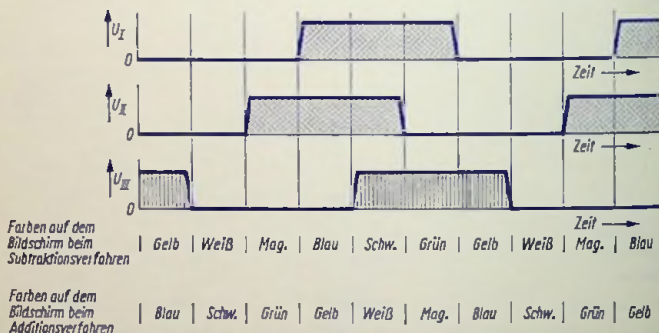


Bild 11

2. Man geht von den unterdrückten Strahlströmen aus und legt die positiven Spannungen U_I , U_{II} , U_{III} an die Steuer-Elektroden gegen die Kathoden. Damit steuern diese Spannungen die Strahlströme auf (Additionsverfahren). Das Ergebnis sind dann die in den unteren Zeilen der Bilder 10 und 11 angegebenen Farben.

Auf dem Bildschirm ist meistens einer der sechs Streifen aufgeteilt: Er erscheint zum Teil am oberen und zum Teil am unteren Bildrand. Weil die Halbbild-Ablenkfrequenz nur ausnahmsweise genau mit der Netzfrequenz übereinstimmt, laufen die Streifen langsam senkrecht nach oben oder unten über den Bildschirm.

Mit dem vor dem Netztransformator angeordneten doppelpoligen Umschalter kann, wie bereits angedeutet, die Aufeinanderfolge der Farbstreifen umgekehrt werden.

In der Stückliste sind Begrenzer-Dioden mit U_Z ca. 6 V vorgesehen. Damit sind für volles Durchsteuern der Bildröhrenkennlinie Chroma-Verstärkerstufen zwischen dem Ausgang der Schaltung und den Steuerelektroden der Bildröhre erforderlich (Polarität der Spannungen beachten).

Einstellbarkeit der Ausgangsspannungen

Um die Ausgangsspannungswerte wählen zu können, sind in der Schaltung nach Bild 8 insgesamt sechs Widerstände mit einstellbarem Abgriff an die Ausgänge von U_I , U_{II} und U_{III} angeschlossen.

Die Widerstände R_{11} , R_{12} und R_{13} , die eine Sternschaltung bilden, ermöglichen es, von den Spannungen U_I , U_{II} und U_{III} beliebige Anteile (U_1 , U_2 und U_3) abzugreifen.

An den Widerständen R_{14} , R_{15} und R_{16} , die zusammen eine Dreieckschaltung bilden, kann man Anteile der Spannungen U_1 , U_2 und U_3 mischen.

Liegen die Abgriffe dieser Widerstände so, daß folgende Abgriff-Zuordnung besteht:

Abgriff von Widerstand	R_{11}	R_{15}	R_{16}
am Ende, das an Abgriff von	R_{11}	R_{12}	R_{13}
angeschlossen ist, so ergeben sich an den Ausgängen der Schaltung:			
am Ausgang	Rot	Grün	Blau
die Spannung	U_1	U_2	U_3

Befinden sich die Abgriffe der Widerstände R_{11} , R_{15} und R_{16} an den entgegengesetzten Enden, so treten an den Ausgängen der Schaltung auf:

am Ausgang	Rot	Grün	Blau
die Spannung	U_2	U_3	U_1

Befinden sich die Abgriffe der Widerstände R_{11} , R_{15} und R_{16} in deren Mitten, so treten an den Ausgängen der Schaltung auf:

am Ausgang	Rot	Grün	Blau
die Spannung	$(U_1 + U_2) : 2$	$(U_2 + U_3) : 2$	$(U_3 + U_1) : 2$

Mit dem Verstellen der Abgriffe der Widerstände $R_{11} \dots R_{16}$ kann man somit die Leuchtdichten, die Sättigungsgrade sowie die Farbtöne der Streifen beeinflussen.

5,5-MHz-Ton-Zf-Verstärker

Grundsätzliches

Der hier beschriebene zweistufige, mit Silizium-Planar-Transistoren BF 184 bestückte Verstärker wird von dem aus dem Video-Demodulator stammenden Ton-Zf-Signal gesteuert. Dabei wird mit einem im Eingang des Ton-Zf-Verstärkers liegenden Reihenresonanzkreis das Ton-Zf-Signal für den Videoverstärker genügend abgesenkt und für den Ton-Zf-Verstärker selektiv ausgekoppelt.

Die Ton-Zf-Urspannung \tilde{U}_{TZ0} im Video-Demodulator würde bei einem BAS-Signal von $U_{BASS} = 3\text{ V}$ im Bereich des Tonträgers (gemäß der genormten Absenkung von 36 dB) etwa 25 mV betragen. Unter Berücksichtigung einer lüftflachen Sicherheit muß der Verstärker auch noch bei $\tilde{U}_{TZ0} \approx 5\text{ mV}$ einwandfrei arbeiten.

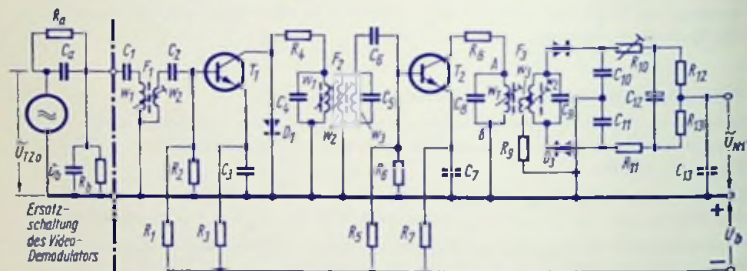


Bild 1

R_a	1,5 k Ω	C_2	4,7 nF
R_b	3,3 k Ω	C_3	22 nF
R_1	110 k Ω	C_4	330 pF
R_2	39 k Ω	C_5	330 pF
R_3	10 k Ω	C_6	4,7 nF
R_4	150 Ω	C_7	22 nF
R_5	82 k Ω	C_8	150 pF
R_6	12 k Ω	C_9	82 pF
R_7	8,2 k Ω	C_{10}	560 pF
R_8	820 Ω	C_{11}	560 pF
R_9	56 Ω	C_{12}	5 μ F
R_{10}	1 k Ω , lin.	C_{13}	5,6 nF
R_{11}	220 Ω	D_1	AA 112
R_{12}	10 k Ω	D_2	AA 112
R_{13}	10 k Ω	D_3	AA 112
C_a	10 pF	T_1	BF 184
C_b	5 pF	T_2	BF 184
C_1	5 pF		

$U_b = -30\text{ V}$

F_1 Bausatz D 21—1549 mit Kappenkern
Kernmaterial FC I

w_1 95 Windungen 0,2 CuLS

w_2 3 Windungen 0,2 CuLS

F_2 Bausatz D 22—1437 mit aufgeschnittenen Kappenkern
Kernmaterial FC I

w_1 18 Windungen 0,32 CuLS

w_2 18 Windungen 0,32 CuLS

w_3 3 Windungen 0,32 CuLS

F_3 Bausatz D 22—1624 mit aufgeschnittenen Kappenkern
Kernmaterial FC I

w_1 30 Windungen 0,15 CuLS

w_2 2 x 20 Windungen 0,15 CuLS

w_3 10 Windungen 0,15 CuLS

Alle Spulen-Bausätze von Fa. Vogt & Co.

Am Ausgang des Video-Demodulators steht eine Ton-Zf-Leistung von etwa 3 nW zur Verfügung. Durch Verluste im Filter und Fehlanpassung bedingt, ergibt sich bis zum Eingang des ersten Transistors ein Leistungsverlust von rund 7 dB, womit die Steuerleistung an der Basis dieses Transistors noch etwa 0,6 nW beträgt. Am Dioden-Lastwiderstand ($\approx 20 \text{ k}\Omega$) des Ratio-Detektors soll eine Summen-Richtspannung \tilde{U}_{richt} von rund 2 V auftreten. Dazu gehört am Ausgang der zweiten Verstärkerstufe eine Signalleistung von etwa $(2 \text{ V})^2 : (20 \text{ k}\Omega) = 2 \cdot 10^{-4} \text{ W} = 200 \mu\text{W}$. Dem hiermit gegebenen Leistungsverhältnis von $200 \mu\text{W} : (0,6 \text{ nW})$ entspricht eine notwendige Leistungsverstärkung von 55 dB.

Die Schaltung

Eine Leistungsverstärkung von 55 dB kann mit den Silizium-Planar-Transistoren BF 184 in einem Verstärker aus zwei nichtneutralisierten Stufen — bei genügender Stabilität — erreicht werden. Bild 1 zeigt den Schaltplan eines solchen Verstärkers.

In diesem Schaltplan ist links die für die Ton-Zf-Spannung maßgebende Ersatzschaltung des Video-Demodulators (\tilde{U}_{TZ0} als Ursprung sowie R_a , R_b , C_a und C_b als Elemente der Innen-Ersatzschaltung) eingetragen. Die Eingangs-Reihenresonanzschaltung des Verstärkers besteht aus C_1 und ω_1 von F_1 . Mit der Diode D_1 und dem Widerstand R_1 wird die Aussteuerung des Transistors T_1 begrenzt. Damit werden der Abreiß-Effekt vermieden und die AM-Unterdrückung verbessert. Diese bringt man im übrigen mit Einstellen am Widerstand R_{10} auf ihren höchsten Wert.

Zum Verhindern des Abreiß-Effektes am Collector von T_2 ist in der zweiten Stufe der Widerstand R_8 eingefügt.

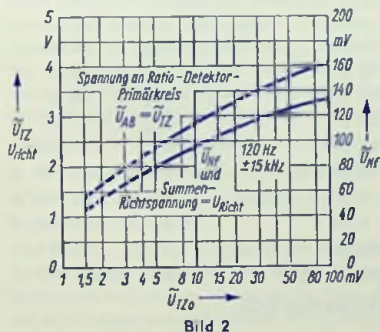


Bild 2

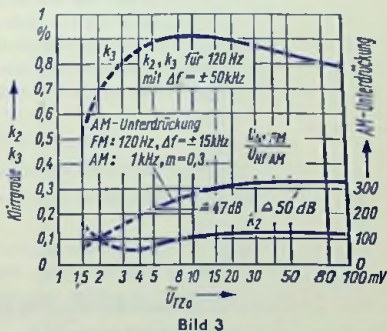


Bild 3

Die Schaltung wird mit einer Speisespannung $U_b \approx -30 \text{ V}$ betrieben und benötigt einen Strom von rund 6 mA. Bei Einsatz der Begrenzung beträgt die Bandbreite rund 160 kHz. In den Bildern 2 und 3 sind die an der Schaltung gemessenen Werte als Funktionen der Ursprungsspannung \tilde{U}_{TZ0} aufgetragen. Für die Summen-Richtspannung wird hier ein Mindestwert von 2 V vorausgesetzt. Dazu gehört $\tilde{U}_{TZ0} = 5 \text{ mV}$. Deshalb sind die Kennlinien für die unter 5 mV liegenden Werte von \tilde{U}_{TZ0} gestrichelt.

Ton-Zf-Verstärker mit selbstbegrenzendem Demodulator

Übersicht über die Schaltung

Der hier zu beschreibende Ton-Zf-Verstärker für 5,5 MHz setzt sich zusammen aus einem zweifachen Eingangstfilter, einer aperiodischen Vorstufe, einer mit zwei Transistoren bestückten Begrenzerstufe, einem neuartigen, bei kleinen Eingangsspannungen selbstbegrenzenden Demodulator und einer NF-Vorstufe (Bild 1).

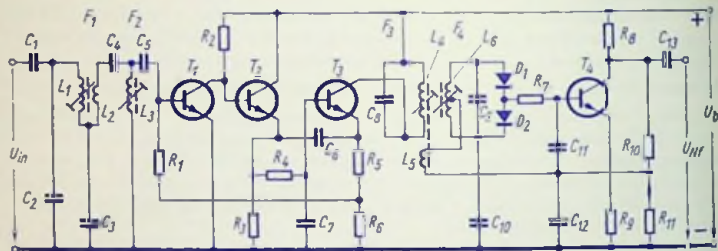


Bild 1

R_1	12 k Ω	R_{11}	11 k Ω	C_{10}	68 pF
R_2	1,8 k Ω	C_1	5 pF	C_{11}	5 nF
R_3	5,6 k Ω	C_2	15 pF	C_{12}	2 μ F
R_4	12 k Ω	C_3	220 pF	C_{13}	1 μ F
R_5	3,9 k Ω	C_4	27 pF	T_1	BF 254
R_6	1,5 k Ω	C_5	33 pF	T_2	BC 148
R_7	620 Ω	C_6	5 nF	T_3	BC 148
R_8	9,1 k Ω	C_7	5 nF	T_4	BC 148
R_9	330 Ω	C_8	330 pF	D_1	AA 119
R_{10}	39 k Ω	C_9	470 pF	D_2	AA 119

Für sämtliche Spulen Bausatz D 41—2165 der Firma Vogt & Co.

Kernmaterial für alle Spulenkerne FC I

Filter 1	L_1	70 Windungen 0,07 CuL
	L_2	14 Windungen 0,07 CuL
Filter 2	L_3	60 Windungen 0,07 CuL
Filter 3	L_4	15 Windungen 0,1 CuL
	L_5	10 Windungen 0,1 CuL
Filter 4	L_6	2x11 Windungen bifilar 0,1 CuL

Neuartiger FM-Demodulator

Im üblichen, selbstbegrenzenden Ratio-Detektor können AM-Störmodulationen nur bei Störmodulationsgraden unter etwa 0,5 hinreichend unterdrückt werden. In Fernsehempfängern muß man jedoch mit noch höheren Störmodulationsgraden rechnen. Außerdem ist bei langsamen Amplitudenschwankungen, denen die Richtspannung am Ladekondensator folgen kann, keine Selbstbegrenzung des Ratio-Detektors wirksam.

In dem Demodulator nach Bild 1 setzt die Selbstbegrenzung bereits bei sehr niedrigen Spannungen ein und wirkt dabei auch langsamen Amplitudenschwankungen entgegen — ohne daß der sonst erforderliche Elektrolyt-Ladekondensator benötigt wird, der eine Integration der Schaltung erschweren würde.

Daß die Begrenzerwirkung des neuen Demodulators bei höheren Spannungen merklich nachläßt, ist bedeutungslos, weil dabei die vorgeschaltete Begrenzerstufe wirksam wird. Den Nachteil eines geringen Wertes der NI-Ausgangsspannung des neuen Demodulators (etwa 10 mV bei 10 kHz Hub) gleicht man mit einer zusätzlichen NI-Stufe aus.

Wirkungsweise des neuen Demodulators

Wie Bild 1 erkennen läßt, liegt die Reihenschaltung der beiden Dioden D_1 und D_2 parallel zum Ausgangskreis des Demodulatorfilters $F_3 F_4$. Diese Dioden bedämpfen den Kreis $L_0 C_9$ in einem von der Amplitude der Signalspannung abhängenden Ausmaß. Das wirkt sich zusätzlich in dem Aufteilen der an der Wicklung L_6 verfügbaren Spannung aus:

Über die beiden Hälften der Wicklung L_6 kommt nur ein Teil dieser Spannung an den Dioden zur Geltung. Der andere Teil davon entfällt auf die Reihenschaltung des Widerstandes R_7 mit dem Kondensator C_{11} . Da der Diodenleitwert mit zunehmender Amplitude der Signalspannung ansteigt, wird hiermit der auf den Widerstand R_7 entfallende Anteil der an L_6 verfügbaren Spannung größer. Deshalb fällt der an den Dioden für die Demodulation in Betracht kommende Anteil geringer aus.

Die Begrenzerwirkung entsteht somit aus dem Zusammenspiel

- der mit der Amplitude der Signalspannung steigenden Dämpfung des Kreises $L_0 C_9$ und
- des damit verbundenen Absinkens des auf die Dioden entfallenden Anteils des erhöhten Signalspannungswertes.

Von Änderungen der Amplitude der Signalspannung werden auch die Kapazitäten der beiden Dioden beeinflußt. Die daraus folgenden Verstimmungen könnten die eben beschriebene Begrenzerwirkung stören. Dem wirkt man entgegen, indem der Kreis $L_0 C_9$ mit einer relativ hohen Kapazität für C_9 ausgeführt wird.

Gesamtschaltung

Das Ton-Zf-Signal kommt vom Video-Ton-Gleichrichter (für Messungen an der Schaltung so ersetzt, wie Bild 2 dies zeigt) an die Filter-Kombination $F_1 F_2$. Diese Filter sind so bemessen und abgeglichen, daß sich für etwa 4,5 MHz ein Dämpfungspol ergibt (Bild 3). Hiermit werden sonst mögliche Störungen des Ton-Zf-Signals seitens des Fortträgers und dessen Oberwellen vermieden.

Die aperiodisch arbeitende erste Stufe ist mit dem hoch verstärkenden Transistor BF 254 bestückt.

Mit der galvanischen Ankopplung der Begrenzer-Stufe (T_2, T_3) an die Eingangs-Stufe und der Gleichstrom-Gegenkopplung mit R_1 , R_5 und R_8 werden die Collector-Gleichströme der Transistoren T_2 und T_3 ausreichend konstant gehalten.

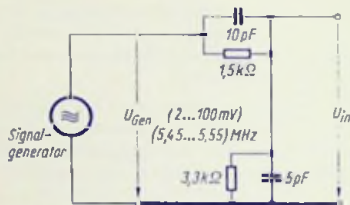


Bild 2

Der Collector-Gleichstrom von etwa 1 mA im Transistor der NI-Stufe (T_3) wird mit dem Emittterwiderstand R_8 und der Gleichstrom-Gegenkopplung vom Abgriff zwischen R_{10} und R_{11} über L_5 , L_6 , die Dioden und R_7 auf die Basis dieses Transistors erreicht. Eine

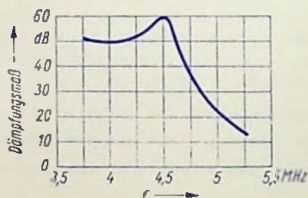


Bild 3

Nf-Gegenkopplung ist dabei mit C_{12} verhindert. Der Transistor T_4 muß einen hohen Gleichstrom-Verstärkungsfaktor aufweisen. Sein Basisstrom fließt nämlich über eine der zwei Dioden und muß deshalb so klein sein, daß er die Symmetrie des Demodulators noch nicht merklich beeinträchtigt.

Meßergebnisse

Zum Messen wurde die Signalgenerator-Ausgangsspannung U_{Gen} über das mit Bild 2 veranschaulichte Glied an den Eingang des Ton-Zf-Verstärkers gegeben.

Die Bilder 4 und 5 enthalten die Meß-Resultate. Hierin sind:

- U_{Gen} Signalgenerator-Ausgangsspannung \approx Ton-Zf-Urspannung
 U_{Nf} NF-Ausgangsspannung (Hub ± 25 kHz mit 120 Hz)
 U_{Nf} (FM: Hub ± 25 kHz mit 120 Hz)
 $U_{Stör}$ AM-Störunterdrückung (AM: $m = 0,3$ mit 1 kHz)
 $I_{C\sim}$ Kurzschluß-Wechselstrom am Ausgang der Begrenzerstufe
 k_2, k_3 Demodulations-Klirrfaktoren (Hub ± 50 kHz mit 120 Hz)
 Alle Strom- und Spannungswerte sind Effektivwerte.

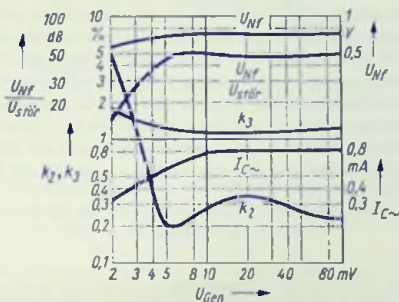


Bild 4

Die Begrenzerstufe wirkt sich, wie in Bild 4 mit $I_{C\sim}$ veranschaulicht, ab etwa $U_{Gen} = 10$ mV aus.

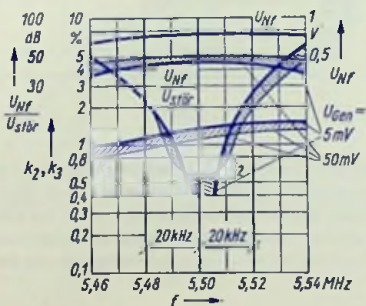


Bild 5

In Bild 5 sind die Kennlinien für $U_{Gen} = 5$ mV dick gezeichnet, weil sie die Wirkung der neuen Begrenzerschaltung betreffen.

Einfluß der Spannung am Video-Demodulator auf die Gradation

Übersicht

Unter Gradation versteht man bei Fernseh-Empfängern die Abstufung der Grauwerte auf dem Bildschirm. Das Ziel der im folgenden beschriebenen Untersuchung war es, festzustellen, in welcher Weise sich die Gradation bei verschiedenen Werten der Ausgangsspannung des Video-Demodulators (bei gleichbleibender Modulation des Zi-Signals vor dem Demodulator) verändert.

Zum Beurteilen der Gradation verwendet man ein Signal, mit dem auf dem Bildschirm des Fernseh-Empfängers eine »Grautreppe« entsteht. Dies ist eine Folge aneinandergereihter Streifen, deren Leuchtdichte vom Minimum (Schwarz) bis zum Maximum (Weiß) stufenweise zunimmt. Für die quantitative Beurteilung wird diese »Grautreppe« des Videosignals auf der Bildröhre eines Oszillographen sichtbar gemacht. Der hier beschriebenen Untersuchung ist ein Grautreppe-Signal mit neun untereinander gleichen Stufen (Bild 1) zugrunde gelegt. Gradationsverzerrungen bestehen darin, daß die Höhenverhältnisse der einander entsprechenden Stufen am Eingang und am Ausgang des Demodulators nicht übereinstimmen.

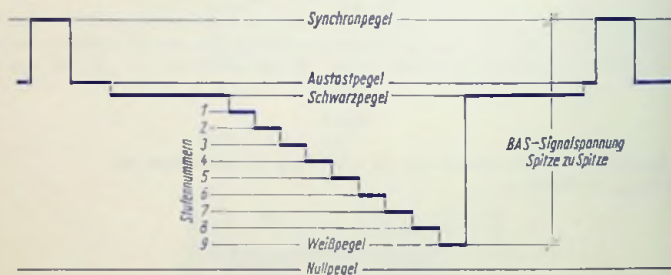


Bild 1

Ein mäßiges Vermindern der Gradation im Bereich der höchsten Leuchtdichte-Stufen stört den Betrachter des wiedergegebenen Bildes erfahrungsgemäß kaum. Es vermindert überdies die Wahrnehmbarkeit des Flimmerns. In diesem Sinne hat sich gezeigt, daß ein Abschwächen der Höhe zwischen den Stufen 8 und 9 des Grautreppe-Signals nach Bild 1 auf etwa das 0,7fache der Sollhöhe zwischen dem Schwarzpegel und der Stufe 1 dieses Signals noch zulässig ist.

Messung

Untersucht wurde ein Video-Demodulator mit der Schaltung nach Bild 2. An den Klemmen 1—1 lag ein auf der Zwischenfrequenz arbeitender Meßsender, dessen Amplitude mit dem

In Bild 1 dargestellten Grautreppen-Signal moduliert war. Verglichen wurden die Oszillogramme der Spannung u_{in} und u_{out}

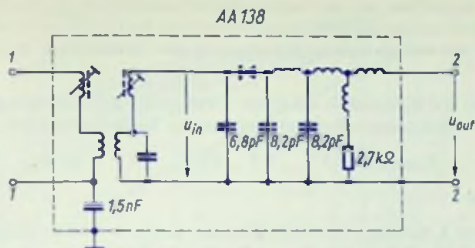


Bild 2

Um die Einflüsse der möglichen Streuungen der Dioden-Daten zu berücksichtigen, wurde die Demodulatorschaltung für die Messungen nacheinander mit mehreren Exemplaren des

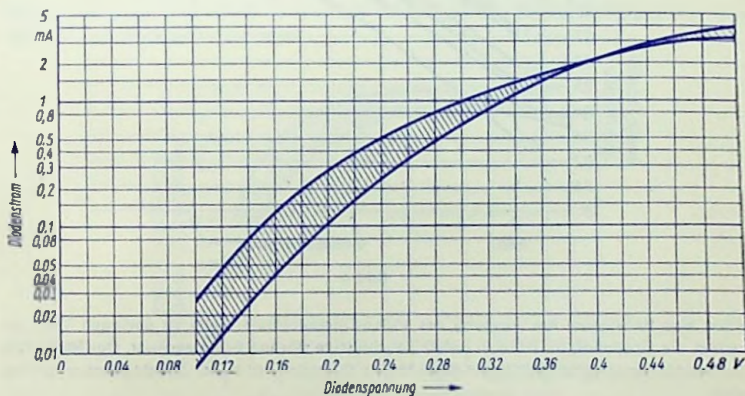


Bild 3

Dioden-Typs AA 138 bestückt, die entsprechend dem in Bild 3 angegebenen Streubereich ausgesucht waren. Bei den Messungen betrugen die Betriebs-Temperaturen (t_{amb}) 25 °C und 60 °C.

Die Messungen wurden mit hohen Werten der BAS-Signalspannung U_{outss} am Ausgang des Video-Demodulators begonnen. Dabei zeigte sich, daß bis herunter auf einen Wert von $U_{outss} = 2,5 \text{ V}$ noch keine Gradationsverzerrungen auftraten, d. h. die Stufenhöhen-Verteilung war gegenüber der des modulierten Eingangssignals u_{in} noch nicht merklich verändert. Deshalb konnte die Stufenhöhen-Verteilung für $U_{outss} = 2,5 \text{ V}$ als Grundlage zum Beurteilen der mit geringeren Signalspannungen gewonnenen Ergebnisse gewählt werden.

Bestimmt wurden die Stufenhöhen mit einem Elektronenstrahl-Oszillographen bei folgenden Werten der BAS-Signalspannung am Ausgang des Video-Demodulators:

$$U_{outss} = 2,5 \text{ V} \quad 1 \text{ V} \quad 0,5 \text{ V} \quad 0,2 \text{ V} \quad 0,1 \text{ V}$$

Meßergebnisse

Die Bilder 4 und 5 enthalten die Meßergebnisse. In diesen Bildern sind für $U_{outss} = 0,5 \text{ V}$ bzw. $= 1 \text{ V}$ mit den schraffierten Streifen die dem Bild 3 entsprechenden Streubreiche angedeutet, wie sie sich mit den verschiedenen Exemplaren des Diodentyps AA 138 ergaben.

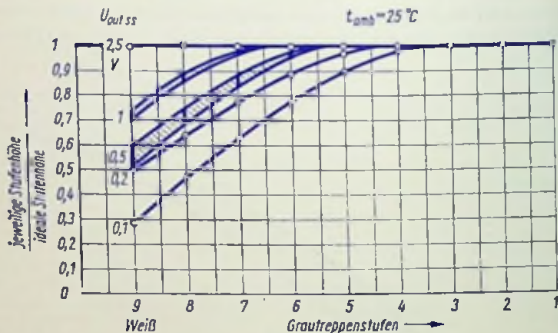


Bild 4

Hat das BAS-Signal am Ausgang des Video-Demodulators einen zu geringen Wert, so wird die Gradation im Bereich hoher Leuchtdichte störend beeinträchtigt. Das heißt: Die Leuchtdichte-Unterschiede fallen dann in den Bildteilen mit hoher Leuchtdichte zu gering aus.

$U_{outss} = 1 \text{ V}$ erwies sich im Hinblick auf zulässige Gradationsverzerrungen bei der Demodulation als noch brauchbar.

Den Zusammenhang zwischen dem Demodulator-Wirkungsgrad (Verhältnis der Ausgangsspannung U_{outss} zur Eingangsspannung U_{inss} des Demodulators) und der Demodulator-Ausgangsspannung U_{outss} des Video-Demodulators mit dem von den Dioden herrüh-

enden Streubereich zeigt Bild 6. Bei idealer Spitzenwert-Gleichrichtung ergäbe sich für der Wert 0,45, weil im Demodulator lediglich die Zi-Spannungs-Halbwellen eines

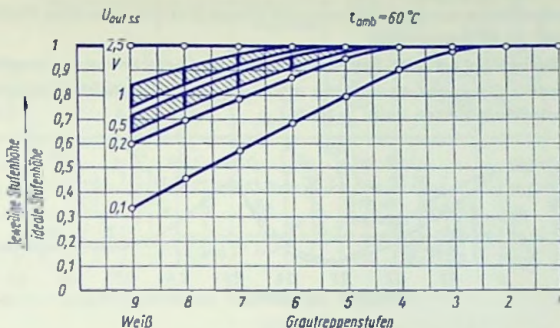


Bild 5

Vorzeichens ausgenutzt werden und der Modulationsbereich für das BAS-Signal nur das 0,9fache des Synchronwertes umfaßt.

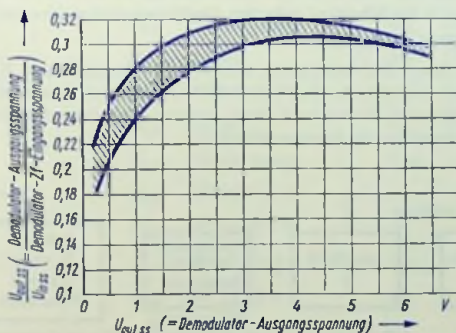


Bild 6

Wie man aus Bild 6 entnehmen kann, ist es auch im Hinblick auf das Ausnutzen der Zi-Eingangsspannung nicht zu empfehlen, mit einer BAS-Signal-Ausgangsspannung des Video-Demodulators $U_{out\ ss}$ unter 1 V zu arbeiten.

Eisenlose Vertikal-Ablenkschaltung für 200 V Speisespannung

Eigenschaften und Besonderheiten

Diese Ablenkschaltung wurde für Schwarzweiß-Geräte (110°/18 kV) und die TELEFUNKEN-Ablenkeinheit AE 67/7 entwickelt.

Die Schaltung benötigt bei 200 V Betriebsspannung eine Speiseleistung von ungefähr 5,6 W.

Die differentielle Geometrie-Abweichung ist kleiner als $\pm 5\%$ (Bild 1). Die Abweichungen der Auslenkung bleiben unter $\pm 0,5\%$.

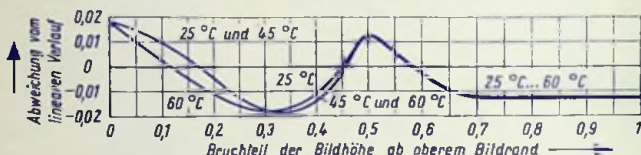


Bild 1

Zum Stabilisieren dient eine Hilfsspannung mit einem konstant gehaltenen Wert von 200 V (Strom etwa 0,9 mA).

Für das Synchronisieren wird ein Synchronisiersignal-Gemisch mit einer Amplitude von etwa 20 V benötigt. Das Netzwerk zum Gewinn des Vertikal-Synchronisiersignals aus diesem Gemisch ist in der Schaltung enthalten. Die Eingangs-Impedanz beträgt rund 12 k Ω .

Bild 2 zeigt den Blockschaltplan.

Der Schaltstufe können Rechteckimpulse zum Rücklauf-Austasten mit $U_{ss} \approx 125$ V entnommen und dem Gitter 1 der Fernseh-Bildröhre zugeführt werden. Dabei tastet man den Horizontal-Rücklauf im Interesse eines sicheren Zwischenzeilen-Einsatzes getrennt aus (z. B. am Schirmgitter der Fernseh-Bildröhre).

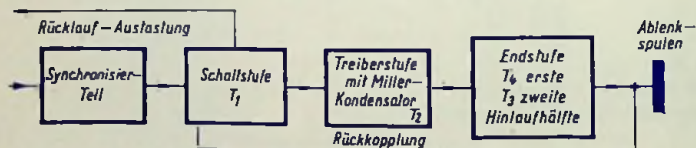


Bild 2

Beim direkten Einschalten an eine schon bestehende »harte Speisespannung« würden die Endtransistoren stark überlastet. Deshalb muß man gegebenenfalls zwischen Speisespannung und Ablenkschaltung für eine Zeitkonstante von wenigstens etwa 100 ms sorgen.

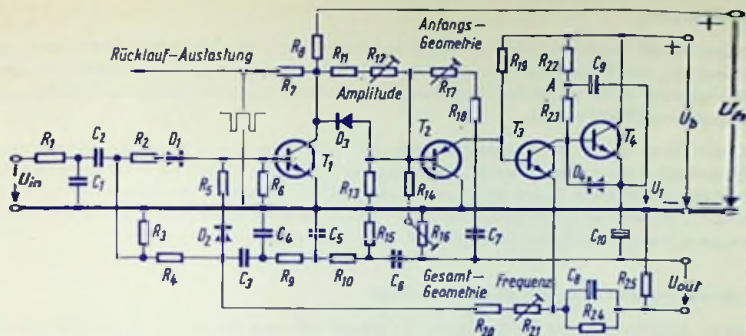


Bild 3

R_1	12 k Ω	R_{10}	100 k Ω linear	C_5	100 nF 5% 125 V —
R_2	3,3 k Ω	R_{17}	10 k Ω linear	C_6	330 nF 250 V —
R_3	470 k Ω	R_{18}	10 k Ω	C_7	150 nF 250 V —
R_4	1 M Ω	R_{19}	100 k Ω 0,5 W	C_8	250 μ F 15/18 V
R_5	1,5 k Ω 2%	R_{20}	43 k Ω	C_9	0,5 μ F 250/285 V
R_6	33 k Ω	R_{21}	25 k Ω linear	C_{10}	25 μ F 250/285 V
R_7	22 k Ω min.	R_{22}	22 k Ω 0,5 W	D_1	BA 147/50
R_8	120 k Ω	R_{23}	22 k Ω 0,5 W	D_2	BAY 87
R_9	680 Ω 2%	R_{24}	330 Ω 2% 0,5 W	D_3	BAY 88
R_{10}	1,2 k Ω 2%	R_{25}	39 Ω 2%	D_4	BAY 86
R_{11}	82 k Ω	C_1	22 nF 125 V —	T_1	BF 178
R_{12}	100 k Ω linear	C_2	10 nF 125 V —	T_2	BC 308 A
R_{13}	27 k Ω 2%	C_3	330 nF 2% 125 V —	T_3	BD 127
R_{14}	150 k Ω	C_4	100 nF 5% 125 V —	T_4	BD 127
R_{15}	2,2 k Ω 2%				

Endstufe

Für sie gilt Gegentakl-B-Betrieb. Dabei ist während der ersten Hinlauf-Hälfte der Transistor T_3 der Treiber des Transistors T_4 . Während der zweiten Hinlauf-Hälfte läßt der Transistor T_3 bei gesperrtem Transistor T_4 den Ablenkstrom über die Diode D_1 zustande kommen (Bild 3 rechts).

Der Transistor T_3 führt während der ersten Hinlauf-Hälfte nur einen geringen Strom. Deshalb tritt ein nennenswerter Basisstrom des Transistors T_2 erst während der zweiten Hinlauf-Hälfte auf. Dieser Strom subtrahiert sich vom Ladestrom des Miller-Kondensators C_7 . Das bedeutet in dem zeitlichen Ladestromverlauf einen Knick. Vor allem im Hinblick darauf sorgt man für ein hohes Verhältnis des Ladestromes zum Basisstrom.

Zusammenwirken mit der Treiberstufe

Als Arbeitswiderstand des Transistors T_3 dienen während der ersten Hinlauf-Hälfte die Widerstände R_{22} und R_{23} . Damit der Transistor T_4 während des Rücklaufs voll durchschalten kann, wird die Spannung des Punktes A gegen den Minuspol mit Übertragen der positiven Rückschlagspannung über den Kondensator C_{10} über die Speisespannung angehoben.

Wegen des hier für C_7 zum Gewinnen der Ansteuerspannung ausgenutzten Miller-Effekts gehen — bei direktem Anschluß des Miller-Kondensators C_7 an die Ablenkeinheit — Änderungen der Kapazität von C_{10} kaum auf Geometrie und Amplitude ein.

Die Widerstände R_{17} und R_{18} verhindern bei gesperrtem Transistor T_2 (Rücklauf) ein völliges Umladen des Miller-Kondensators C_7 . Aufgrund der verbleibenden Restladung setzt am Rücklauf-Ende mit dem Entsperren des Transistors T_2 dessen Collectorstrom abrupt ein. Infolgedessen springt die Spannung U_1 (siehe Bild 3, rechts) auf einen gewissen tieferen Wert, um anschließend unter dem Einfluß der Kapazität von C_7 und der Widerstandssumme $R_8 + R_{11} + R_{12}$ zeitlinear abzusinken (Bild 4).

In der vorliegenden Schaltung muß der Einfluß der Rückschlagspannung mit dem unvollständigen Umladen des Kondensators C_7 aufrecht erhalten werden. (Zwar entsteht sie auch hier beim Auftrennen des Ablenkstromkreises. Sie dauert aber nur an, bis die gespeicherte Energie und mit ihr der Ablenkstrom auf Null abgesunken sind.) Den Ablenkstrom muß man daher mit dem eben erwähnten Aufrechterhalten des Einflusses der Rückschlagspannung auf den entgegengesetzt gleichen Maximalwert bringen.

Am Widerstand R_{17} kann man den Rückschlagspannungs-Einfluß und damit die Anfangs-Geometrie einstellen.

Geometrie- und Tangens-Entzerrung

Der Widerstand R_{25} wird sowohl vom Ablenkstrom als auch vom Emitterstrom des Transistors T_3 durchflossen. Zu den beiden Strömen gehören an R_{25} die Spannungen, deren Verlauf in den Bildern 5 und 6 aufgetragen ist. Bild 7 zeigt hierzu den Verlauf der Summe beider Spannungen. Diese Summenspannung kann nun wieder zerlegt werden in eine

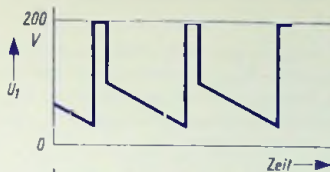


Bild 4

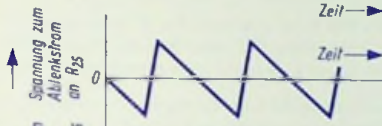


Bild 5

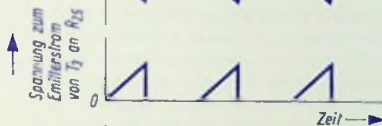


Bild 6

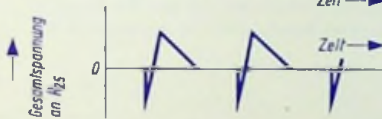


Bild 7

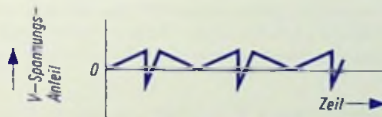


Bild 8

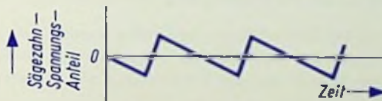


Bild 9

Spannung mit V-förmigem Verlauf (Bild 8) und in eine Sägezahnspannung nach Bild 9. Mit dem Spannungsverlauf nach Bild 8 wird die Ladespannung für den Miller-Kondensator C_7 zur Hinlauf-Mitte hin abnehmend vermindert. Das bedeutet ein Verlangsamen des Hinlaufs, das zum Hinlaufbeginn und Hinlaufende am stärksten ist und gegen die Hinlauf-Mitte hin auf Null abnimmt.

Die Spannung nach Bild 9 wirkt wie eine »millaufende Ladespannung« und beeinflußt die Gesamtgeometrie. Für angepaßte Tangensentzerrung mit Hilfe der V-Spannung ist ihr Einfluß allerdings zu groß. Deshalb wird ein am Widerstand R_{18} einstellbarer Teil der gegenläufigen, sägezahnförmigen Ausgangsspannung über R_{11} an die Basis des Transistors T_2 gegeben (Gesamtgeometrie-Einstellung).

Damit die V-Spannung nach Bild 8 eine ausreichende Wirkung ausübt, muß zwischen ihr und der Ladespannung ein bestimmtes Verhältnis bestehen. Man erreicht das mit dem Widerstand R_{13} , der die wirksame Ladespannung entsprechend herabsetzt.

Die hier verwendete Tangensentzerrung mit V-förmigem Verlauf der Hilfsspannung ergibt einen anderen Ablenkstromverlauf als mit der sonst benutzten Parabel-Hilfsspannung. Mit der V-Hilfsspannung sind Stauchungen am oberen und unteren Bildrand leichter zu vermeiden als mit der Parabel-Hilfsspannung. Der Parabelanteil wird jedoch auch hier für die zweite Hinlauf-Hälfte benötigt. Für die erste Hinlauf-Hälfte erübrigt er sich, weil die Anfangs-Geometrie an R_{17} gut einstellbar ist. Der Parabelanteil tritt in der vorliegenden Schaltung während der zweiten Hinlauf-Hälfte an der vom Emittersstrom des Transistors T_3 dann ebenfalls durchflossenen Parallelschaltung des Widerstandes R_{21} mit dem Kondensator C_8 auf.

Schaltstufe

Das Selbstschwingen wird nach dem Sperrschwinger-Prinzip mit dem vom Ausgang her rückgekoppelten Schalttransistor T_1 erreicht. Dieser Transistor ist während der auf 0,98 ms eingestellten Rücklaufzeit durchgeschaltet und sperrt so während dieser Zeit den Treiber-Transistor T_2 .

Die hierbei zum Sperren des Transistors T_3 erforderliche positive Emittervorspannung dieses Transistors ergibt sich an der Parallelschaltung von C_8 mit R_{21} .

Die Austastspannung muß an der Schaltstufe so abgegriffen werden, wie Bild 3 das zeigt. Andernfalls ergäben sich wegen der sonst bis zum Entsperrten der Diode D_3 fehlenden rückkoppelnden Wirkung ein Verschleifen der Vorderflanke des Austastimpulses und damit ein Verlust an Bildinhalt.

Die Rücklaufdauer dürfte sich in einem Bereich des Stromverstärkungsfaktors von 50 bis 200 unter dessen Einfluß um nicht mehr als 1 % ändern. Dies wird erreicht mit dem zweifachen Differenzieren im Rückkopplungsweg (R_{15} mit C_6 und R_6 mit C_3) und mit einem hohen Rückkopplungsgrad. Mit Stromverstärkungsfaktoren unter 50 ist ein Anschwingen bei niedriger Temperatur, fehlender Synchronisation und tiefter Frequenz der Schaltung nicht sichergestellt.

Die Diode D_2 schützt den Transistor T_1 gegen Sperrspannungen, die seine höchstzulässige Basis-Emitter-Sperrspannung übersteigen. Außerdem wird mit ihr ein höherer Wert des Eingangswiderstandes der Schallstufe während des Hinlaufs erreicht. Dies verringert die für das Synchronisiersignal erforderliche Leistung.

An der Basis des Schalltransistors T_1 tritt keine Sägezahnspannung auf. Deshalb kann hier zwar gelgerrigt, aber nicht ohne weiteres synchronisiert werden. Das Synchronisieren wird mit der Diode D_1 in Verbindung mit den Widerständen R_3 und R_4 ermöglicht: Über R_3 und R_4 gelangt ein Anteil der Sägezahnspannung an die Diode D_1 und sperrt sie. Der Fangbereich folgt im wesentlichen aus der Zeitspanne zwischen

- dem Zeitpunkt, in dem die Dioden-Sperrspannung unter den einigermaßen konstanten Vertikal-Synchronisierimpuls absinkt, und
- dem Zeitpunkt des Rücklauf-Einsatzes bei fehlender Synchronisation.

Die Diode D_1 muß im Interesse eines sicheren Zwischenzeilen-Einsatzes nach erfolgter Synchronisation gesperrt sein, damit auch über den direkten Synchronisationsweg die Rücklauf-Rückflanke nicht beeinflußt wird. Das Sperren der Diode D_1 geschieht, indem der Synchronisierimpuls den Kondensator C_2 auflädt. Aufgrund des Sperrrens der Diode D_1 genügt eine einfache Integration ($R_1 C_1$) des Synchronisier-Impulsgemisches, Zeilenimpulse, die zur Vertikalablenkschaltung gelangen, werden mit R_9 und C_4 unschädlich gemacht.

Mit dem die Widerstände R_{20} und R_{21} enthaltenden Stromzweig wird das Anschwingen gesichert:

Bei gesperrtem Schalltransistor T_1 werden der Treibertransistor T_2 über R_8 , R_{11} und R_{12} sowie mit ihm der Transistor T_3 durchgeschaltet. Infolge des Emittlerstroms des Transistors T_3 tritt an R_{24} eine Spannung auf. Diese steuert über die Widerstände R_{20} und R_{21} den Schalltransistor T_1 in den Durchschaltzustand. Hiermit werden der Ladestrom des Kondensators C_7 und die Spannung am Emittler des Transistors T_3 wieder herabgesetzt.

Es stellt sich deshalb bei fehlender Rückkopplung für alle drei Transistoren der Durchlaßzustand ein. Das ist die Voraussetzung dafür, daß die mit Rückkopplung betriebene Schaltung auch bei fehlenden Synchronisierimpulsen und langsam steigender Speisespannung sicher anschwingt.

Mit dem zweifachen Differenzieren des Rückkopplungs-Impulses wird erreicht, daß sich der Rückkopplungsstrom zum Rücklauf-Ende umpolt und den Strom über $(R_{20} + R_{21})$ übernimmt.

Da die Emillervorspannung des Transistors T_3 ungefähr proportional der Ablenkstrom-Amplitude und demzufolge auch der Amplitude des Rückkopplungsimpulses ist, bleibt die Frequenz von der Einstellung der Bildablenk-Amplitude praktisch unbeeinflußt.

Vertikal-Ablenkschaltungen mit der PL 805

Die PL 805

Für die Vertikal-Ablenkung waren früher das Triodensystem des Sägezahn-Generators und das Pentodensystem der Ablenk-Endstufe meistens in einem gemeinsamen Röhrenkolben untergebracht.

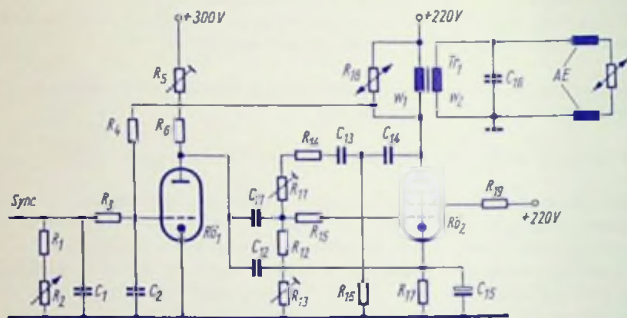


Bild 1

R_1	200 k Ω	R_4	27 k Ω	C_1	33 nF
R_2	150 k Ω , linear	R_5	2 M Ω , linear	C_2	3,3 nF
R_3	8,2 k Ω	R_6	560 k Ω	$R\ddot{o}_1$	PC 92

Schaltteilliste zu Endstufe Bilder 1 ... 4

R_{11}	250 k Ω , linear	R_{17}	390 Ω 2 W	C_{13}	4,7 nF
R_{12}	180 k Ω	R_{18}	VDR	C_{14}	33 nF
R_{13}	1,5 M Ω , linear	R_{19}	100 Ω	C_{15}	250 μ F
R_{14}	130 k Ω			C_{16}	22 nF
R_{15}	100 k Ω	C_{11}	22 nF		
R_{16}	120 k Ω	C_{12}	33 nF	$R\ddot{o}_2$	PL 805

AE Ablenk-Einheit AE 64/6

Tr_1 Kern EI 66, Dynamoblech IV, Zwischenlage als Luftspalt 0,5 mm

w_1 2050 Windungen 0,15 CuL

w_2 445 Windungen 0,35 CuL

w_3 (nur in Bild 3) 280 Windungen 0,1 CuL

Mit dem Erhöhen der Bildröhren-Anodenspannung auf 20 kV sowie mit dem Verkleinern des Ausgangstransformators stiegen aber die Anforderungen an das Pentodensystem. Schaltungsvereinfachungen beim Übergang vom Sperrschwinger zum Multivibrator setzten außerdem höhere Isolationswiderstände des Triodensystems voraus. Da es somit zweckmäßig ist, für die Vertikal-Ablenkung im Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger eine Einzel-Endpentode zu benutzen, wurde die Röhre PL 805 entwickelt.

Da die Daten und Kennlinien dieser Endpentode PL 805 mit denen des Pentodensystems der PCL 85 im wesentlichen übereinstimmen, konnte die Bemessung der Endstufe weitgehend von den Schaltungen mit dieser Röhre übernommen werden. Der hierzu gehörende Sägezahn-Generator kann — ebenfalls unter Beibehalten bisheriger Schaltungen — mit einer PC 92 oder aber auch mit einem Transistor bestückt werden.

Die Schaltungen

Die Bilder 1 und 2 betreffen Röhrenschaltungen mit Multivibrator (Bild 1) und Sperrschwinger (Bild 2) als Sägezahn-Generator.

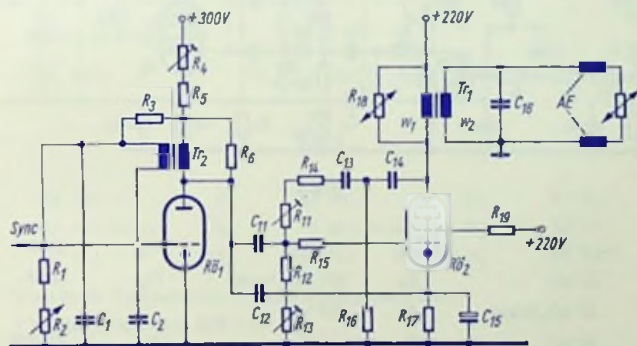


Bild 2

R_1	270 k Ω	R_4	2 M Ω , linear	C_1	33 nF
R_2	250 k Ω , linear	R_5	560 k Ω	C_2	680 pF
R_3	6,8 M Ω	R_6	22 k Ω	RO_1	PC 92
Tr_2	Kern EI 30, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet 2 x 1800 Windungen 0,08 CuL				

Bild 3 zeigt den Schaltplan für eine Schaltung mit einem Multivibrator, der mit dem npn-Transistor BC 147 A bestückt ist. Von der Ausgangswicklung des Ablenk-Transformators Tr_1 werden die Vertikal-Rücklaufimpulse auf die Basis des Transistors übertragen. Dabei dient zum Ausgießen der Horizontalimpulse, die über das Ablenkensystem in die Vertikal-Endstufe gelangen, die aus C_3 und R_5 bestehende Integrationschaltung. Die 50-Hz-Sägezahn-Komponente wird mit Differentiation (Kondensator C_2) unterdrückt. Der Vertikal-Rücklaufimpuls schaltet den Transistor durch. Hiermit wird der Ladekondensator C_{12} entladen. Während dieser Zeit lädt der Basisstrom des Transistors den Kondensator C_3 negativ auf. Daraus folgt während des Hinlaufs eine negative, den Transistor sperrende Basis-

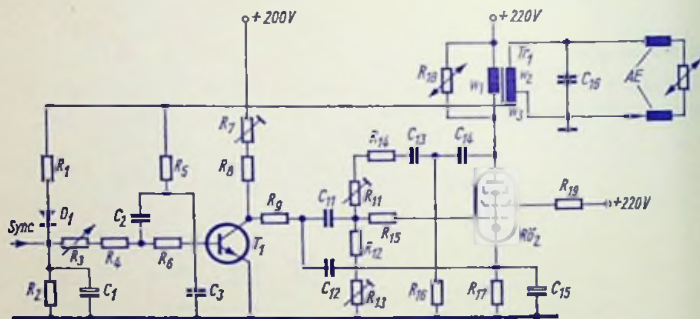


Bild 3

R_1	5,6 k Ω	R_6	10 k Ω	C_2	47 nF
R_2	20 k Ω	R_7	250 k Ω , linear	C_3	22 nF
R_3	56 k Ω , linear	R_8	820 k Ω		
R_4	56 k Ω	R_9	560 Ω	D_1	AA 138
R_5	6,8 k Ω	C_1	25 μ F	T_1	BC 147 A

Emitter-Spannung. Der Aufbau der Schaltung — und deshalb auch das Einstellen der Bildhöhe und der Linearität — unterscheidet sich kaum von dem beim Verwenden einer Röhren-Triode, wie der Vergleich der Bilder 1 und 3 erkennen läßt.

Bild 4 betrifft eine Schaltung, in der der Sperrschwinger (statt wie in Bild 2 mit einer Röhren-Triode) mit einem Transistor bestückt ist.

Wenn die Schaltung nach Bild 3 aus irgendeinem Grund nicht schwingt, wie das von einem fehlerhaften Bauelement verursacht sein kann, wird der Kondensator C_{12} nicht mehr (periodisch) entladen. Deshalb steigt die an ihm auftretende Spannung auf Werte an, die den Transistor gefährden.

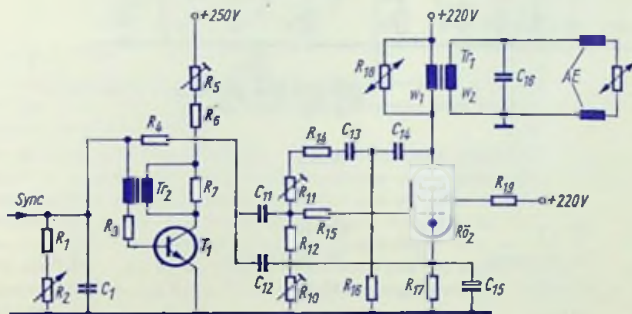


Bild 4

R_1	100 k Ω	R_4	6,8 M Ω	R_7	2,7 k Ω
R_2	200 k Ω , linear	R_5	1 M Ω , linear	C_1	68 nF
R_3	18 k Ω	R_6	620 k Ω	T_1	BC 147A

T_{r2} Kern EI 30, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet
 2×1800 Windungen 0,08 CuL

Die Schaltung nach Bild 5 vermeidet diese Gefahr. In ihr wird die Frequenz mit der als Schalter dienenden Diode D_1 bestimmt. Dazu wird nur eine niedrige — z. B. aus der Aus-
 tatschaltung gewonnene — Speisespannung benötigt. Die Transistorstufe ist hier not-
 wendig um die Sägezahn-Spannung zu verstärken, und um den für das Steuern der End-
 stufe erforderlichen zeitlichen Verlauf dieser Spannung herzustellen.

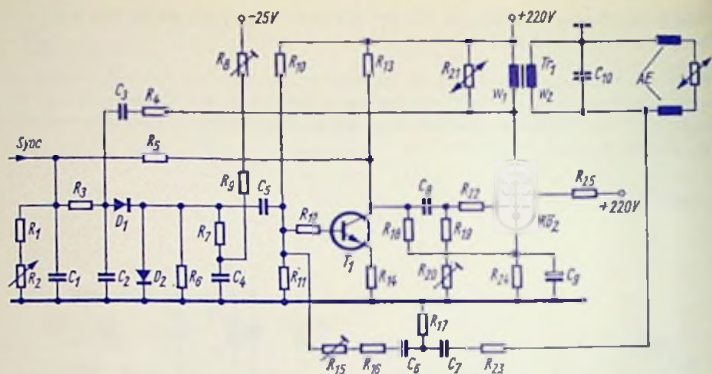


Bild 5

R_1	82 k Ω	R_{14}	820 Ω	C_2	4,7 nF
R_2	150 k Ω , linear	R_{15}	25 k Ω , linear	C_3	1,5 nF
R_3	8,2 k Ω	R_{16}	27 k Ω	C_4	0,47 μ F
R_4	30 k Ω	R_{17}	3,9 k Ω	C_5	0,47 μ F
R_5	1,5 M Ω	R_{18}	18 k Ω	C_6	68 nF
R_6	220 k Ω	R_{19}	1 M Ω	C_7	0,22 μ F
R_7	56 Ω	R_{20}	1 M Ω , linear	C_8	22 nF
R_8	500 k Ω , linear	R_{21}	VDR	C_9	250 μ F
R_9	180 k Ω	R_{22}	1 k Ω	C_{10}	22 nF
R_{10}	10 M Ω	R_{23}	5,6 k Ω	D_1	BAY 88
R_{11}	120 k Ω	R_{24}	390 Ω 2 W	D_2	BAY 86
R_{12}	1,8 k Ω	R_{25}	100 Ω	T_1	BC 147A
R_{13}	220 k Ω	C_1	22 nF	$R_{\dot{O}_2}$	PL 805

ΔE Ablenk-Einheit AE 64/6

T_{r_1} Kern EI 66, Dynamoblech IV, Zwischenlage als Luftspalt 0,5 mm

w_1 2050 Windungen 0,15 CuL

w_2 445 Windungen 0,35 CuL

UHF-Verstärker mit Abstimm-Diode und Streifenleitung

Übersicht

Der hier beschriebene einstufige abstimbare UHF-Verstärker hat den Vorteil eines besonders geringen Raumbedarfs. Dieser Vorteil wurde erreicht mit der Wahl

- eines Transistors als verstärkendes Bauelement,
- einer Kapazitäts-Variations-Diode als Abstimmglied,
- einer Ausführung als geätzte Schaltung,
- einer Streifenleitung, die als Bestandteil der geätzten Schaltung gemeinsam mit der Kapazitäts-Variations-Diode den am Ausgang der Stufe liegenden Resonanzkreis bildet.

Streifenleitung

Als Grundlage für die Streifenleitung dient eine Isolierplatte, die beiderseits mit Kupfer beschichtet ist, in das auch die übrige Schaltung eingätzt wird. Die eine der beiden Kupferschichten dient nur als Masse.

Um die Streifenleitung zu erhalten, ist aus der anderen Kupferschicht eine U-förmige Fläche so ausgeätzt, daß ein gerader, durchweg gleich breiter Steg der Kupferschicht gebildet wird, der an einem Ende unmittelbar und am anderen Ende über die Kapazitäts-Variations-Diode mit der übrigen Kupferschicht verbunden ist. Dieser Kupfersteg bildet den »Innenleiter« der Streifenleitung. Ihr »Außenleiter« wird von der auf der anderen Seite der Isolierplatte vorhandenen Kupferschicht und von den zu beiden Seiten des Stegs liegenden Streifen der beim Ätzen stehengebliebenen Teile der Kupferschicht gebildet (Bild 1).

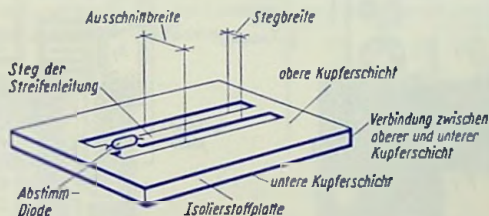


Bild 1

Von der Streifenleitung wird ein hoher Wellenwiderstand gefordert. Außerdem soll der gesamte Resonanzkreis eine hohe Güte besitzen.

Eine hohe Güte des Resonanzgliedes setzt sowohl eine Mindestdicke der Kupferbeschichtung wie auch eine Mindestbreite des Kupferstegs voraus. Ein hoher Wellenwiderstand ergibt sich mit einer geringen Kapazität je Längeneinheit und mit einer hohen Induktivität je Längeneinheit der Streifenleitung.

Geringe Kapazität und große Induktivität je Längeneinheit ergibt sich mit

- großer Isolierplattendicke,
- kleiner Stegbreite und
- großer Breite der zu beiden Seiten des Stegs freigeätzten Flächen.

Außerdem ist die Kapazität je Längeneinheit um so geringer, je kleiner die Dielektrizitätszahl des Isolierplattenmaterials ist.

Für den beschriebenen Verstärker wurden gewählt:

Isolierplatten-Material Teflon, Dielektrizitätszahl 2	
und $\tan \delta \approx 2 \cdot 10^{-4}$ bei	600 MHz
Isolierplatten-Dicke	1,5 mm
Beschichtungsdicke	35 μm
Stegbreite	1 mm

Hiermit ergaben sich: ein Wellenwiderstand von rund 130 Ω und (ohne die Kapazitäts-Variations-Diode) für 600 MHz eine Kreisgüte von ungefähr 280.

Schaltung

Bild 2 zeigt den Schaltplan. Es handelt sich um eine Transistorstufe in Basisschaltung. Den Eingang bildet anschließend an den Trennkondensator C_1 ein T-Glied mit der einen

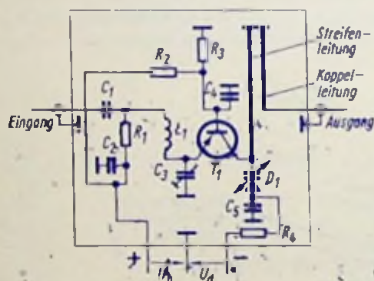


Bild 2

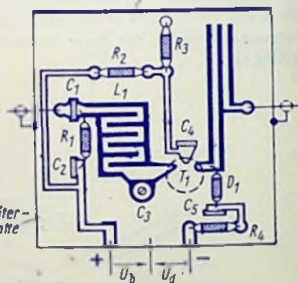


Bild 3

R_1	680 Ω	C_1	470 pF	C_5	470 pF
R_2	5,6 k Ω	C_2	470 pF	L_1	in geätzter Schaltung
R_3	22 k Ω	C_3	(0,8 ... 4) pF	D_1	BAY 70*)
R_4	56 k Ω	C_4	470 pF	T_1	AF 139

*) Der hier beschriebene UHF-Verstärker wurde mit der Kapazitäts-Variations-Diode BAY 70 aufgebaut, und die Meßergebnisse beziehen sich auf die Schaltung mit dieser Diode. Mit einer Diode BA 149/6 E 2 lassen sich noch bessere Werte erzielen.

Längsinduktivität L_1 , der einstellbaren Kapazität C_3 und der anderen Längsinduktivität, die von der Emitter-Zuleitung des Transistors gebildet wird.

An den Collector des Transistors ist die Streifenleitung angeschlossen, die auch die Gleichstrom-Verbindung mit Masse und dem daran angeschlossenen Minuspol der Speisespannung herstellt. Außerdem liegt am Collector des Transistors die Kapazitäts-Variations-Diode D_1 , die ihre Abstimmspannung gegen Masse über den Entkopplungswiderstand R_4 erhält. Diese Abstimmspannung $-U_d$ wird zwischen 0,6 V und 31 V variiert, um damit den Frequenzbereich von 470 MHz bis 700 MHz zu überstreichen.

Ausführung

Bild 3 zeigt die ausgeführte Schaltung. Ihr entsprechend ist die Anordnung der Schaltzeichen im Schaltplan von Bild 2 gewählt, so daß man die Bedeutung der Einzelheiten von Bild 3

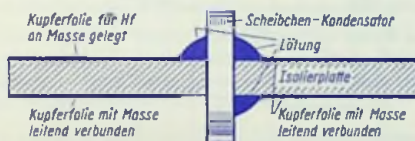


Bild 4

anhand des Bildes 2 leicht erkennen kann. Die Induktivität L_1 ist als stehengebliebener mäanderförmiger Streifen der geätzten Schaltung ausgebildet. Die Scheibchen-Kondensatoren, die in Bild 3 als schmale quer zur Leitungsführung stehende schraffierte Rechtecke erscheinen, werden gemäß Bild 4 eingelötet.



Bild 5

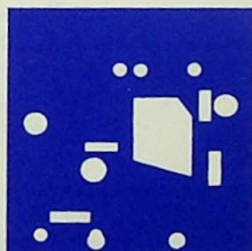


Bild 6

Wie die Resonanz-Streifenleitung, ist auch die zur Auskoppel-Schleife gehörende Leitung ein beim Ätzen stehengelassener Steg der oberen Kupfer-Beschichtung.

Die Bilder 5 und 6 veranschaulichen die Ätzsablonen für Vorder- und Rückseite der beiderseits kupferbeschichteten Isolierplatte. Die weißen Flächen werden aus den Kupferbeschichtungen herausgeätzt. Damit der mäandrierförmige Streifen (siehe Bilder 3 und 5) tatsächlich als Induktivität L_1 zur Geltung kommt, ist die Rückseiten-Beschichtung an dieser Stelle weggeätzt.

Meßergebnisse

Die Bilder 7 und 8 zeigen diese Ergebnisse für $U_b = 14$ V und $-U_d = (0,6 \dots 31)$ V. Der Abfall der Verstärkung mit abnehmender Signalfrequenz ist teilweise mit den

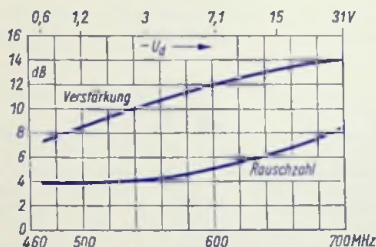


Bild 7

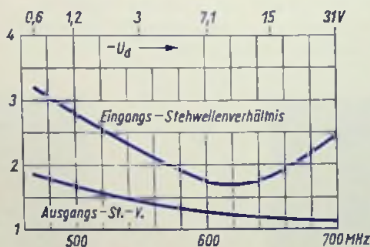


Bild 8

für die tieferen Signalfrequenzen notwendigen geringen Werten der Dioden-Sperrspannung (Minimum hier 0,6 V) und die dadurch bedingte Zunahme des Dioden-Bahn-Widerstandes zu erklären.

Die Bandbreite beträgt	bei Millenfrequenz	470 MHz	700 MHz
	etwa	24 MHz	33 MHz

VHF-Tuner mit Abstimm-Diode

Einleitung

Wählt man als Resonanzkreis-Kapazität eine Kapazitäts-Variations-Diode, so kann man diesen Resonanzkreis mit einer veränderbaren Gleichspannung abstimmen. Die Sperrschicht-Kapazität einer solchen mit Sperrspannung betriebenen Diode sinkt, wenn man den Wert der Sperrspannung erhöht.

Das Abstimmen mit Hilfe einer Gleichspannung ermöglicht eine Fernabstimmung mit geringem Aufwand. Im Vergleich zu Drehkondensatoren und zu Anordnungen mit veränderbarer Induktivität benötigen die Kapazitäts-Variations-Dioden wesentlich weniger Raum.

Die nachfolgend beschriebene, als Labormuster entwickelte Schaltung ist so ausgelegt, daß in jeden Kreis jede innerhalb der Toleranzgrenzen liegende Kapazitäts-Variations-Diode des hier vorgeschlagenen Dioden-Typs eingesetzt werden darf. Zwischen den Bereichen I und III wird mechanisch umgeschaltet. Für Fernbedienung kann dies mit einem Relais erfolgen.

Beim Entwickeln der Schaltung wurde besonderer Wert darauf gelegt, daß weder die Eingangs-Impedanz noch die Ausgangs-Impedanz der geregelten Vorstufe von der Regelung nennenswert beeinflußt werden. Hieraus folgt eine praktisch immer gleichbleibende Durchlaßkurve des Tuners.

Zusammenhang zwischen Sperrspannung und Sperrschichtkapazität

Die Sperrschicht-Kapazität C von diffundierten Dioden ist der dritten Wurzel aus der Summe der angelegten Sperrspannung $-U_d$ und der Diffusionsspannung U_D umgekehrt proportional. Das heißt:

$$\frac{C_2}{C_1} = \sqrt[3]{\frac{-U_{d1} + U_D}{-U_{d2} + U_D}}$$

(Vgl. hierzu auch den Beitrag »Diodenabstimmung mit UKW-Tuner«.)

Da diese Beziehung allgemein gilt, ist es möglich, mehrere mit Kapazitäts-Variations-Dioden ausgerüstete Resonanzkreise gemeinsam mit derselben Gleichspannung abzustimmen.

Die Diffusionsspannung U_D beträgt bei Silizium-Dioden etwa 0,7 V.

Die Schaltung

Der Tuner, dessen Schaltplan in Bild 1 gezeigt ist, umfaßt eine geregelte Vorstufe, eine fremdgesteuerte Mischstufe und den hierzu gehörenden Oszillator.

Sämtliche Schalter sind in der Stellung eingezeichnet, die zum Empfang in Bereich I gehört. Wie man sieht, werden außer den Kreisen auch die Antennenankopplung, die Ankopplung des Eingangskreises an den Emitter des Vorstufen-Transistors, die Koppelspulen des Hf-Bandfilters und die Ankopplung des Oszillators an die Mischstufe umgeschaltet.

Die Vorstufe ist mit einem speziellen Regeltransistor für Stromaufwärts-Regelung bestückt.

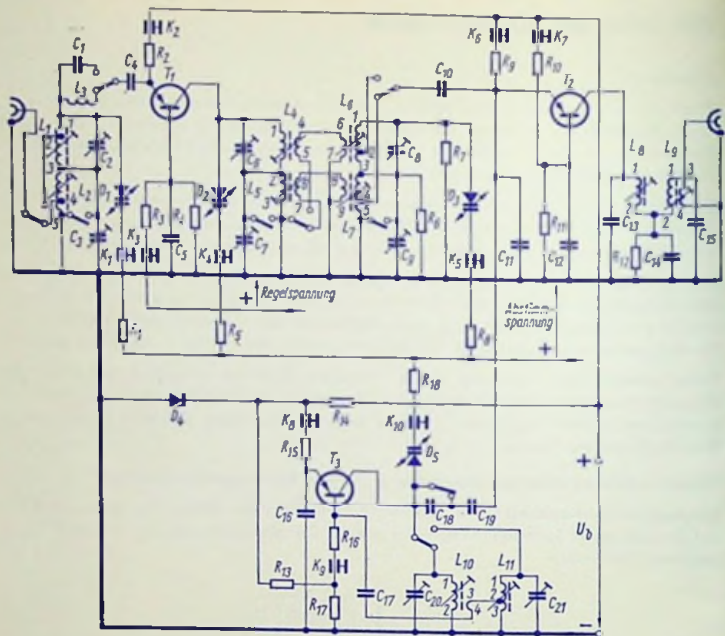


Bild 1

R_1	11 k Ω	R_{12}	560 Ω	C_1	4 pF	C_{12}	1 nF	$K_1 \dots K_{10}$	1 nF
R_2	1,2 k Ω	R_{13}	7,5 k Ω	C_2	0,4...6 pF	C_{13}	4 pF	D_1	BA 121
R_3	3,6 k Ω	R_{14}	680 Ω	C_3	0,4...6 pF	C_{14}	50 pF	D_2	BA 121
R_4	27 k Ω	R_{15}	3 k Ω	C_4	1 nF	C_{15}	12 pF	D_3	BA 121
R_5	11 k Ω	R_{16}	2 k Ω	C_5	1 nF	C_{16}	1 nF	D_4	BZY 85/C 6V2
R_6	5,6 k Ω	R_{17}	3,3 k Ω	C_6	0,4...6 pF	C_{17}	470 pF	D_5	BA 121
R_7	18 k Ω	R_{18}	47 k Ω	C_7	0,4...6 pF	C_{18}	4 pF	T_1	AF 109 R
R_8	11 k Ω			C_8	0,4...6 pF	C_{19}	6 pF	T_2	AF 106
R_9	750 Ω			C_9	0,4...6 pF	C_{20}	0,4...6 pF	T_3	AF 106
R_{10}	3,6 k Ω			C_{10}	470 pF	C_{21}	0,4...6 pF		
R_{11}	7,5 k Ω			C_{11}	15 pF				

Spule bzw. Wicklung		Win- dungen	Draht	Kern
L_1 Eingangskreissspule Bereich III	w_{13}	4	0,8 Cu*)	M 4 FR I rot
Spulenteil	w_{13}	0,5		
L_2 Zusatz zu L_1 für Bereich I	w_{35}	10	0,2 CuLS	M 4 FK III
Spulenteil	w_{45}	2		
L_3 Anpassungs-Spule		8	0,2 CuLS	(auf Körper \varnothing 5)
L_4 Bandfilterspule Bereich III	w_{12}	3	0,8 Cu*)	M 4 FR I rot
Koppelspule (über L_4 gewickelt)	w_{45}	1,5	0,2 CuL	
L_5 Zusatz zu L_4 für Bereich I	w_{23}	10	0,2 CuLS	M 4 FC-FU II rot
Koppelspule (über L_5 gewickelt)	w_{67}	1,5	0,2 CuL	
L_6 Bandfilterspule Bereich III	w_{13}	3	0,8 Cu*)	M 4 FR I rot
Spulenteil	w_{23}	0,5		
Koppelspule (über L_6 gewickelt)	w_{67}	1,5	0,2 CuL	
L_7 Zusatz zu L_6 für Bereich I	w_{35}	10	0,2 CuLS	M 4 FC-FU II rot
Spulenteil	w_{45}	2		
Koppelspule (über L_7 gewickelt)	w_{89}	1,5	0,2 CuL	
L_8 Zf-Bandfilter-Eingangsspule	w_{12}	16	0,2 CuLS	M 4 FC-FU II rot
L_9 Zf-Bandfilter-Ausgangsspule	w_{12}	16	0,2 CuLS	M 4 FC-FU II rot
Auskoppelspule	w_{34}	3	0,2 CuLS	
L_{10} Oszillatorspule Bereich I	w_{12}	6	0,8 Cu*)	M 4 FC-FU II rot
Koppelspule	w_{34}	0,5	0,2 CuL	
L_{11} Oszillatorspule Bereich III	w_{13}	3	0,8 Cu*)	M 4 FR I rot
Spulenteil	w_{23}	0,3		

*) versilbert

Die Speisespannung U_b beträgt 12 V.

Um den vollen Durchstimmbereich zu gewinnen, ist es notwendig, die Dioden-Sperrspannung von 50 V bis auf etwa 2 V abzusinken. Dabei muß die Oszillatorspannung klein gegen diese Sperrspannung sein. Andernfalls würde der Gleichlauf des Oszillators mit dem Eingangskreis gestört: Wie die dick gezeichnete Kurve in Bild 2 erkennen läßt, bewirken die der Sperrspannung entgegengesetzt gepolten Halbwellen der Oszillatorspannung ein Erhöhen der Diodenkapazität, das das Vermindern der Diodenkapazität mit den entgegengesetzten Halbwellen dieser Oszillatorspannung übersteigt. Deshalb bemißt man den Scheitelwert der Spannung am Oszillatorkreis mit etwa 1 V. Zu diesem Zweck wird der Oszillator mit der Hälfte der Gesamt-Speisespannung U_b betrieben. Im selben Sinn wirkt sich der hohe Wert des Emittierwiderstandes R_{15} aus. Auch er begrenzt die Spannung am Oszillatorkreis.

Das Verwenden der Hälfte der Speisespannung für den Oszillator macht es möglich, die Oszillator-Speisespannung mit Hilfe einer Referenzdiode zu stabilisieren. Deshalb bleibt

die Oszillatorfrequenz von Änderungen des Wertes der Gesamt-Speisespannung nahezu unbeeinflusst.

Im Tuner-Ausgang liegt ein ZI-Bandfilter mit den Spulen L_8 und L_0 sowie mit einer Ankopplungswicklung auf der Spule L_9 . Das Bandfilter hat eine kapazitive Fußpunkt-Kopplung. Der hierzu dienende Kondensator C_{14} ist für den Collector-Gleichstrom mit dem Widerstand R_{12} überbrückt.

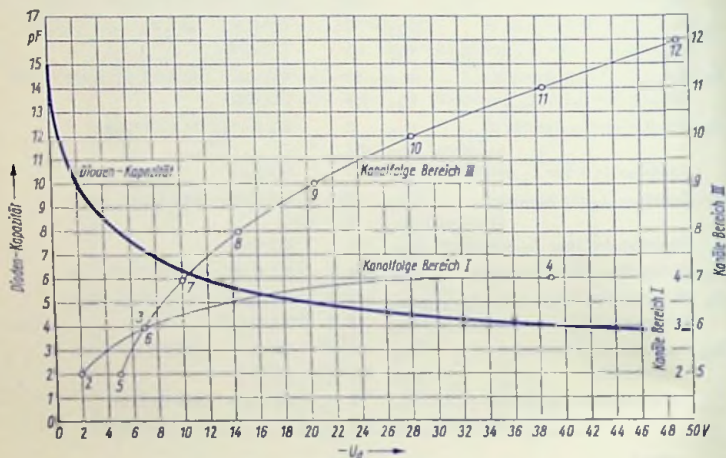


Bild 2

Bemerkungen zum Gleichlauf

Die Kapazitäten der Kapazitäts-Variations-Dioden hängen mit der Dioden-Sperrspannung durchweg in derselben Weise zusammen. Folglich ist es möglich, mit diesen Dioden den Gleichlauf mehrerer Kreise auch über größere Frequenzbereiche zu erreichen. Allerdings müssen sowohl die Induktivitäten wie auch die Festkapazitäten aufeinander abgeglichen werden.

Meßergebnisse

Bild 2 zeigt den Zusammenhang zwischen der Dioden-Kapazität und der Dioden-Sperrspannung. Außerdem sind dort die Kanalfolgen für beide Bereiche als Funktion der Sperrspannung eingetragen. Dies läßt erkennen, daß es zweckmäßig ist, zum Einstellen der

Abstimm-Gleichspannung einen Einstellwiderstand mit logarithmischer Charakteristik zu verwenden.

In Bild 3 sind die Leistungsverstärkung, die Rauschzahl und das für den Eingang geltende Stehwellenverhältnis als Funktion der Frequenz der Empfangsspannung dargestellt.

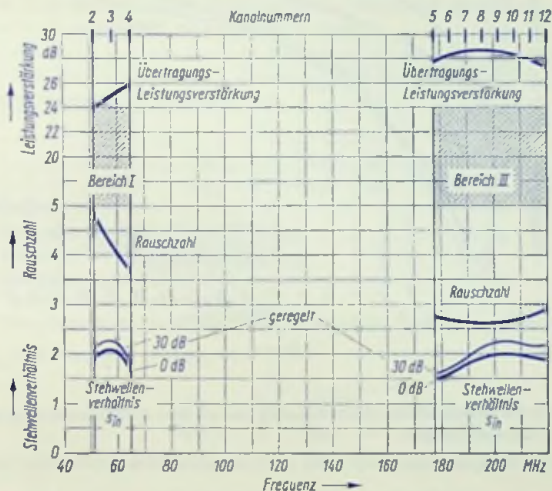


Bild 3

Bild 4 läßt das Kreuzmodulationsverhalten erkennen. Als gestörte Kanäle wurden die in den Bereich-Mitten liegenden Kanäle 3 und 8 gewählt. Der Störsender erhielt die Bildträgerfrequenz einmal des darüberliegenden Kanals und einmal des darunterliegenden Kanals. Das Bild zeigt, daß sich im Bereich I der mit seiner Frequenz höherliegende Störsender stärker auswirkt.

Daß die Kreuzmodulation hier im Bereich I weit geringer ist als im Bereich III, folgt aus der kleineren Bandbreite des Eingangskreises für Bereich I.

Kreuzmodulations-Störungen von Sendern, die um mehrere Kanalbreiten vom gestörten Kanal entfernt liegen, werden durch die gute Vorselektion der Eingangskreise weitgehend vermieden.

Das Spiegelselektions-Maß dieses Tuners liegt in beiden Bereichen über 45 dB.

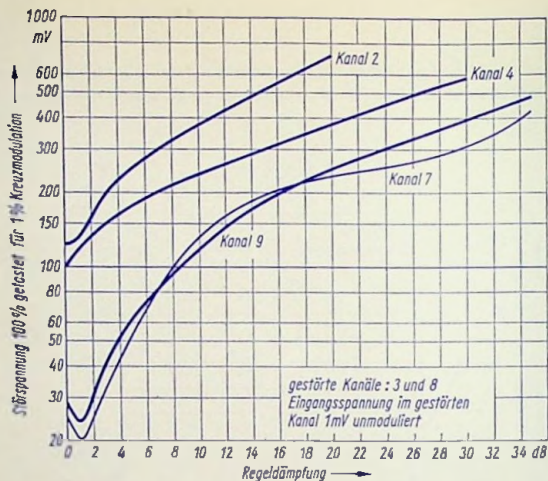


Bild 4

Bild 5 betrifft die vom Oszillator herrührenden und an dem Antennenanschluß des Tuners auftretenden Störspannungen.

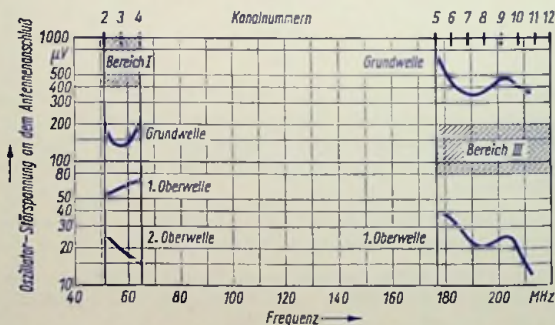


Bild 5

Diodenabstimmung beim UKW-Tuner

Kapazitäts-Variations-Dioden als Abstimm-Mittel

Die Dioden-Abstimmung bietet zwei sehr wesentliche Vorteile: Kapazitäts-Variations-Dioden beanspruchen sehr wenig Raum. Außerdem ist mit ihnen die Wahl zwischen mehreren einmal eingestellten Sendekanälen ohne aufwendige mechanische Mittel möglich. Es genügt, die Kapazitäts-Variations-Diode jeweils an die zu der Abstimmung auf den gewünschten Kanal gehörende Gleichspannung zu legen.

Der Zusammenhang zwischen der zum Abstimmen verwendeten Dioden-Sperrschicht-Kapazität und der in Sperrrichtung angelegten Gleichspannung folgt für diffundierte Silizium-Dioden sehr genau der Beziehung:

$$\frac{C_2}{C_1} = \sqrt[3]{\frac{-U_{d1} + U_D}{-U_{d2} + U_D}}$$

Darin bedeuten:

C_1	Kapazität bei Sperrspannung $-U_{d1}$
C_2	Kapazität bei Sperrspannung $-U_{d2}$
U_D	Diffusionsspannung $\approx 0,7 \text{ V}$
$-U_{d1}$	wählt man als Bezugsspannung (im allgemeinen niedrigster noch verwendeter Sperrspannungswert)

Mit $-U_{d1} = 2 \text{ V}$ wird $C_1 = C_{(2V)}$ und

$$\frac{C_2}{C_{(2V)}} = \sqrt[3]{\frac{2,7 \text{ V}}{-U_{d2} + 0,7 \text{ V}}} \quad (\text{Bild 1})$$

Wegen der grundsätzlichen Übereinstimmung dieses Zusammenhanges für alle diffundier-

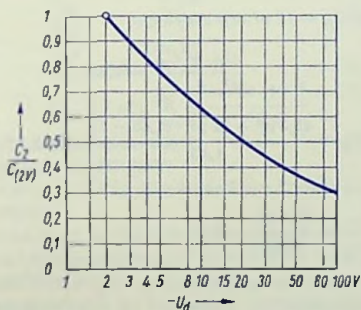


Bild 1

ten Silizium-Dioden und damit erst recht für Dioden desselben Typs, besteht die Mög-

lichkeit, mehrere mit Abstimm-Dioden ausgestattete Kreise ohne Schwierigkeiten gemeinsam abzustimmen. Davon ist in der nachstehend beschriebenen Tunerschaltung Gebrauch gemacht.

Schaltung der Vorstufe

Der Tuner enthält zwei npn-Transistoren in Basisschaltung (Bild 2). Die nicht neutralisierte Vorstufe arbeitet mit einer Collector-Basis-Spannung von rund 3 V und einem Collectorstrom von etwa 1 mA. Damit setzt die Begrenzung in dieser Stufe schon bei relativ kleinen Eingangsspannungen ein. Das hält die bei hoher Eingangsspannung des Tuners sich ergebende Frequenz-Verwerfung des Oszillators in zulässigen Grenzen. Die Ankopplung der Vorstufe an die Antenne erfolgt über den Eingangstransformator ($L_1 L_2$), der so ausgelegt ist, daß in Verbindung mit dem Kondensator C_1 Rauschanpassung der Vorstufe erreicht wird. Der Kondensator C_0 in dem mit der Kapazitäts-Variations-Diode D_1 abgestimmten Zwischenkreis wurde so bemessen, daß sich seine Kapazität mit der Induktivität seiner Anschlußdrähte für 100 MHz in Resonanz befindet. Bei diesem Zwischenkreis wird für den Frequenzbereich von 87 MHz bis 104 MHz folgende Kapazitäts-Variation benötigt

$$\frac{C_u + C_p}{C_o + C_p} = \left(\frac{104 \text{ MHz}}{87 \text{ MHz}} \right)^2 = 1,43 : 1$$

C_u	Diodenkapazität bei kleinster Sperrspannung
C_o	Diodenkapazität bei größter Sperrspannung
C_p	Gesamt-Parallelkapazität (insgesamt etwa 12 pF).

Als kleinste Sperrspannung wurden mit Rücksicht auf möglichst geringe Dämpfung des Resonanzkreises durch die Diode 4 V statt 2 V gewählt. Für die Diode BA 150 gilt $C_{(2V)} \approx 55 \text{ pF}$.

Daraus folgt gemäß Bild 1: $C_u = C_{(4V)} \approx 55 \text{ pF} \cdot 0,825 \approx 45,4 \text{ pF}$

Mit $C_u = 45,4 \text{ pF}$ und $C_p = 12 \text{ pF}$ ergibt sich aus

$$\frac{C_u + C_p}{C_o + C_p} = 1,43$$

$$C_o = \frac{45,4 \text{ pF} - 12 \text{ pF} \cdot (1,43 - 1)}{1,43} \approx 28,1 \text{ pF}$$

Das bedeutet:

$$\frac{C_o}{C_{(2V)}} = \frac{28,1 \text{ pF}}{55 \text{ pF}} = 0,51$$

Gemäß Bild 1 gehört hierzu eine Sperrspannung $-U_d \approx 20 \text{ V}$. Der Trimmer C_5 dient zum Einstellen der Parallelkapazität C_p . Diese muß für eine Diodenkapazität $C_{(2V)} = 55 \text{ pF}$, wie hier angegeben, 12 pF betragen und bei Streuungen des Wertes von $C_{(2V)}$ proportional dem Exemplarwert von $C_{(2V)}$ verändert werden, damit die gesamte Kapazitäts-Variation erhalten bleibt.

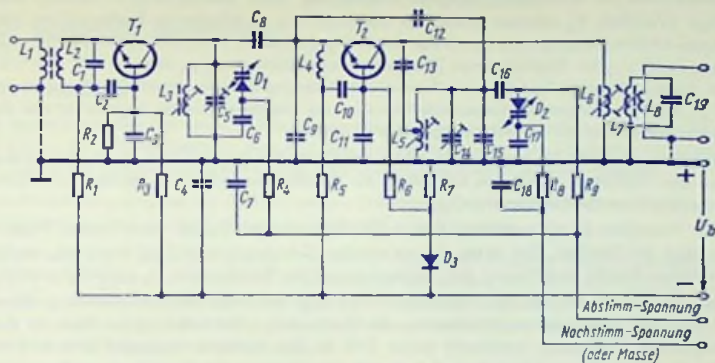


Bild 2

R_1	6,8 k Ω	C_4	1 nF	C_{16}	330 pF
R_2	2,2 k Ω	C_5	(0,5 ... 6) pF	C_{17}	330 pF
R_3	10 k Ω	C_6	330 pF	C_{18}	1 nF
R_4	10 k Ω	C_7	1 nF	C_{19}	100 pF
R_5	470 Ω	C_8	4,7 pF		
R_6	470 Ω	C_9	27 pF	D_1	BA 150
R_7	6,8 k Ω	C_{10}	470 pF	D_2	BA 150
R_8	10 k Ω	C_{11}	1 nF	D_3	BZ 102/1 V 4
R_9	10 k Ω	C_{12}	4,7 pF		
C_1	18 pF	C_{13}	220 pF		
C_2	470 pF	C_{14}	(0,5 ... 6) pF	T_1	BF 255
C_3	470 pF	C_{15}	4,7 pF; TK = $\frac{-750 \cdot 10^{-6}}{^{\circ}\text{C}}$	T_2	BF 255

L_1 L_2	je 5 Windungen 0,5 CuLS bifilar auf Kern 3 mm Durchmesser (FC-FU V)		
L_3	3 Windungen 1,0 CuAg auf Spulenkörper 5 mm Durchmesser Kern M 4 (FC-FU V)		
L_4	15 Windungen 0,5 CuLS Spulen-Innendurchmesser 4 mm		
L_5	2 Windungen mit Mittelanzapfung auf Spulenkörper 5 mm Durchmesser Kern M 4 (FC-FU V)		
L_6	10 Windungen	0,12 CuLS	} gemeinsam in 10,7 MHz-Filter 12 x 24 x 15 VK (Firma Neosid)
L_7	14 Windungen	0,12 CuLS	
L_8	2 Windungen	0,2 CuLS	

Alle Kerne mit Material FC-FU V der Firma Vogt & Co.

Schaltung der selbstschwingenden Mischstufe

Der Transistor T_2 arbeitet sowohl als Oszillator wie als Mischer in Basisschaltung. Die Basis-Emitter-Vorspannung ist mit der Diode D_3 stabilisiert. Hiermit und mit der Parallelkapazität C_{15} im Oszillatorkreis (Temperaturkoeffizient von C_{15} etwa $-750 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$) ist diese Stufe gegen Einflüsse von Temperaturänderungen kompensiert. Der Kondensator C_{15} setzt im übrigen die Kapazitäts-Variation des Oszillator-Kreises gegenüber der des Zwischenkreises auf das notwendige Maß herunter.

Um eine ausreichende Frequenz-Stabilität des Oszillators zu erreichen, wurde der Collector des Transistors T_2 an eine Anzapfung der Oszillatorkreis-Spule L_6 gelegt. Zum Rückkoppeln dient der Kondensator C_{12} .

Der Transistor BF 255 hat in dem Frequenzbereich um 100 MHz nur einen kleinen Phasenwinkel der Steilheit. Um dabei die notwendige Schwingsicherheit zu erreichen, mußte zwischen Emitter und Pluspol der Speisespannung der Kondensator C_9 eingefügt werden.

An der Abstimm-Diode des Oszillator-Kreises liegt die volle Oszillatorspannung. Diese erhöht mit ihren positiven Halbwellen die Dioden-Kapazität mehr als sie diese mit den negativen Halbwellen herabsetzt (siehe Bild 1). Das bedeutet insgesamt eine erhöhte Dioden-Kapazität und eine hiermit bedingte Verstimmung der Oszillatorkreis-Resonanz. Dies macht sich bei kleinen Abstimmspannungen (Dioden-Sperrspannungen) besonders bemerkbar. Das ist der Grund, weshalb hier ebenfalls als Mindestwert dieser Spannung 4 V gewählt wurden.

Mit der Wahl von $C_{13} = 220 \text{ pF}$ wurde eine zu hohe Zf-Spannung am Primärkreis des Zf-Bandfilters und damit am Collector von T_2 vermieden. Dies trägt dazu bei, daß auch eine Eingangsspannung des Tuners von 200 mV noch keine unzulässige Frequenzverwerfung bewirkt.

Betriebs- und Meßwerte

Speisespannung	9 V
Strom (gesamt)	4,3 mA
Collectorströme, Vorstufe	1 mA
Mischstufe	1,5 mA
Abstimmspannung	4 V ... 20 V
Leistungsverstärkung bei 180 Ω -Abschluß am Zf-Ausgang	20 dB ... 21 dB
Rauschzahl bei 87 MHz	4
bei 104 MHz	2,8
Spiegelselektion	27 dB ... 28 dB
Frequenzdrift bei Temperatur-Änderung	1,7 $\frac{\text{kHz}}{^\circ\text{C}}$
Frequenzdrift bei Speisespannungs-Änderung	5 $\frac{\text{kHz}}{\text{V}}$
Zf-Ausgangswiderstand	60 Ω
Zf-Bandbreite	250 kHz

AM-FM-Zf-Verstärker mit Silizium-Transistoren für geregelte Mischstufe

Vorbemerkung

Es handelt sich hier um einen Zf-Verstärker für die Zwischenfrequenzen 10,7 MHz und 470 kHz. Als AM-Mischstufe ist eine mit zwei Transistoren bestückte Schaltung mit einer Regelung des Verstärkungsgrades durch Stromverteilungs-Steuerung vorausgesetzt.

Bei FM-Empfang arbeitet der eine der beiden Transistoren der AM-Mischstufe in nichtneutralisierter Emitterschaltung als erste 10,7-MHz-Zf-Verstärkerstufe.

Bild 1 zeigt die Schaltung, beginnend mit dem gemeinsamen Eingang der zwei Transistoren T_1 und T_2 der eben erwähnten AM-Mischstufe und endend mit dem gemeinsamen NF-Ausgang des auf die beiden Demodulatoren folgenden Impedanzwandlers, der mit dem Transistor T_5 bestückt ist. Dieser Impedanzwandler dient zusätzlich als Regel-Verstärker beim Regeln der AM-Mischstufe.

Die Leistungsverstärkung des Zf-Verstärkers beträgt für AM etwa 24 dB und für FM rund 22 dB. In Bild 2 ist der Vollständigkeit halber dargestellt, wie die AM-Eingangs- und Oszillatorkreise für die Mischstufe mit Stromverteilungs-Steuerung geschaltet sein können.

Erste AM- und zweite FM-Zf-Stufe

Der für diese Stufe verwendete Transistor T_3 wird in nichtneutralisierter Emitterschaltung betrieben. Sein Eingang ist an das Filter F_1 für FM mit einer Koppelwicklung und für AM über einen kapazitiven Spannungsteiler angekoppelt.

Damit beim Durchstimmen im UKW-Bereich kein Abreißen des Empfangs aufgrund der Spannungsabhängigkeit der Collector-Kapazität erfolgt, ist dem Collector des Transistors T_3 ebenso wie auch dem des Transistors T_4 jeweils ein Widerstand von $220\ \Omega$ vorgeschaltet.

Der kapazitive Spannungsteiler im Filter F_1 wurde nicht an die mit dem Pluspol der Speisung verbundene Masse, sondern kapazitiv mit der Minusleitung verbunden. Ebenso wurde der Emitter von T_3 gegen die Minusleitung abgeblockt. Damit wird ein Übertragen von Brummspannungen auf die Steuerstrecke des Transistors vermieden. Die Brummspannungen, die möglicherweise von einer mangelnden Siebung der Speisespannung her-rühren, könnten sich sonst im heruntergeregelten Zustand als Brumm-Modulation auswirken.

Zweite AM- und dritte FM-Zf-Stufe mit Demodulatoren

Diese mit dem Transistor T_4 bestückte Stufe ist ebenso geschaltet wie die vorangehende Stufe. Da hier die Gefahr einer Brumm-Modulation nicht mehr besteht, konnte die Steuerstrecke einerseits über den kapazitiven Spannungsteiler C_{12} , C_{13} und andererseits über den Kondensator C_{14} an Masse gelegt werden.

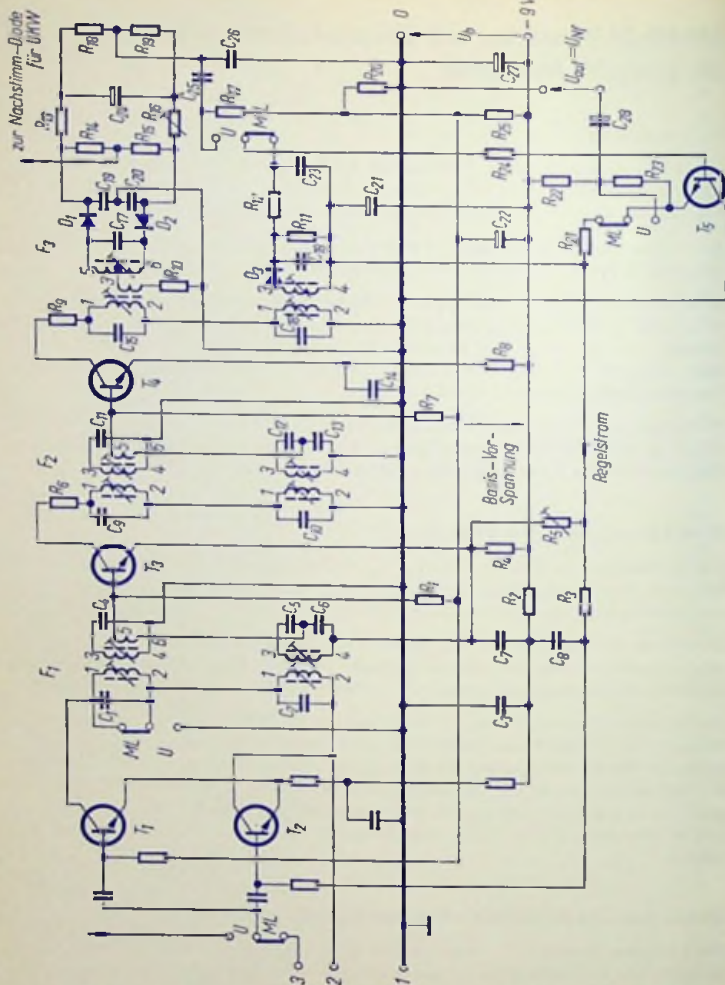


Bild 1

Schaltteilliste

R_1	6,8 k Ω	R_{22}	1 k Ω	C_{18}	2,2 nF
R_2	220 Ω	R_{23}	3,9 k Ω	C_{10}	200 pF
R_3	120 Ω	R_{24}	560 Ω	C_{20}	200 pF
R_4	3 k Ω	R_{25}	1 k Ω	C_{21}	125 μ F
R_5	2 k Ω , linear	C_1	250 pF	C_{22}	250 μ F
R_6	220 Ω	C_2	1,6 nF	C_{23}	2,2 nF
R_7	6,8 k Ω	C_3	100 nF	C_{24}	5 μ F
R_8	1 k Ω	C_4	30 pF	C_{25}	0,2 μ F
R_9	220 Ω	C_5	2,2 nF	C_{26}	10 nF
R_{10}	150 Ω	C_6	20 nF	C_{27}	100 μ F
R_{11}	10 k Ω	C_7	47 nF	C_{28}	2 μ F
R_{12}	1,3 k Ω	C_8	22 nF	D_1	AA 112
R_{13}	1 k Ω	C_9	200 pF	D_2	AA 112
R_{14}	100 k Ω	C_{10}	1,6 nF	D_3	AA 112
R_{15}	100 k Ω	C_{11}	30 pF	T_1	BF 254
R_{16}	2,5 k Ω , linear	C_{12}	2,2 nF	T_2	BF 254
R_{17}	20 k Ω	C_{13}	40 nF	T_3	BF 254
R_{18}	10 k Ω	C_{14}	47 nF	T_3	BF 254
R_{19}	10 k Ω	C_{15}	300 pF	T_4	BC 238
R_{20}	1,3 k Ω	C_{16}	2,2 nF		
R_{21}	1,5 k Ω	C_{17}	80 pF		

Spulensätze

F_1	Bausatz 2 x D 22—1437 mit aufgeschnittenen Kappenkernen der Firma Vogl & Co KG				
AM: Kernmaterial FK III	w_{12}	85 Windungen	10 x 0,05 CuLS		
	w_{34}	55 Windungen	10 x 0,05 CuLS		
FM: Kernmaterial FC I	w_{12}	8 Windungen	0,2 CuLS		
	w_{34}	30 Windungen	0,1 CuL		
	w_{56}	2 Windungen	0,1 CuL		
F_2	Bausatz 2 x D 22—1437 mit aufgeschnittenen Kappenkernen der Firma Vogl & Co KG				
AM: Kernmaterial FK III	w_{12}	85 Windungen	10 x 0,05 CuLS		
	w_{34}	55 Windungen	10 x 0,05 CuLS		
FM: Kernmaterial FC I	w_{12}	10 Windungen	0,2 CuLS		
	w_{34}	30 Windungen	0,1 CuL		
	w_{56}	1 Windung	0,1 CuL		

AM: Bausatz D 22—1437 mit einer Halterung

Kernmaterial FK III	w_{12}	55 Windungen $10 \times 0,05$ CuLS
	w_{34}	85 Windungen $0,12$ CuLS

FM: Bausatz D 22—1624 mit aufgeschnittenen Kappenkernen der Firma Vogl & Co KG

Kernmaterial FC I	w_{12}	8 Windungen $0,3$ CuL
	w_{34}	4 Windungen $0,1$ CuL
	w_{56}	bifilar 2×14 Windungen $0,2$ CuLS

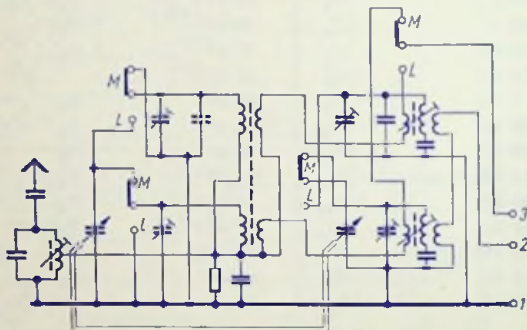


Bild 2

Das Filter F_3 wurde so ausgelegt, daß für die AM-ZI ein Abschlußwiderstand des Transistors T_4 von etwa $2,6 \text{ k}\Omega$ erscheint. Dieser niedrige Wert ergibt sich mit einem Lastwiderstand von $10 \text{ k}\Omega$ für den AM-Demodulator in Verbindung mit dem gewählten Übersetzungsverhältnis zwischen Kreis- und Diodenwicklung von F_3 . Damit ist selbst beim Modulationsgrad 1 und maximaler Eingangsspannung immer noch ein erheblicher Sicherheits-Abstand gegen das collectorseitige Übersteuern des Transistors T_4 gegeben.

Bei FM-Empfang arbeitet diese mit dem Transistor T_4 bestückte Stufe als Begrenzer. Mit dem hohen Kapazitätswert des Kondensators C_{15} und der gewählten Eingangs-Ankoppelung wird für FM ein Schwingen mit Sicherheit vermieden.

Die Koppelwicklung w_{34} im FM-Demodulator liegt über den Widerstand R_{10} an Masse. Das macht es möglich, zwischen den Widerständen R_{14} und R_{15} die Nachstimmspannung für den UKW-Tuner abzugreifen.

Für den Abgleich der AM-Unterdrückung bei der FM-Demodulation ist der Einstellwiderstand R_{16} vorgesehen. Die Niederfrequenz wird von der Mitte des aufgeteilten Demodulator-Lastwiderstandes ($R_{18} R_{19}$) abgenommen. Der von diesem Punkt nach Masse geschaltete Kondensator C_{20} dient zur De-Emphasis (Zeitkonstante $50 \mu\text{s}$).

Regelverstärker und Impedanzwandler

Die mit dem Transistor T_5 bestückte Stufe hat mehrere Aufgaben:

Sie dient als Regelverstärker. Bei AM-Betrieb sind Stromaufwärts-Regelung des Transistors T_2 der Mischstufe und Stromabwärts-Regelung des Transistors T_3 vorgesehen. Die unterschiedliche Regelrichtung sowie die Regelverzögerung für T_2 erhält man dadurch, daß der von T_5 verstärkte Regelstrom über den Widerstand R_5 und den Emittterwiderstand R_3 von T_3 geleitet wird. Die Reihenschaltung der Widerstände R_{22} und R_{23} dient zur Einstellung eines Ruhestromes für T_5 , damit die Richtspannung des AM-Demodulators zum Erzeugen des Regelstromes nicht erst die relativ hohe Anlaufspannung des Silizium-Transistors T_5 überwinden muß. Der Widerstand R_{23} verhindert wilde Schwingungen, die aufgrund von langen Zuleitungen entstehen könnten.

T_5 dient außerdem als NF-Impedanzwandler. Durch die richtige Wahl des Widerstandsverhältnisses von R_{22} und R_{23} können die NF-Ausgangsspannungen bei AM- und FM-Empfang einander angeglichen werden.

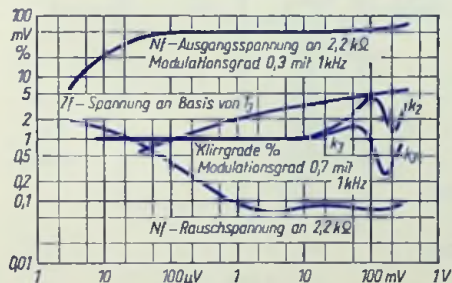
Der Transistor T_5 kann bei Anwendung des Verstärkers bei Rundfunk-Stereophonie gleichzeitig zum Verstärken des Pilotsignals verwendet werden, womit man eine Stufe im Stereo-Decoder sparen kann.

Daten und Meßergebnisse

Der gesamte Speisestrom der Transistoren $T_1 \dots T_5$ beträgt für $|U_D| = 9 \text{ V}$ bei AM rund 10 mA und bei FM rund $12,5 \text{ mA}$.

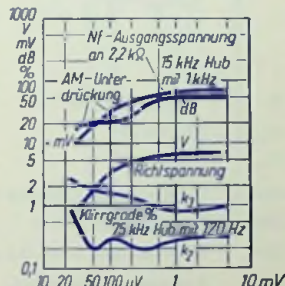
Der Ausgangswiderstand des AM-Meßgenerators hatte einen Wert von 320Ω . Mit diesem Wert ergibt sich Rauschanpassung. Die Meßergebnisse für AM zeigt Bild 3.

Bei FM wurde die Eingangsspannung an der Basis von T_1 zugrunde gelegt, weil die Wahl des UKW-Tuners offen gelassen ist. Deshalb wurde auch keine Rauschmessung vor-



Ursprungsspannung zum Steuern der Mischstufen-Transistoren T_1 und T_2
Generator-Frequenz 1 MHz , Generator-Ausgangswiderstand 320Ω

Bild 3



Steuerspannung an der Basis des Transistors T_1 , Frequenz $10,7 \text{ MHz}$

Bild 4

genommen. Die übrigen vom Zf-Verstärker abhängigen Meßergebnisse zeigt Bild 4. Beim Messen der AM-Unterdrückung wurden eingestellt: FM: 15 kHz Hub mit 120 Hz AM: Modulationsgrad $0,3$ mit 1 kHz .

Sender-Endstufe für Funksprechgeräte mit Transistor 2 N 3866

Diese Endstufe arbeitet bei 450 MHz im C-Betrieb. Sie hat eine Bandbreite von etwa 10 MHz. Am Lastwiderstand entspricht das Verhältnis der Grundwelle zur zweiten Harmonischen 20 dB. Die maximal verfügbare Leistungsverstärkung (bei Anpassung am Eingang und Ausgang) liegt über 10 dB.

Bild 1 zeigt die Schaltung. Als Resonanzkreis dient eine Koaxialleitung mit einem 1,5 mm \times 6 mm Innenleiter-Querschnitt. Die Elemente L_2 , C_3 und C_4 ermöglichen die Resonanz-Anpassung des Ausgangs an den 50- Ω -Lastwiderstand. Der Transistor-Eingangswiderstand wird mittels des aus L_1 , C_1 und C_2 bestehenden Netzwerkes an den 50- Ω -Generatorwiderstand angepaßt. Emittenseitig ist die Kapazität C_5 zur Kompensation der Zuleitungs-Induktivität eingefügt. Man stellt C_5 auf maximale Verstärkung bei stabilem Betrieb ein. Die Drossel Dr_2 besteht aus einer über den Leitungsdraht geschobenen Ferritperle mit 3,5 mm Durchmesser. Hiermit wird das Auftreten parasitärer Schwingungen unterbunden.

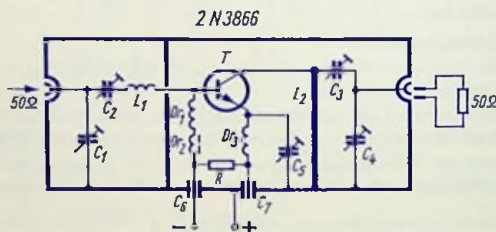


Bild 1

R	5,6 Ω 0,5 W	C_3	(2...6) pF	C_6	1 nF
C_1	(10...18) pF	C_4	(2...6) pF	C_7	1 nF
C_2	(2...6) pF	C_5	(10...18) pF	T	2 N 3866
Dr_1	15 Windungen 3 mm 0,4 CuL				
Dr_2	Ferritperle 3,5 mm \varnothing				
Dr_3	15 Windungen 3 mm 0,4 CuL				
L_1	2 cm lange Drahtschleife				
L_2	Leitungskreis-Innenleiter 1,5 mm \times 6 mm \times 44 mm				

Um den von der Post gestellten Bedingungen zu genügen, muß zum weiteren Abschwächen der zweiten Harmonischen ein Tiefpas nachgeschaltet werden, der als Anpassungs-Netzwerk für die Antenne ausgenutzt wird.

Bild 2 gibt einen Überblick über den Zusammenhang zwischen Modulationsgrad m und Klirrgraden k_2 sowie k_3 bei Collectorspannungs-Modulation. Mit zusätzlicher Modulation einer Treiberstufe kann der Klirrgrad noch weiter herabgesetzt werden.

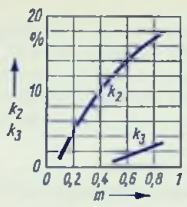


Bild 2

Die **Bilder 3 und 4** veranschaulichen den Aufbau der Sender-Endstufe. Der Transistor wird vom Innenleiter des Koaxial-Leitungskreises getragen. Über diesen Innenleiter strömt die im Transistor auftretende Verlustwärme ab.

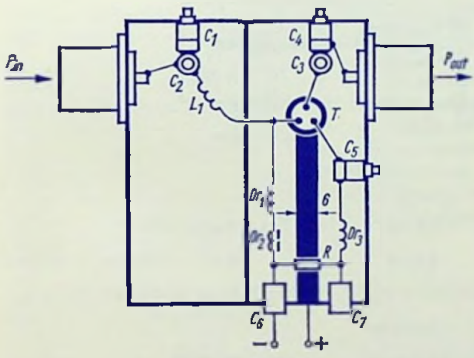


Bild 3

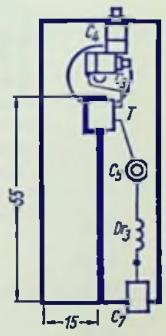


Bild 4

Meßwerte

Speisespannung	28 V
Eingangsleistung	100 mW
Ausgangsleistung	1 W (Grundwellenleistung, Oberwellen-Dämpfungsmaß 20 dB)
Wirkungsgrad	0,5

EC 8020 in Verstärker und Frequenzverdreifacher

Übersicht

Die Röhre EC 8020, eine UHF-Leistungstriode in Spanngittertechnik, hat bei einem Anodenstrom von 40 mA eine Steilheit von etwa 60 mA/V. Die Ausgangs-Kapazität und die Anoden-Zuleitungs-Induktivität beschränken den wirtschaftlichen Anwendungsbereich auf Frequenzen bis höchstens etwa 750 MHz. Der Einfluß der Elektronenlaufzeiten ist bei der Röhre EC 8020 bis zu dieser Frequenzgrenze von untergeordneter Bedeutung.

Die EC 8020 im Verstärker für (430 ... 700) MHz

Da jede zusätzliche Kapazität am röhrenseitigen Ende der als Resonanzanordnung dienenden Koaxialleitung den Gesamtwirkungsgrad herabsetzt, vermeidet man für Frequenzen über 500 MHz kapazitiv abgestimmte $\lambda/4$ -Leitungen. Man verwendet statt dessen eine $\lambda/2$ -Leitung mit der Abstimmkapazität an dem der Röhre abgewendeten Ende.

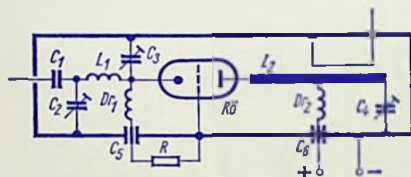


Bild 1

R	100 Ω	C_5	1,5 nF	L_1	Blechstreifen:
C_1	30 pF	C_6	1,5 nF		4 mm \times 0,25 mm \times 20 mm
C_2	(1...5) pF			L_2	3 mm \varnothing , $\lambda/2$ verkürzt
C_3	(1...5) pF	DR_1	$\lambda/4$ -Drossel		
C_4	(1...5) pF	DR_2	$\lambda/4$ -Drossel	$R\ddot{o}$	EC 8020

Für die EC 8020 hat der Betrag der Rückwirkungs-Admittanz bei etwa 435 MHz sein Minimum. Oberhalb und unterhalb dieser Frequenz wird der Anodenkreis zwar gedämpft, doch bleiben auch da die Verhältnisse bei Lastanpassung stets stabil. Bild 1 zeigt als Anwendungsbeispiel das Schema des Aufbaues einer ausgeführten Verstärker-Schaltung. Hiermit ergaben sich bei einer Speisespannung von 200 V, einem Anoden-Gleich-

strom von 70 mA und einem Kathoden-Vorwiderstand $R = 100 \Omega$

zur Frequenz	430	500	600	700	MHz
negative Gitterspannung	7,6	7,5	7,4	7,3	V
Gitterstrom	6	5	4	3	mA
Ausgangsleistung	9,2	8,5	7,5	6	W
Anodenverlustleistung	5	5,7	6,5	8	W
Wirkungsgrad	65	60	54	43	%

Die von der Treiberstufe aufzubringende Steuerleistung beträgt etwa 0,5 W. Diese Leistung erscheint am Ausgang der Verstärkerstufe fast ganz. Sie ist mit diesem Betrag in den vorstehend angegebenen Ausgangsleistungen enthalten.

Die EC 8020 im Frequenzverdreifacher (145 MHz/435 MHz)

Bild 2 enthält den Schaltplan. In Bild 3 ist der Aufbau schematisch skizziert.

Im Vervielfacherbetrieb werden wegen der geringen Laufzeiten in der EC 8020 selbst bei sehr kleinen Stromflußwinkeln die Anodenstrom-Impulse nicht nennenswert verschliffen. Im Verdreifacherbetrieb mit zwei EC 8020 in Gegenakt kann man es nicht auf einfache Weise umgehen, die Abstimmtrimmer in der Nähe der Anoden-Anschlußstifte unterzubringen. Wegen der damit stärkeren kapazitiven Belastung der Röhre empfiehlt es sich für den Leitungskreis einen kleineren Wellenwiderstand ($60 \Omega \dots 100 \Omega$), und zwar bei vorgegebener Kammergröße mittels eines größeren Innenleiterquerschnittes, zu realisieren. Hiermit erhält man einen höheren Resonanzwiderstand. Aufgrund des kleineren Anteils der dritten Harmonischen muß der Anodenwiderstand hier zum Erreichen des Grenzzustandes höher sein als im Geradeausbetrieb. Das Maximum der dritten Harmonischen ergibt sich bei Stromflußwinkeln unter 50° .

Bei 200 V Speisespannung, 125 mA Anodengleichstrom und einem Kathoden-Vorwiderstand von 220Ω ergaben sich

bei einer negativen Gittervorspannung von	30 V
Gitterstrom	7 mA
Ausgangsleistung	12 W
Anodenverlustleistung	13 W
Wirkungsgrad	48 %
Eingangsleistung	2 W

Das Bild 3 entspricht (bezüglich der Längen) etwa einem Drittel der natürlichen Größe.

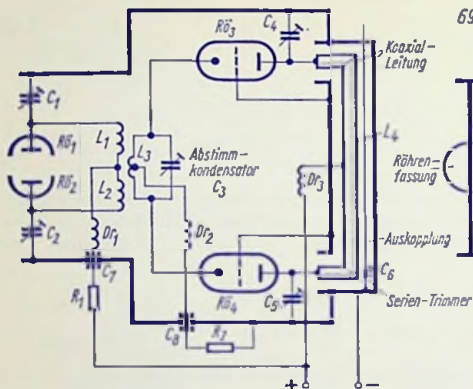


Bild 2

6939 2-EC8020

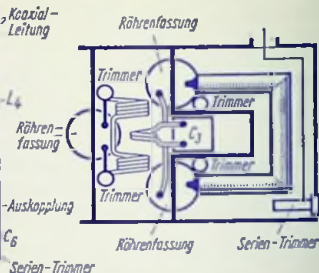


Bild 3

R_1	200 Ω	C_4	(1...5) pF	Dr_1	$\lambda/4$ -Drossel
R_2	220 Ω	C_5	(1...5) pF	Dr_2	$\lambda/4$ -Drossel
C_1	(1...5) pF	C_6	(1...8) pF	Dr_3	$\lambda/4$ -Drossel
C_2	(1...5) pF	C_7	1,5 nF	$Rö_1, Rö_2$	6939
C_3	22 pF	C_8	1,5 nF	$Rö_3, Rö_4$	EC8020
$L_1 + L_2$ 2 x 4 Windungen, Windungs-Durchmesser 10 mm, 1,5 mm Cu versilbert Gesamtlänge 30 mm, Abstand 15 mm					
L_3 2 Windungen, Windungs-Durchmesser 9 mm, 1,5 mm Cu versilbert, Spulen- länge 5 mm					
L_4 Kupferrohr (versilbert) 9 mm Durchmesser, Längen (Mittellinie): 30 mm + 45 mm + 30 mm					

Die Röhre 8255 bei Frequenzen über 1 GHz

Allgemeines

Die Untersuchungen an Ortskurven der Kurzschluß-Eingangs-Impedanz von in Gitterbasisschaltung betriebenen Röhren 8255 haben gezeigt, daß sich in Abhängigkeit von der verwendeten Verdrosselung des Heizkreises für die jeweilige Betriebsfrequenz innerhalb einer Bandbreite von etwa 50 MHz eine ausgeprägte Erhöhung des Realteiles ergibt. Für diesen Betriebszustand wird die Rauschzahl bei Rauschanpassung und Rauschabstimmung zu einem absoluten Minimum.

Eingangs-Ersatzschaltbild

Bild 1 zeigt das zwischen Kathode und Masse liegende Netzwerk.

Es bedeuten:

L_k	die Induktivität der Kathodenleitung
L	die aus dem Heizfaden und den Heizdrosseln resultierende wirksame Induktivität
R_v	den Verlustwiderstand des Heizkreises
C_{fk}	die Kapazität zwischen Heizfaden und Kathodenhülse
$C = C_{gk} + C_F + \Delta C_g$	die Summenkapazität, bestehend aus Röhrenkaltkapazität C_{gk} , Fassungskapazität C_F und Raumladungskapazität ΔC_g
$S = S \cdot \exp(-j \cdot \varphi)$	die komplexe Steilheit
G_{el}	den elektronischen Eingangsleitwert

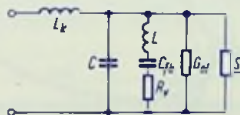


Bild 1

Ortskurve der Eingangs-Impedanz

In Bild 2 ist der prinzipielle Verlauf der aus dem Netzwerk errechneten Ortskurve der Eingangs-Impedanz dargestellt mit den drei charakteristischen Frequenzen

f_{s1}	erste Serienresonanzfrequenz
f_p	Parallelresonanzfrequenz
f_{s2}	zweite Serienresonanzfrequenz

Verkleinert man die Induktivität L durch Verändern der Verdrosselung des Heizkreises, so erhält man eine Ortskurvenschar mit wachsenden Resonanzfrequenzen f_{s1} , f_{s2} , f_p . Optimale Verhältnisse im Hinblick auf verfügbare Leistungsverstärkung und Rauschzahl ■

ergeben sich immer dann, wenn man die Verdrosselung so einrichtet, daß die Betriebsfrequenz mit der Parallelresonanzfrequenz f_p zusammenfällt, da dann der Realteil der dynamischen Röhren-Admittanz am wenigsten durch den transformierten Verlustwiderstand R_p beeinflußt wird.

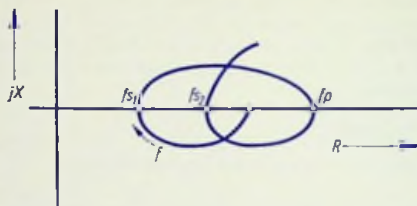


Bild 2

Für Frequenzen über 1 GHz kann die Stromverteilung über die Induktivität Z nicht mehr als stationär betrachtet werden. Die daraus folgende Leitungs-Charakteristik kommt in einer mehrfachen Drehung der Ortskurve der Eingangs-Impedanz zum Ausdruck.

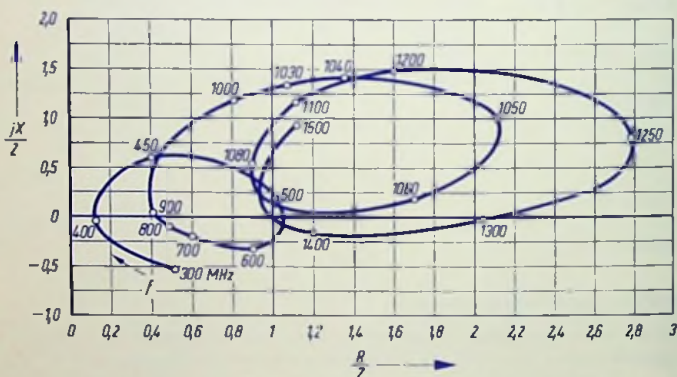


Bild 3

Bild 3 zeigt eine im Betriebszustand gemessene Ortskurve der Eingangs-Impedanz im Frequenzbereich von 0,3 GHz bis 1,5 GHz, wie sie sich bei einer bestimmten Auslegung der Heizkreis-Verdrosselung ergibt. Z ($= 60 \Omega$) bedeutet den Wellenwiderstand der Anordnung zum Messen der Eingangs-Impedanz und dient in Bild 3 als Bezugsgröße.

Verdrosselung des Heizkreises

Die Ausführung der Heizkreis-Verdrosselung für die zur Ermittlung der vorstehenden Ortskurve verwendete Meßanordnung geht aus Bild 4 hervor.

Die Drosseln Dr_1 und Dr_2 bestehen aus je drei Windungen seidenisolierten, versilberten Kupferdrahtes von 0,25 mm Drahtstärke und einem Windungsdurchmesser von 4 mm. C_1 stellt einen Abblock-Kondensator zur hochfrequenten Erdung des Heizkreises dar. Dr_3 ist eine Entkopplungsdrossel, die hier als $\lambda/4$ -Drossel für die Frequenz von 650 MHz

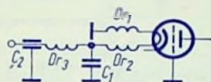


Bild 4

ausgelegt war und im Schmalbandbetrieb als $\lambda/4$ -Drossel für die jeweilige Mittelfrequenz ausgeführt werden sollte. Sie verhindert eine Transformation der Verluste des Durchführungsfilters C_2 (NSF, Dufi DK 4000) parallel zu C_1 . Das könnte sonst den Verlustwiderstand R_{ij} vergrößern, weil eine ganz exakte Erdung mit C_1 nicht möglich ist.

Vorstufen-Betriebswerte bei 1,3 GHz

Bei der dargestellten Ausführung der Heizkreis-Verdrosselung läßt sich mit der Röhre 8255 bei einer Frequenz von 1,3 GHz und Betrieb im Rauschminimum (Rauschanpassung und Rauschabstimmung) eine zusätzliche Rauschzahl $F_z = 8 \dots 9$ erreichen. Das Eingangs-Stehwellenverhältnis beträgt dabei etwa 2,5. Die Übertragungs-Leistungsverstärkung erreicht 9 dB bei einer Ausgangsbandbreite von 30 MHz.

Anwendungsbeispiel

Als Anwendungsbeispiel wird im folgenden ein Frequenzumsetzer von der Eingangsfrequenz $f_e \approx 1,3$ GHz auf eine Zwischenfrequenz von etwa 30 MHz beschrieben. Bild 5 zeigt den Schaltplan.

Das Eingangssignal gelangt über ein koaxiales π -Glieder zur Einstellung des Rauschminimums auf die Kathode der in Gitterbasisschaltung betriebenen ersten Vorstufe (8255), welche auf einen durch die Röhrenausgangskapazität einerseits und die Kapazität des Abstimmlimmers andererseits verkürzten $\lambda/2$ -Koaxial-Kammerkreis arbeitet. Die zweite Gitterbasisschaltung (8255) ist induktiv in der Nähe des Strombauches angekoppelt. Ihr Anodenkreis ist in derselben Art ausgeführt wie derjenige der ersten Vorstufe. Das Oszillator-Signal wird in Serie zur Auskoppelschleife des zweiten Vorkreises in die Kathode der Gitterbasis-Mischröhre (8255) eingespeist. Das Zwischenfrequenz-Signal gelangt über ein symmetrisch abgestimmtes kapazitiv gekoppeltes Bandfilter zum Gitter der in Anodenbasisschaltung betriebenen Trennröhre EC 806 S und führt dann von deren Kathode zur Ausgangsbuchse.

Die Frequenzaufbereitung geht von einem in »Butlerschaltung« betriebenen Quarzoszillator mit der Röhre E 88 CC aus. Der Schwingquarz (140, 889 MHz) wird dabei im 7. Obererton erregt. Die Quarzhallerungskapazität wird mit einer Kompensationsspule in Parallelresonanz abgestimmt. Das in Kathodenbasisschaltung betriebene zweite System der E 88 CC arbeitet als Frequenzverdreifacher auf einen Anodenkreis, der als U-Bügel ausgeführt

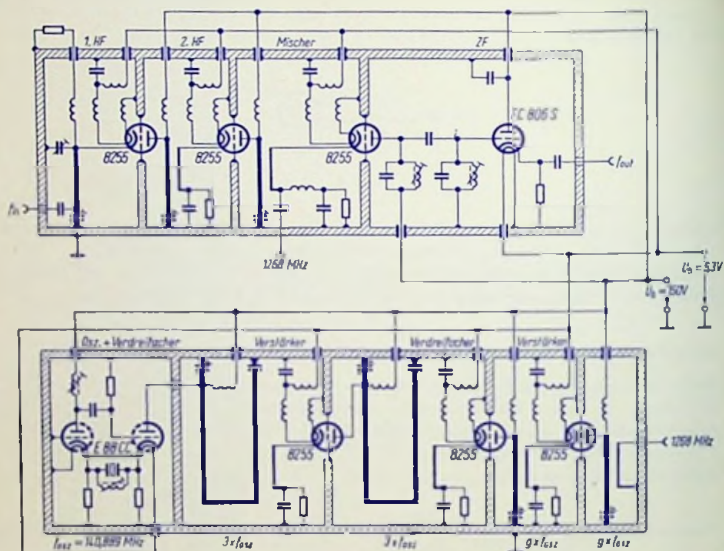


Bild 5

und zur Vermeidung von Abstrahlungsverlusten in einer Kammer untergebracht ist. Der nachfolgende Verstärker (8255) steuert den zweiten Verdreifacher (8255), dem eine in B-Betrieb arbeitende Geradeaus-Leistungsstufe mit einer Röhre 8255 folgt. Die Ausgangsleistung wird durch Wahl der Betriebsspannung auf 70 mW begrenzt. Sie wird über ein Koaxialkabel dem Frequenzumsetzer zugeführt.

Bemerkungen

Als Kompromiß zwischen bester Selektion und minimaler Rauschzahl wurde der Eingangskreis zugunsten der Rauschzahl als π -Kreis (verkürzter $\lambda/2$ -Kreis) ausgelegt. Dies bedeutet jedoch für die Praxis wegen der hohen Intermodulationsfestigkeit der Vorröhre keine nen-

nenswerte Einbuße. Jeder parallel zur Steuerstrecke wirksame Verlustleitwert ist von sehr ungünstigem Einfluß auf die minimale Rauschzahl $F_{z\min}$, welche sich unter Verwendung der Rauschkennwerte und dem genannten Verlustleitwert zu

$$F_{z\min} = 2 \left[\tau_n (G_c + g_{cor}) + \sqrt{\tau_n (G_c + g_{un}) + \sigma_n^2 (G_c + g_{cor})^2} \right]$$

errechnet.

Es bedeuten:

τ_n	äquivalenter Rauschwiderstand
g_{un}	influenzierter Gitterrauschleitwert
g_{cor}	Realteil des komplexen Korrelationsleitwertes
G_c	Verlustleitwert (Kreisleitwert)

Wollte man andererseits eine Vorselektion anwenden, so müßte die Eingangsrohre wegen des Realteiles der Röhreingangs-Impedanz an den Eingangskreis unterangekoppelt werden. Der an den Röhreingang transformierte Kreisleitwert wäre dadurch um ein Vielfaches höher (als der am Hochpunkt liegende), womit eine Erhöhung von $F_{z\min}$ unvermeidlich wäre.

Kleinsender für 1,3 GHz mit EC 8010

Bezüglich des Frequenzvervielfachers sei noch erwähnt, daß dieser Baustein durch Aus-tauschen des Schwingquarzes und Nachstimmen der Resonanzkreise als Kleinsender ver-wendet werden kann. Unter Einhaltung der Röhrengrenzdaten läßt sich damit eine Ausgangsleistung von 200 mW bei der Frequenz von etwa 1297 MHz erreichen (Schwing-quarz-Frequenz 144,1 MHz). Ersetzt man die Röhre 8255 in der Endstufe durch eine Röhre EC 8010, dann liefert der Kleinsender sogar abzüglich der Kreisverluste eine Ausgangslei-stung von 600 mW.

Technische Daten des Labormusters

Übertragungs-Leistungsverstärkung	$V_{pü} = 33 \text{ dB}$
zusätzliche Rauschzahl	$F_z = 9$
UHF-Bandbreite	25 MHz
Zf-Bandbreite	2,5 MHz
Eingangsfrequenz	etwa (1296 ... 1298) MHz
Zwischenfrequenz	etwa (28 ... 30) MHz
Eingangsspannung	$U_{tn} = 10 \text{ mV}$
für einen Intermodulationsabstand von	30 dB

Die Intermodulationsfestigkeit wurde nach der Zwei-Sender-Methode gemessen, indem die Leistungen zweier gleichstarker Eingangssignale der Frequenzen $f_1 = 1296 \text{ MHz}$ und $f_2 = 1297 \text{ MHz}$ so lange erhöht wurden, bis ein um 30 dB gegenüber einem dieser Prüf-signale geschwächtes Intermodulationssignal mit der Frequenz $2 \cdot (f_2 - f_1)$ erschien.

Linearer Hf-Meßgleichrichter mit Schottky-Dioden BAX 26

Schottky-Dioden

Das System einer solchen Diode besteht aus einer an ein Metall angrenzenden n-Zone. Zum Durchlaßzustand gehört eine positive Spannung des Metalls gegen die n-Zone. Die BAX 26 hat einen Sperrstrom von weniger als 25 nA. Bei Ändern der Wechselspannung zwischen 0,5 V und 8 V (Diode als Spitzengleichrichter betrieben) ändert sich ihre dynamisch wirksame Kapazität um höchstens 0,1 pF. Aus den geringen Speicherladungen der Schottky-Diode folgen besonders gute dynamische Eigenschaften.

Schaltung

Gemäß Bild 1 besteht der Hf-Meßgleichrichter aus einer Cascode-Vorstufe mit hohem Ausgangswiderstand und geringer Rückwirkung, aus der Zweiweg-Gleichrichterschaltung mit den Dioden D_1 und D_2 sowie aus einer Ausgangsstufe mit einem Transistor in Basis-schaltung.

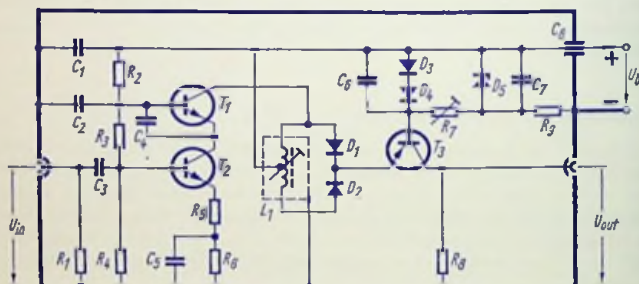


Bild 1

R_1	62 Ω	C_1	330 nF	D_1	BAX 26
R_2	6,8 k Ω	C_2	100 nF	D_2	BAX 26
R_3	9,1 k Ω	C_3	1 nF	D_3	OA 182
R_4	18 k Ω	C_4	27 pF	D_4	BZY 87
R_5	10 Ω	C_5	100 nF	D_5	BZY 85/C 6 V 8
R_6	910 Ω	C_6	100 nF	T_1	BF 185
R_7	25 k Ω , linear	C_7	100 nF	T_2	BF 185
R_8	3,3 k Ω	C_8	1 nF	T_3	BC 177
R_9	1,8 k Ω				
L_1	2 x 12 Windungen bifilar 0,1 CuLS in NEOSID-Einkreis-Kleinfiler 12 x 12 x 15 mit Nippelkern ZN 2,3 x 8,5/4, Kernmaterial F 10				

Im Hinblick auf die zu erreichende Linearität müssen die Schleusenspannungen der Dioden D_1 und D_2 sowie des Transistors T_3 kompensiert werden. Das geschieht mit der Summe der Durchlaßspannungen der Dioden D_3 und D_4 unter Zuhilfenahme des Einstellwiderstandes R_7 zum genauen Abgleich. Daß für D_3 eine Germanium-Diode und für D_4 eine Silizium-Diode gewählt wurde, hat seinen Grund allein in dem hier benötigten Wert der Summe beider Dioden-Durchlaßspannungen. Möglicherweise müssen diese beiden Dioden mit Bezug auf ihre Durchlaßspannungen ausgesucht werden.

Man stellt, wie schon angedeutet, an R_7 die Linearität ein. Dazu verwendet man drei Werte der Hf-Eingangsspannung und behält die Einstellung von R_7 bei, mit der sich die drei Ausgangsspannungen ebenso verhalten wie die drei Eingangsspannungen. Die Referenz-Diode D_5 hat in Verbindung mit dem Widerstand R_9 den Zweck, den Einfluß von Speisespannungs-Schwankungen auf die Spannung an der Reihenschaltung von D_3 mit D_4 zu verhindern. Als T_3 wurde ein Si-pnp-Transistor gewählt, weil sich mit der Schichtfolge pnp eine zur übrigen Schaltung passende Polarität ergibt und weil die Eigenschaften des Silizium-Systems (niedriger Sperrstrom, günstiges Temperaturverhalten in der hier gewählten Schaltung, kurze Schaltzeiten und damit kleine Einstellzeiten) für diese Anwendung vorteilhaft sind.

Daten

U_b	Speisespannung	24 V
f	Betriebsfrequenz	36 MHz
r_{in}	Eingangswiderstand	60 Ω
$t_{amb\ max}$	maximale Umgebungstemperatur	50 °C
$U_{in\ max}$	maximale Eingangsspannung	68 mV
U_{out}	Ausgangsspannung; für $U_{in\ max}$	10 V
	relativer Fehler siehe Bild 2	
I_b	Speisestrom; bei $U_{in\ max}$	27 mA

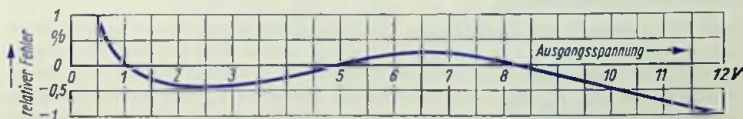


Bild 2

Die Bandbreite geht mit abnehmendem Eingangspegel so zurück:

Pegel-Abnahme gegen $U_{in\ max}$	0 dB	-10 dB	-20 dB	-30 dB
Bandbreite	50 MHz	32 MHz	15 MHz	8 MHz

Wechselspannungs-Verstärker mit elektronisch umschaltbarem Verstärkungsgrad

Übersicht

Insbesondere für automatisches Messen besteht ein Bedürfnis nach Wechselspannungs-Verstärkern, deren Verstärkung in definierten Stufen sehr rasch geändert werden kann. Das rasche, stufenweise Ändern des Verstärkungsgrades erreicht man mit elektronischem Umschalten. Würde man dabei die Arbeitsbedingungen der aktiven Verstärker-Elemente (der Transistoren oder Röhren) beeinflussen, so wären damit die Stufen des Verstärkungsgrades für viele Zwecke nicht exakt genug festzulegen. Außerdem ergäben sich damit Änderungen der Eingangs- und Ausgangs-Impedanz sowie Beeinflussungen des Phasenganges und der Bandbreite.

Um diese Schwierigkeiten und Ungenauigkeiten zu vermeiden, kann man für jeden benötigten Verstärkungsgrad eine spezielle Verstärker-Stufe verwenden und diese Einzelverstärker so zusammenschalten, daß die Gesamt-Anordnung nur einen einzigen Eingang und Ausgang hat.

Die einzelnen Verstärker-Stufen werden über den Eingang der Gesamt-Anordnung gemeinsam gesteuert. Sie sind dabei aber bis auf den Verstärker, dessen Verstärkungsgrad gerade benötigt wird, gesperrt. Sperren und Entsperrn der Verstärker können elektronisch durchgeführt werden.

Es empfiehlt sich, die Einzelverstärker einander gleich auszubilden und die Verstärkungsgrade mit Einfügen von Dämpfungsgliedern abzustufen.

Nachstehend wird zunächst im Prinzip dargelegt, wie man eine Verstärker-Anordnung für zwei verschiedene Verstärkungsgrade aufbauen und störende Einflüsse, die sich aus dem Umschalten ergeben, kompensieren kann. Dann wird eine ausgeführte Schaltung gezeigt und beschrieben. Den Abschluß bildet ein Hinweis auf Anordnungen für mehr als zwei verschiedene Verstärkungsgrade.

Zwei Prinzipschaltungen

Die Transistoren T_1 und T_2 der beiden Verstärker-Stufen werden jeweils gemeinsam gesteuert und gemäß Bild 1 in Emitterschaltung bzw. gemäß Bild 2 in Basisschaltung betrieben. Die Ausgangsspannung wird vom Collector des Transistors T_1 über einen Dämpfung-Vierpol (R_4 , R_5 , R_6), vom Collector des Transistors T_2 aber unmittelbar abgenommen. Mit dem einpoligen Umschalter, der hier der Übersichtlichkeit halber als mechanisch zu betätigender Schalter eingetragen ist, kann wahlweise der eine oder andere Transistor gesperrt werden.

Beide Transistoren arbeiten mit großer Gegenkopplung. Sie ist in der Schaltung nach Bild 1 mit dem Widerstand R_8 und in der Schaltung nach Bild 2 mit der Parallelschaltung von R_8 mit R_1 (Ausgangswiderstand des Signalgenerators) gegeben. Somit kommen die Exemplarstreuungen der zwei Transistoren nicht zur Geltung.

Die Emitterschaltung (Bild 1) bietet die Vorteile einer höheren Eingangs-Impedanz und einer größeren Leistungsverstärkung.

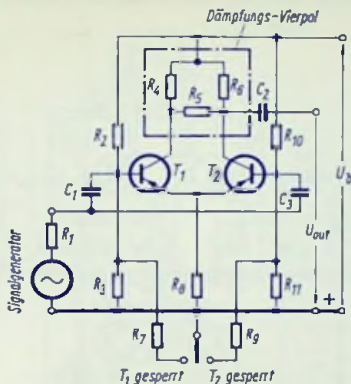


Bild 1

Die Basisschaltung (Bild 2) gestattet bei Einhalten eines höchstzulässigen Fehlers das Verwenden eines Dämpfungs-Vierpols mit größerer Dämpfung.

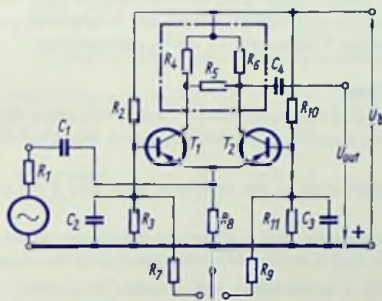


Bild 2

Ausgleich der Collectorgleichströme

Wird zum Ändern des Verstärkungsgrades einer der beiden Transistoren gesperrt, so unterbricht man damit auch seinen Collector-Gleichstrom. Die Folgen sind ein Spannungsschaltimpuls und, wegen der mit Wegfall des Collector-Gleichstromes stark gewandelten Transistor-Vierpolkonstanten, eine geänderte Belastung des Vierpols. Dies ist in einer Schaltung nach Bild 3 dadurch vermieden, daß beim Sperren eines der beiden vom Signalgenerator gesteuerten Transistoren T_1 und T_2 ein nicht vom Signalgenerator gesteuerter Tran-

sistor T_3 bzw. T_4 den Collector-Gleichstrom des gesperrten Transistors übernimmt. Dabei sind die Transistoren T_3 und T_4 so in die Schaltung eingefügt, daß der Ausgangsleitwert des gesperrten Transistors für den Dämpfungs-Vierpol durch den Ausgangsleitwert des dem

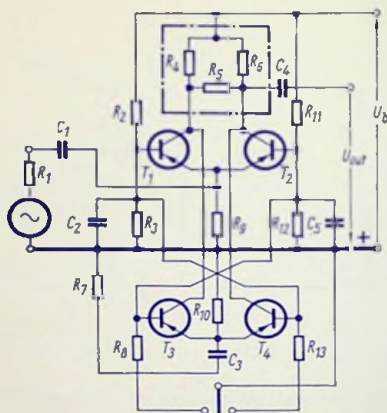


Bild 3

gesperrten Transistor zugeordneten Ausgleichstransistors ersetzt wird. In der Schaltung nach Bild 3 sind für die Ausgleichs-Transistoren der Ausgangswiderstand R_1 des Signalgenerators mit R_7 und der Kondensator C_1 mit C_3 nachgebildet.

Ausgeführte Schaltung

Bild 4 veranschaulicht eine Schaltung, mit der zwei verschiedene Verstärkungsgrade eingestellt werden können. Gegenüber der Schaltung nach Bild 2 hat sie folgende Besonderheiten:

- Der Dämpfungs-Vierpol ist in der Schaltung nach Bild 4 mit zwei Koaxialsteckern außen anschließbar.
- Die beiden Einzelverstärker sind in einem Abschirmkasten gemeinsam untergebracht. Die Speisespannungen sind über Durchführungskondensatoren zugeführt.
- Anstelle des in Bild 2 dargestellten mechanischen Umschalters sind hier die beiden Transistoren T_3 und T_4 eingesetzt. Zum Betätigen des damit gebildeten elektronischen Umschalters dient die Spannung U_S . Mit $U_S = 0$ ist der Transistor T_4 gesperrt, wobei der npn-Transistor T_3 über die Diode D_3 eine positive Basis-Emitter-Spannung erhält. Diese bewirkt den Durchlaßzustand des Transistors T_3 . Gibt man der Spannung U_S einen positiven Wert, so wird damit der Durchlaßzustand des Transistors T_4 erreicht. Wegen der dann niedrigen Collector-Emitter-Spannung des Transistors T_4 und der Schleusenspannung der Diode D_3 entfällt die für den Durchlaßzustand des Transistors T_3 dort notwendige Basis-Emitter-Spannung. Deshalb ist nun dieser Transistor gesperrt.

Zum Durchlaßzustand des Transistors T_3 bzw. des Transistors T_4 gehört der Sperrzustand des Transistors T_1 bzw. des Transistors T_2 .

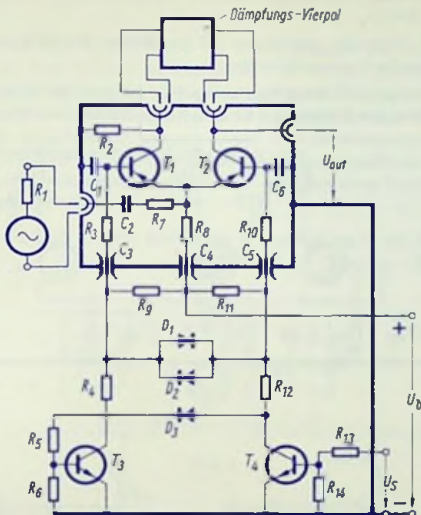


Bild 4

Bemessung für einen Frequenzbereich von 300 kHz (−3 dB) ... 300 MHz (−1 dB)

R_1 Ausgangswiderstand der Signalquelle	R_{10} 1 k Ω	$C_5^*)$ 1 nF
R_2 gleich dem Wellenwiderstand des Dämpfungs-Vierpols	R_{11} 5,1 k Ω	C_6 4,7 nF
R_3 1 k Ω	R_{12} 7,5 k Ω	D_1 BZY 87
R_4 7,5 k Ω	R_{13} 1,5 k Ω	D_2 BZY 87
R_5 39 k Ω	R_{14} 11 k Ω	D_3 BZY 87
R_6 11 k Ω	C_1 4,7 nF	T_1 AF 106
R_7 Vorwiderstand	C_2 3,3 nF	T_2 AF 106
R_8 1 k Ω	$C_3^*)$ 1 nF	T_3 BSY 19
R_9 5,1 k Ω	$C_4^*)$ 1 nF	T_4 BSY 19

*) Durchführungskondensator

Mit den antiparallel geschalteten Dioden D_1 und D_2 wird der Betrag der Spannung zwischen den beiden Zuleitungen zu R_3 und R_{10} auf etwa 600 mV gehalten. Damit erreicht man Sicherheit für den Sperrzustand und den Durchlaßzustand der Transistoren T_1 und T_2 .

Der Widerstand R_7 , der in Reihe mit dem Widerstand R_1 wirksam ist, verhindert ein unzulässig starkes Absinken des Gegenkopplungsgrades bei Verwenden eines Signalgenerators mit extrem geringem Ausgangswiderstand R_1 (siehe die diesbezügliche Bemerkung zur Schaltung nach Bild 2).

Der Kondensator C_2 bestimmt, gemeinsam mit den Werten der Widerstände R_1 , R_7 und R_8 die untere Grenze des Frequenzbereiches.

Die verfügbare Leistungsverstärkung V_{ppv} ist ungefähr mit dem Verhältnis $R_2 : R_7$ gegeben. Mit der in Bild 4 gezeigten Schaltung sind Umschaltzeiten von nur $0,5 \mu s$ möglich.

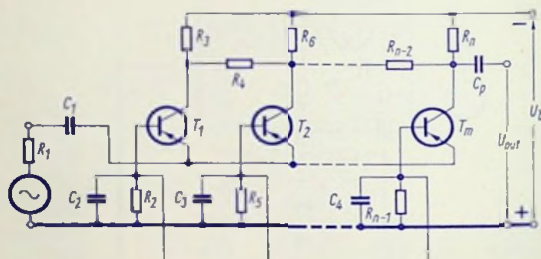


Bild 5

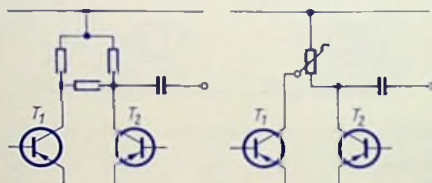


Bild 6

Schaltung für mehr als zwei verschiedene Verstärkungsgrade

Das Bild 5 veranschaulicht eine solche Schaltung im Prinzip. Jedem Verstärkungsgrad ist hier ein einstufiger Verstärker zugeordnet. An die Stelle eines einzelnen Dämpfungs-Vierpols tritt dabei eine Widerstands-Kettenschaltung, deren Gliederzahl um die Zahl 1 geringer ist als die Anzahl der Verstärkungsgrad-Stufen.

Ersatz des Dämpfungs-Vierpols

Anstelle eines Dämpfungs-Vierpols, wie er z. B. in den Bildern 1 ... 3 eingetragen ist, kann mit einer in vielen Fällen ausreichenden Genauigkeit ein Widerstand mit einstellbarem Abgriff gemäß Bild 6 eingesetzt werden. Der Wert dieses Widerstandes muß klein gegen die wirksamen Werte der Ausgangs-Impedanzen der beiden Transistoren T_1 und T_2 sein. Der (zweckmäßigerweise in Stufen) verstellbare Abgriff des Widerstandes ermöglicht es, den zu schaltenden Sprung des Verstärkungsgrades den jeweils gegebenen Bedingungen anzupassen.

Bemessen von Transistor-Oszillatoren für hohe Frequenzen

Übersicht

Liegt die Oszillatorfrequenz in der Nähe der Transistfrequenz des Transistors, so müssen im Hinblick auf das Anschwingen des Oszillators und auf die Stabilität der Oszillatorspannung die Phasendrehungen der Vorwärtsteilheit des Transistors beachtet werden. Liegt der Phasenwinkel der Vorwärtsteilheit für Basisschaltung bei $+90^\circ$ bzw. für Emitterschaltung bei -90° , so verwendet man mit Vorteil eine phasendrehende Rückkopplungsschaltung gemäß DBP 1046118. Das Prinzip dieser Schaltung besteht darin, daß außer dem frequenzbestimmenden Ausgangskreis ein mit ihm nach Art eines Bandfilters gekoppelter Eingangskreis verwendet wird.

Aufgrund ihrer Einfachheit hat sich hierfür die Basisschaltung in der Praxis durchgesetzt (Bilder 1 und 2).

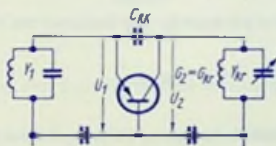


Bild 1

Soll die Oszillatorfrequenz am Ausgangs-Schwingkreis innerhalb eines größeren Frequenzbereiches wählbar sein, so muß der Eingangs-Schwingkreis eine entsprechend große Bandbreite haben. Diese gewinnt man zweckmäßigerweise damit, daß man hierfür

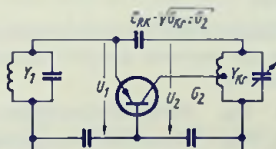


Bild 2

die Transistor-Eingangs-Admittanz möglichst weitgehend ausnützt: Man verwendet demgemäß keinen außen angeschlossenen Eingangs-Schwingkreis mit Dämpfungswiderstand, sondern schaltet dem Transistor-Eingang lediglich einen Blindleitwert parallel, mit dem im Falle einer Steilheitsphase von genau $+90^\circ$ für die Mittelfrequenz des Oszillator-Frequenzbereiches Resonanz erreicht wird.

Mit dem Bemessen der Rückkopplungskapazität C_{RK} soll neben dem Einstellen der günstigsten Rückkopplungsphase eine solche Transformation des Realteils g_{ib} der Kurzschluß-Eingangsadmittanz y_{ib} auf den Ausgangskreis erreicht werden, daß hieraus ein Minimum der zusätzlichen Dämpfung des Ausgangskreises bei einer vorgegebenen Oszillatorspannung folgt.

Abweichungen des Phasenwinkels der Vorwärtsteilheit von $+90^\circ$ werden zum Erreichen der richtigen Rückkopplungsphase mit Verstärken des Eingangskreises ausgeglichen.

Obwohl es sich im Oszillator nicht um Kleinsignale handelt, wird hier von den Kleinsignal-Kennwerten des Transistors ausgegangen. Die bei den höheren Werten der Oszillatorspannung auftretenden Abweichungen davon werden mit dem Einsetzen eines Korrekturfaktors δ berücksichtigt. Für ein sicheres Schwingen dürfte $\delta \approx 1,5 \dots 3$ zu empfehlen sein.

Die Bedingung für eine stationäre Schwingung ist mit dem Wert 1 des Produktes des komplexen Verstärkungsfaktors v mit dem komplexen Rückkopplungsfaktor k gegeben.

Im Sinne des Korrekturfaktors gilt dann für das Bemessen des Verstärkungsfaktors

$$v = \frac{\delta}{k}$$

Mit steigendem Wert der Oszillatorspannung sinkt der Betrag von v ab, womit im Betrieb wieder

$$v_{betr} \cdot k_{betr} = 1 \quad (\text{mit } v_{betr} \approx \frac{v}{\delta} \text{ und } k_{betr} \approx k)$$

zustande kommt.

Verwendete Formelzeichen

Die wichtigsten dieser Formelzeichen sind in den Ersatzschaltplan der Oszillatorschaltung (Bild 3) eingetragen. Die hier zugrunde gelegten Vierpol-Admittanz-Parameter des Transistors für Basisschaltung sind:

$y_{ib} = g_{ib} + j \cdot b_{ib}$	Kurzschluß-Eingangsadmittanz
$y_{ob} = g_{ob} + j \cdot b_{ob}$	Kurzschluß-Ausgangsadmittanz
$y_{fb} = g_{fb} + j \cdot b_{fb}$	Vorwärtsteilheit
$y_{rb} = g_{rb} + j \cdot b_{rb}$	Rückwärtsteilheit

In den »Technischen Daten« sind häufig genannt

$\operatorname{Re}(y)$	mit derselben Bedeutung wie g
$\operatorname{Im}(y)$	mit derselben Bedeutung wie b
oder $ y $ mit φ statt g und b	

Als weitere Formelzeichen kommen hier in Betracht:

- B_1 zwischen Basis und Emitter zugeschaltete Suszeptanz
 B_{RK} wirksame Rückkopplungs-Suszeptanz $= \omega \cdot C_{RK} - b_{rb}$
 C_{RK} zwischen Ausgangskreis und Emitter (zugeschaltete) Rückkopplungskapazität (Kapazität des Rückkopplungskondensators)
 G_{Kr} Resonanzleitwert des unbelasteten Ausgangskreises

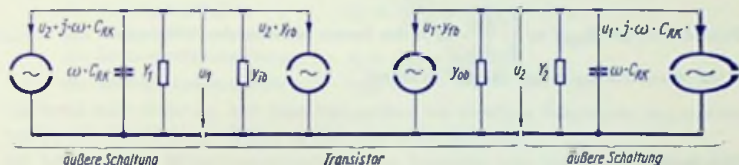


Bild 3

- G_2 zwischen Collector und Basis zur Geltung kommender Resonanzleitwert des Ausgangskreises
 G_{2opt} für $\delta = 1$ und die Kleinsignal-Parameter des Transistors sich ergebender günstigster Wert von G_2
 $G_{2\delta}$ für $\delta = 2$ einzustellender Wert von G_2
 U_1 HF-Spannung (Schwingspannung) am Eingangskreis
 U_{2max} maximal zulässige HF-Spannung (Schwingspannung) am Ausgangskreis
 k komplexer Rückkopplungsfaktor, nämlich $\frac{U_1}{U_2}$, wobei U_1 der bei Anlegen von U_2 an Collector gegen Basis am Emitter gegen die Basis gemessene Wert ist
 δ anzunehmender Korrekturfaktor für sicheres Schwingen (etwa 1,5 ... 3)

Berechnungsformeln

$$|k_{opt}| \approx \sqrt{\frac{g_{ob}}{g_{ib}}} \quad \text{aber} \quad |k_{opt}| \geq \frac{U_1}{U_{2max}} \approx 0,05$$

$$B_{RKopt} \approx \frac{g_{ib} \cdot k_{opt}}{\sin \varphi_{fb}}$$

$$\omega \cdot C_{RKopt} \approx B_{RKopt} + b_{rb}$$

$$B_{1opt} \approx \frac{-g_{ib} \cdot g_{fb}}{b_{fb} - \omega \cdot C_{RKopt}} - b_{ib} - \omega \cdot C_{RKopt} \cdot \sqrt{\frac{G_{Kr}}{G_2}}$$

Bei nicht angezapftem Ausgangskreis (Bild 1) und deshalb $G_{Kr} \approx G_2$ gilt

$$G_{2opt} \approx |k_{opt}| \cdot \sqrt{g_{fb}^2 + (b_{fb} - \omega \cdot C_{RKopt})^2} - 2 \cdot g_{ob}$$

$$G_{2\delta} \approx \frac{1}{\delta} \cdot G_{2opt} - \left(1 - \frac{1}{\delta}\right) \cdot 2 \cdot g_{ob}$$

Falls nicht gilt $|k_{opt}| \approx \sqrt{\frac{g_{ob}}{g_{lb}}}$ ist in den beiden vorstehenden Gleichungen statt $2 \cdot g_{ob}$ der Ausdruck $g_{ob} + g_{lb} \cdot |k_{opt}|^2$ zu setzen.

Tabelle

Transistor-Typ:		AF 135	AF 121	AF 106	BF 115	AF 139	AF 139
f	MHz	100	100	200	100	200	800
$ U_{CE} $	V	6	5	6	10	12	12
$ I_C $	mA	1	2	2	1	1,5	1,5
g_{lb}	mS	33	32	33	33	28	7
b_{lb}	mS	-2,5	2,2	-24	-3,8	-24	-11
g_{ob}	mS	0,33	0,25	0,36	0,083	0,09	0,5
g_{fb}	mS	3,65	-17	-9	-28	-22	11,5
b_{fb}	mS	21	29	40	17,5	30	8
φ_{fb}	Grad	80	110	103	148	136	35
b_{rb}	mS	0,32	-0,28	-0,63	-0,6	-0,16	-0,35
$ k_{opt} $		0,1	0,09	0,1	0,05	0,057	0,27
B_{RKopt}	mS	3,35	3,0	3,54	3,1	2,27	3,26
$\omega \cdot C_{RKopt}$	mS	3,03	2,72	2,91	2,5	2,11	2,91
C_{RKopt}	pF	4,8	4,35	2,3	4	1,7	0,58
B_{1opt}	mS	-7,43	15,5	-13,1	63	44	-8,7
$C_{1opt}^*)$	pF	-11,8	-25	-10,4	100	35	-1,7
G_{2opt}	mS	1,14	2,6	3,3	1,57	2,02	3,24
$G_{2\delta}$	mS	0,40	1,17	1,5	0,8	0,95	1,4

*) Minuszeichen bedeuten hier, daß statt der Kapazitäten Induktivitäten einzusetzen sind,

$$\text{wobei } L_1 = \frac{-1}{\omega \cdot B_1}$$

Nf-Rauschzahl moderner Silizium-Planar-Transistoren

Übersicht

Hier wird gezeigt, wie die für Niederfrequenz gültige Rauschzahl aus den Daten moderner Silizium-Planar-Transistoren innerhalb gewisser Grenzen der Betriebsbedingungen überschlägig berechnet werden kann.

Man benötigt dazu die Werte

der Vorwärtsteilheit	$S_0 = \frac{ I_C }{U_T} \approx \frac{1}{r_D}$
des Stromverstärkungsfaktors	$\beta_0 = h_{21} = h_{fe} \text{ und}$
des Basis-Bahnwiderstandes	r_{Bb}

Der Index Null deutet an, daß diese Kenngrößen bei niedrigen Frequenzen gemessen wurden. Sie sind im Niederfrequenzgebiet frequenzunabhängig.

Die beigegebenen Bilder veranschaulichen die Ergebnisse von Messungen an einem Transistor vom Typ BC 149. Die in den Bildern enthaltenen Kennlinien gelten aber z. B. auch für die Typen BC 109 und BC 131.

Die Messungen wurden an einer Transistorstufe in Emitterschaltung durchgeführt, wobei die Collector-Emitter-Gleichspannung $U_{CE} = 5 \text{ V}$ und die Raumtemperatur $t_{amb} = 22^\circ \text{ C}$ betrugen. Es hat sich gezeigt, daß die Rauschkenngrößen weder von der Spannung U_{CE} noch von der Transistor-Temperatur in den für den Betrieb in Frage kommenden Bereichen erheblich abhängen.

Rauschgrößen einer Transistorstufe in Emitterschaltung

In modernen Silizium-Planar-Transistoren besteht für Emittlergleichströme mit Beträgen unter $300 \mu\text{A}$ und Frequenzen über 500 Hz keine nennenswerte Korrelation zwischen der Ersatz-Rauschstromquelle und der Ersatz-Rauschspannungsquelle.

Unter dieser Voraussetzung gilt für die Rauschzahl:

$$F \approx 1 + G_N \cdot R_g + \frac{R_N}{R_g}$$

G_N	äquivalenter Rauschleitwert
R_N	äquivalenter Rauschwiderstand
R_g	Ausgangswiderstand der Signalquelle

Für den optimalen Wert des Signalquellen-(Meßgenerator-)Ausgangswiderstandes

$$R_{g \text{ opt}} \approx \sqrt{\frac{R_N}{G_N}}$$

erhält man das Rauschzahl-Minimum

$$F_{\text{min}} \approx 1 + 2 \cdot \sqrt{R_N \cdot G_N}$$

Der äquivalente Rauschwiderstand eines Transistors ist näherungsweise gleich dem Basis-Bahnwiderstand r_{Bb} plus der Hälfte des Diffusionswiderstandes r_D

$$R_N \approx r_{Bb} + 0,5 \cdot r_D$$

Der Basis-Bahnwiderstand kann als konstant betrachtet werden, da die Abhängigkeit vom Emitttergleichstrom gering ist. Sein Wert beträgt etwa $200\ \Omega \dots 500\ \Omega$.

Der Diffusionswiderstand ist umgekehrt proportional dem Betrag des Emitttergleichstromes. Mit der Temperaturspannung U_T (für 300°K rund 26 mV) ist

$$r_D \approx \frac{U_T}{|I_E|} \approx \frac{26\text{ mV}}{|I_E|}$$

Bei $|I_E| = 300\ \mu\text{A}$ beträgt somit $0,5 \cdot r_D$ etwa $43\ \Omega$. Das ist rund das 0,1fache des hier in Frage kommenden Basis-Bahnwiderstandes von etwa $400\ \Omega$. Deshalb kann der äquiva-

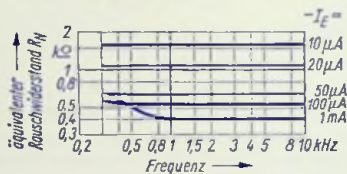


Bild 1

lente Rauschwiderstand für $|I_E|$ größer $300\ \mu\text{A}$ gleich dem Basis-Bahnwiderstand gesetzt werden.

Bild 1 zeigt die Kurven für den äquivalenten Rauschwiderstand als Funktion der Frequenz

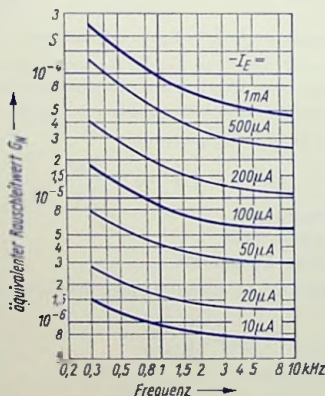


Bild 2

für einen Transistor mit einem Basis-Bahnwiderstand von $400\ \Omega$. Als Parameter dient der Emitttergleichstrom.

Für den äquivalenten Rauschleitwert kann man für die hier zugrunde liegenden Transistoren — bei dem in Betracht kommenden Bereich des Emittlergleichstromes — setzen :

$$G_N \approx \frac{1}{2 \cdot \beta_0 \cdot \tau_D}$$

Das Aufteilen der hier betrachteten Transistortypen in die Stromverstärkungsgruppen $A = 125 \dots 250$, $B = 240 \dots 500$ und $C = 470 \dots 900$, bei einem Emittlergleichstrom $-I_E = 2 \text{ mA}$ (entsprechend den »Technischen Daten«), ist für die Berechnung des äquivalenten Rauschleitwertes zu grob.

Es ist daher erforderlich, den Stromverstärkungsfaktor jeweils bei dem Emittlergleichstrom zu messen, bei dem der Transistor eingesetzt wird.

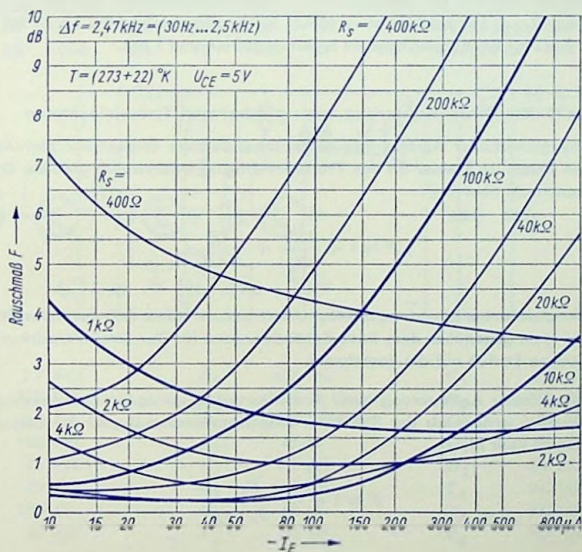


Bild 3

Bild 2 zeigt für den Transistor BC 149 den Verlauf des äquivalenten Rauschleitwertes als Funktion der Frequenz mit dem Emittlergleichstrom als Parameter.

Mit den oben angegebenen Näherungsgleichungen für R_N und G_N erhält man aus den eingangs erwähnten Beziehungen für F , R_{sopt} und F_{min} folgende Zusammenhänge:

$$F \approx 1 + \frac{r_{Bb}}{R_s} + \frac{r_D}{2 \cdot R_s} + \frac{R_s}{2 \cdot \beta_0 \cdot r_D}$$

$$R_{sopt} \approx \frac{1}{S_0} \sqrt{\beta_0 \cdot (1 + 2 \cdot S_0 \cdot r_{Bb})}$$

$$F_{min} \approx 1 + \sqrt{\frac{1}{\beta_0} \cdot (1 + 2 \cdot S_0 \cdot r_{Bb})}$$

Im Bild 3 ist das gemessene Rauschmaß (Rauschzahl in Dezibel umgerechnet) als Funktion des Emittorgleichstromes für Signalgenerator-Ausgangswiderstände von 400 Ω ... 400 k Ω aufgetragen. R_{sopt} beträgt hier etwa 10 k Ω für Emittorgleichströme bis zu 200 μ A und ungefähr 2 k Ω für Emittorgleichströme zwischen 200 μ A und 1 mA.

Hinweise für die Dimensionierung von rauscharmen Transistorstufen

Bei spannungskonstanter Ansteuerung einer Transistorstufe (Signalgenerator-Ausgangswiderstand wesentlich kleiner als der Transistor-Eingangswiderstand) geht die Gleichung für die Rauschzahl über in

$$F \approx 1 + \frac{r_{Bb}}{R_s} + \frac{r_D}{2 \cdot R_s}$$

Der Emittorgleichstrom ist also nach Möglichkeit so zu wählen, daß der halbe Diffusionswiderstand klein gegenüber dem Basis-Bahnwiderstand ist. Der Stromverstärkungsfaktor hat hier keinen Einfluß auf die Rauschzahl.

Bei stromkonstanter Ansteuerung einer Transistorstufe (Signalgenerator-Ausgangswiderstand wesentlich größer als der Transistor-Eingangswiderstand) geht die Gleichung für die Rauschzahl über in

$$F \approx 1 + \frac{R_s}{2 \cdot \beta_0 \cdot r_D}$$

Der theoretische Wert des äquivalenten Rauschleitwertes G_N ist umgekehrt proportional dem Stromverstärkungsfaktor. Aus diesem Grunde ist für eine rauscharme Transistorstufe mit stromkonstanter Ansteuerung ein hoher Wert für den Stromverstärkungsfaktor und nach Möglichkeit ein kleiner Emittorgleichstrom — d. h., der Wert des Diffusionswiderstandes r_D wird groß — erforderlich.

Transistor-Nf-Verstärker für hohe Speisespannung

Übersicht

Der hochsperrende Silizium-Leistungs transistor BD 129 ermöglicht bei den beiden hier beschriebenen Nf-Verstärkern die Speisung direkt aus dem Wechselstrom-Netz ohne Netztransformatoren. Damit eignen sich diese Schaltungen besonders für Fernseh-Empfänger. Die Verstärker sind für eine Ausgangsleistung von 2,5 Watt ausgelegt.

Ihre wichtigsten Daten sind in folgender Tabelle zusammengestellt. Für die Eingangsspannung und den Klirrfaktor sind die Kennlinien bei den einzelnen Schaltungen angegeben.

Schaltung	P_{out}	R_L	\tilde{U}_{in} für $P_{out} = 50 \text{ mW}$	r_{in}	V_p	I_u - 3 dB	f_o	t_{amb}	U_b	Kennlinien
Bild	W	Ω	mV	k Ω	dB	Hz	kHz	°C	V	Bilder
1	2,5	5	4,4	100	84	100	15	-15...+55	165	2, 3
4	2,5	200	3,4	50	83	50	15	-15...+60	100	5, 6, 7

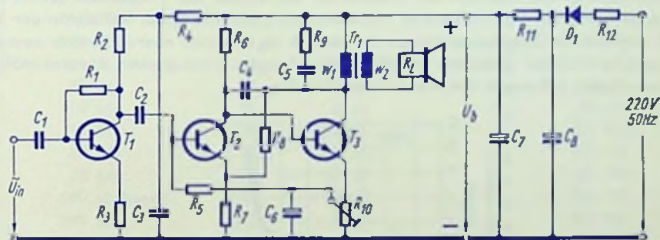


Bild 1

R_1	2,2 M Ω	R_9	4,7 k Ω	C_5	2,2 nF
R_2	220 k Ω	R_{10}	100 Ω , linear	C_6	250 μ F
R_3	2,2 k Ω	R_{11}	2,2 k Ω 8 W	C_7	50 μ F
R_4	100 k Ω	R_{12}	47 Ω	C_8	50 μ F
R_5	47 k Ω	C_1	0,1 μ F	D_1	BY 112*)
R_6	39 k Ω	C_2	0,1 μ F	T_1	BC 148
R_7	180 Ω	C_3	1 μ F	T_2	BC 148
R_8	47 k Ω	C_4	68 pF	T_3	BD 129
Tr_1	Kern EI 42 Dynamblech IV einseitig geschichtet, ohne Zwischenlage				
w_1	2280 Windungen 0,12 CuL				
w_2	2 x 106 Windungen 0,4 CuL parallelgeschaltet, Wicklungen geschachtelt				
$(w_1$	zwischen den beiden Teil-Wicklungen von w_2 angeordnet)				

*) zu beziehen von: AEG-TELEFUNKEN, Fachbereich Leistungshalbleiter, 4785 Belecke

Verstärker mit Eintakt-A-Endstufe

In dem dreistufigen Verstärker (Bild 1) sind Treiber- und Endstufe galvanisch gekoppelt, wobei mit einer Gleichspannungs-Gegenkopplung die Ruhestrome wirksam stabilisiert werden. Man stellt an R_{10} einen Gesamt-Ruhestrom von 52 mA ein. Die über R_8 bewirkte

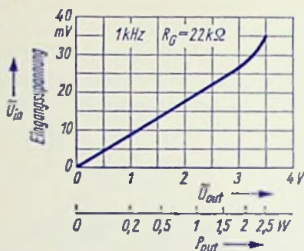


Bild 2

Gegenkopplung vom Collector der Endstufe auf den Emitter der Treiberstufe erhöht den Eingangswiderstand der Treiberstufe und vermindert den Klirrgrad. Soll der in der Tabelle angegebene Umgebung-Temperaturbereich bis zu seiner oberen Grenze ausnützbar sein, so muß der Transistor T_3 (BD 129) auf einem 2 mm starken Aluminiumblech von wenigstens 100 mm \times 100 mm montiert werden.

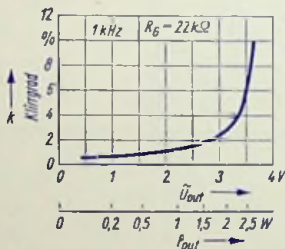


Bild 3

Verstärker mit Gegentakt-B-Endstufe

Die beiden ersten Stufen sind galvanisch gekoppelt (Bild 4). Zum Einstellen des Endstufen-Ruhestromes I_{CT} (≈ 15 mA) dient der als einstellbarer Spannungsteiler benutzte Widerstand R_{13} . Die diesem Widerstand parallelgeschaltete Diode D_1 stabilisiert die Spannung an R_{13} und damit auch die abgegriffene Teilspannung.

Am Widerstand R_9 stellt man die Ruhestrome der Transistoren T_1 und T_2 auf gleichmäßiges Abkappen des Ausgangssignals ein, das bei Übersteuerung an einem Oszillographen beobachtet wird.

Die Gegenkopplung über R_8 erhöht hier den Eingangswiderstand der Vorstufe und vermindert den Klirrgrad. Für das Ausnutzen des Umgebungs-Temperaturbereiches bis an

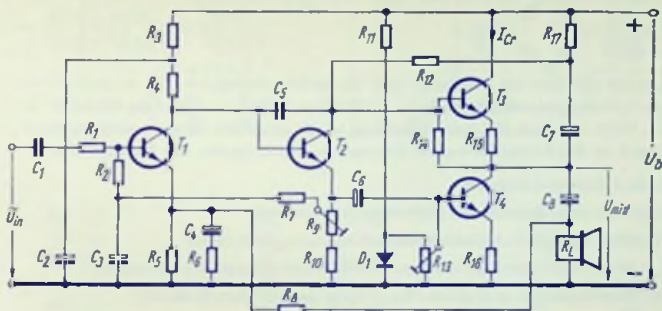


Bild 4

R_1	2,2 k Ω	R_{11}	22 k Ω	C_4	250 μ F
R_2	150 k Ω	R_{12}	2,2 k Ω	C_5	150 pF
R_3	2,2 k Ω	R_{13}	500 Ω , linear	C_6	10 μ F
R_4	33 k Ω	R_{14}	470 Ω	C_7	10 μ F
R_5	1,5 k Ω	R_{15}	2 Ω	C_8	50 μ F
R_6	10 Ω	R_{16}	2 Ω	D_1	BZ 102/1 V 4
R_7	47 k Ω	R_{17}	2,2 k Ω	T_1	BC 148
R_8	10 k Ω	C_1	47 nF	T_2	BF 178
R_9	500 Ω , linear	C_2	10 μ F	T_3	BD 129
R_{10}	390 Ω	C_3	1 μ F	T'_1	BD 129

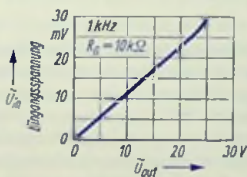


Bild 5

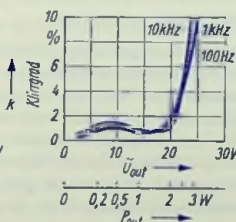


Bild 6

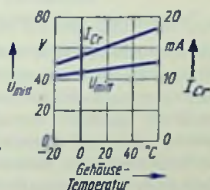


Bild 7

seine in der Tabelle angegebene obere Grenze muß der Transistor T_2 (BF 178) mit einem Kühlstern 205 (Sach. Nr. 009025) versehen werden und für jeden der Endstufen-Transistoren eine Kühlfläche von 30 mm \times 30 mm eines 2-mm-Aluminiumbleches vorhanden sein.

Nf-Verstärker-Schaltungen mit den Transistoren AD 152 und AD 155

Übersicht

Es handelt sich hier um insgesamt fünf Verstärkerschaltungen, die an Lautsprecher mit einem Schwingspulenwiderstand von $4,5 \Omega$ bzw. 5Ω maximale Ausgangsleistungen von 2 W... 10 W abgeben. Zu jeder Schaltung ist ein passendes Stromversorgungsteil für den Anschluß an das Wechselstromnetz angegeben. Die Endstufen der Verstärker sind

- 2-Watt-Eintakt-A-Endstufe
- 5-Watt-Eintakt-Endstufe mit gleitendem Arbeitspunkt
- 3,5-Watt-Gegentakt-A-Endstufe ohne Ausgangstransformator
- 6,5-Watt-Gegentakt-B-Endstufe mit Treiber- und Ausgangstransformator
- 10-Watt-Gegentakt-B-Endstufe (Variante zu der 6,5-Watt-Endstufe).

Die wichtigsten Daten der fünf Verstärker, von denen a ... c für 45°C , d und e für 60°C Gehäusetemperatur der Transistoren entwickelt sind, enthält die folgende Tabelle:

Ausgangsleistung für 5% Klirrgrad bei 1 kHz	W	2	5	3,5	6,5	10
Eingangsspannung für 50 mW am Ausgang	mV	0,9	1,35	1,65	0,18	0,27
Eingangsspannung für volle Ausgangsleistung	mV	5,4	16	14	2,1	4
Speisespannung	V	12	15	12,8	15	15
Untere Grenzfrequenz	Hz	100	35	50	90	60
Obere Grenzfrequenz	kHz	13	25	20	13	13
Lautsprecher-Schwingspulenwiderstand	Ω	5	5	4,5	5	5
Endstufe		a	b	c	d	e

a) Verstärker mit 2-Watt-Eintakt-A-Endstufe

Die drei Stufen (Bild 1) sind galvanisch gekoppelt. Zum Stabilisieren des Collector-Gleichstromes der Endstufe gegen Temperaturschwankungen wird ein Teil der Emiller-Vorspannung des Endstufen-Transistors der Basis des Vorstufen-Transistors über den Widerstand R_1 zugeführt. Mit steigendem Emiller-Gleichstrom des Transistors T_3 nimmt der Betrag der negativen Basis-Vorspannung des Transistors T_1 zu. Folglich steigt sein Collector-Gleichstrom an. Hiermit ist ein Absinken des Betrages der negativen Basis-Emiller-Spannung des Transistors T_2 verknüpft. Deshalb geht der Emiller-Gleichstrom dieses Transistors zurück. Das bedeutet eine Abnahme der Gleichspannung am Widerstand R_5 und daher auch des Betrages der negativen Basis-Vorspannung des Endstufen-Transistors T_3 . Dies wirkt dem Anstieg seines Collector-Gleichstromes entgegen.

Der im Netzanschlußteil enthaltene Transistor dient zum Verringern der Restwelligkeit der Speise-Gleichspannung. Das Brumm-Minimum kann am Widerstand R_{10} eingestellt werden.

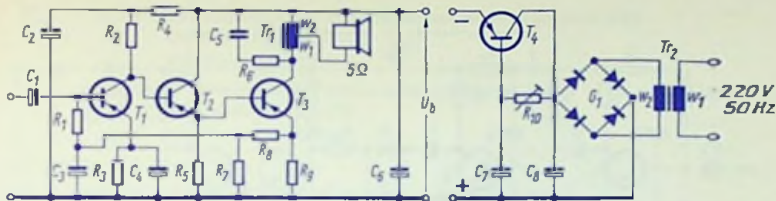


Bild 1

R_1	2,7 k Ω	R_9	3 Ω	C_7	50 μ F
R_2	10 k Ω	R_{10}	1 k Ω , linear	C_8	1000 μ F
R_3	390 Ω	C_1	100 μ F	T_1	AC 112
R_4	1 k Ω	C_2	100 μ F	T_2	AC 116
R_5	680 Ω	C_3	250 μ F	T_3	AD 152
R_6	20 Ω	C_4	100 μ F	T_4	AD 155
R_7	360 Ω	C_5	0,5 μ F	G_1	B 30 C 600
R_8	680 Ω	C_6	50 μ F		

Tr_1 Kern EI 42 Dynamblech IV einseitig geschichtet, ohne Zwischenlage

w_1 130 Windungen 0,5 CuL

w_2 150 Windungen 0,5 CuL

Tr_2 Kern M 55 Dynamblech IV wechselseitig geschichtet

w_1 3000 Windungen 0,16 CuL

w_2 195 Windungen 0,7 CuL

b) Verstärker mit 5-Watt-Eintakt-Endstufe, gleitender Arbeitspunkt

Der Verstärker (Bild 2) hat vier Stufen, von denen jedoch nur die erste und letzte zur eigentlichen Signal-Spannungsverstärkung dienen. Die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe wird nur zum Gewinnen der Regelspannung ausgenutzt. Die in ihr verstärkte Nf-Spannung wird über den Kondensator C_6 der Gleichrichterschaltung (D_1 C_{10}) zugeführt. Die hierin gewonnene Gleichspannung ist für den Transistor T_3 eine zusätzliche negative Basis-Emitter-Spannung, womit die Basis-Gleichströme der Transistoren T_3 und T_4 erhöht werden und damit der Aussteuerbereich des Transistors T_4 erweitert wird. Den Collector-Ruhestrom des Transistors T_4 stellt man an dem Widerstand R_{17} auf ungefähr 80 mA ein. Der Collector-Gleichstrom steigt mit zunehmender Aussteuerung des Verstärkers bis auf etwa 600 mA an.

Die Ausgangs-Gleichspannung des Netzteils ist mit dem Transistor T_5 und der Referenz-Diode D_2 stabilisiert. Bei fehlender Aussteuerung des Verstärkers und einem entsprechenden Wert des Speisestromes von 90 mA wird der Referenz-Diodenstrom am Widerstand R_{20} auf etwa 17 mA eingestellt.

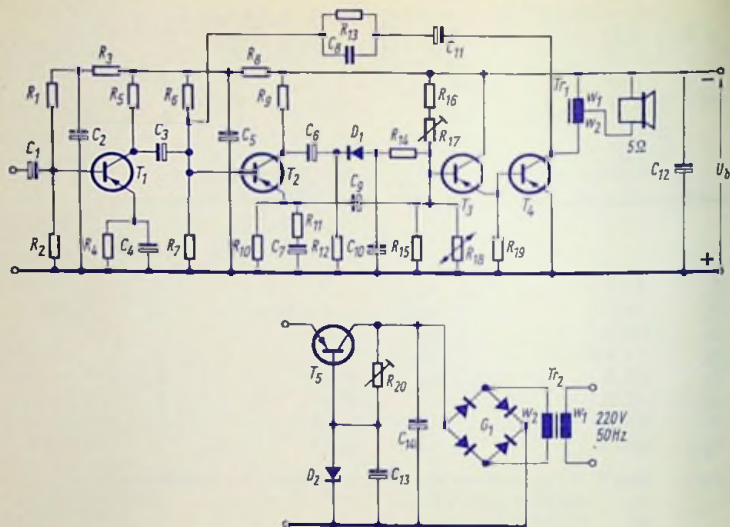


Bild 2

R_1	82 k Ω	R_{10}	47 k Ω	C_{11}	1 μ F
R_2	10 k Ω	R_{17}	50 k Ω , linear	C_{12}	500 μ F
R_3	18 k Ω	R_{18}	4,7 k Ω Heißleiter	C_{13}	500 μ F
R_4	510 Ω	R_{19}	510 Ω	C_{14}	500 μ F
R_5	5,1 k Ω	R_{20}	1 k Ω , linear	T_1	AC 122
R_6	39 k Ω	C_1	10 μ F	T_2	AC 122
R_7	10 k Ω	C_2	10 μ F	T_3	AC 117
R_8	510 Ω	C_3	50 μ F	T_4	AD 152
R_9	3,3 k Ω	C_4	250 μ F	T_5	AD 155
R_{10}	1 k Ω	C_5	100 μ F	D_1	AA 132
R_{11}	220 Ω	C_6	10 μ F	D_2	BZY 85/D 12
R_{12}	2,2 k Ω	C_7	25 μ F	G_1	B 30 C 600
R_{13}	22 k Ω	C_8	100 pF		
R_{14}	3,9 k Ω	C_9	25 μ F		
R_{15}	3,6 k Ω	C_{10}	25 μ F		

Tr_1	Kern EI 48 Dynamoblech IV einseitig geschichtet, ohne Zwischenlage
w_1	100 Windungen 0,7 CuL
w_2	100 Windungen 0,7 CuL
Tr_2	Kern M 65 Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet
w_1	2000 Windungen 0,2 CuL
w_2	160 Windungen 1,0 CuL

c) Verstärker mit eisenloser 3,5-Watt-Gegentakt-A-Endstufe

Die beiden Transistoren der Gegentakt-Endstufe (Bild 3) sind bezüglich ihrer Speisung in Reihe geschaltet. Der Lautsprecher ist über den Kondensator C_0 angeschlossen, der eine große Kapazität hat. Die Gegentakstufe arbeitet im A-Betrieb. Den hierzu notwendigen Endstufen-Gleichstrom stellt man mit dem Widerstand R_{11} auf etwa 620 mA ein. Stabilisiert wird die Schaltung mit der Gegenkopplung von dem Verbindungspunkt zwischen dem Collector des Transistors T_4 und dem Emittor des Transistors T_3 zur Basis des Transistors T_3 . Abgesehen von den unterschiedlichen Werten der Bauelemente stimmt das Netzanschlußteil für diesen Verstärker mit dem für den Verstärker nach Bild 1 überein.

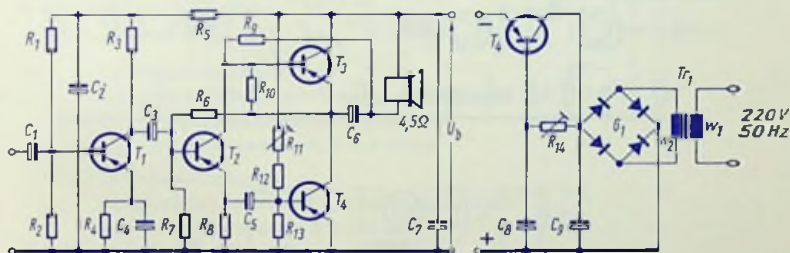


Bild 3

R_1	100 k Ω	R_{11}	1,5 k Ω , linear	C_7	50 μ F
R_2	10 k Ω	R_{12}	680 Ω	C_8	500 μ F
R_3	2,7 k Ω	R_{13}	51 Ω	C_9	1000 μ F
R_4	270 Ω	R_{14}	2 k Ω , linear	T_1	AC 171
R_5	1 k Ω	C_1	10 μ F	T_2	AC 117
R_6	6,8 k Ω	C_2	100 μ F	T_3	AD 155
R_7	1,5 k Ω	C_3	50 μ F	T_4	AD 155
R_8	33 Ω	C_4	250 μ F	T_5	AD 155
R_9	180 Ω	C_5	250 μ F	G_1	B 30 C 1000
R_{10}	39 Ω	C_6	1000 μ F		

Tr_1 Kern M 65 Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet

w_1 1800 Windungen 0,24 CuL

w_2 135 Windungen 0,8 CuL

d, e) Verstärker mit 6,5-Watt- bzw. 10-Watt-Gegentakt-B-Endstufe

Bild 4 zeigt die Schaltung des Verstärkers. Das Netzteil liefert eine Gleichspannung, die mit Hilfe von drei Transistoren und einer Referenz-Diode stabilisiert ist. An dem Widerstand R_{16} kann der Wert der Verstärker-Speisespannung U_b eingestellt werden. R_{10} dient zum Einstellen des Endstufen-Ruhestromes auf etwa 15 mA.

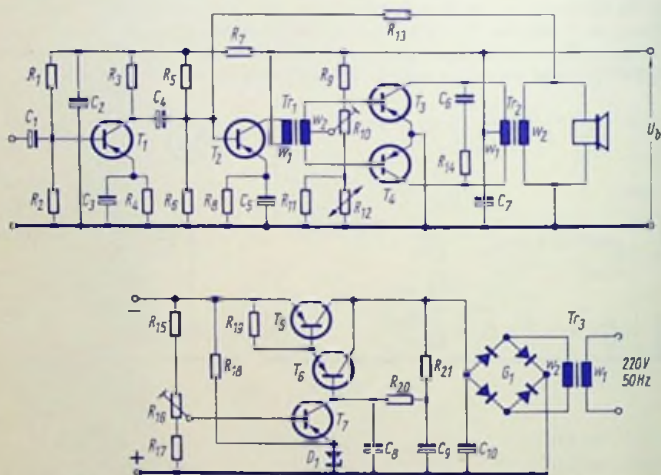


Bild 4

	6,5 W	10 W		6,5 W und 10 W
R_1	68 k Ω	39 k Ω	C_1	5 μ F
R_2	15 k Ω	8,2 k Ω	C_2	25 μ F
R_3	6,2 k Ω	5,6 k Ω	C_3	100 μ F
R_4	2,2 k Ω	2,2 k Ω	C_4	25 μ F
R_5	10 k Ω	10 k Ω	C_5	250 μ F

	6,5 W	10 W		6,5 W und 10 W
R_0	1 k Ω	1 k Ω	C_6	0,33 μ F
R_7	560 Ω	560 Ω	C_7	500 μ F
R_8	150 Ω	82 Ω	C_8	100 μ F
R_9	1 k Ω	1 k Ω	C_9	50 μ F
R_{10}	5 Ω , linear	5 Ω , linear	C_{10}	2000 μ F
R_{11}	13 Ω	10 Ω		
$R_{12}^{*)}$	20 Ω	10 Ω	T_1	AC 122
R_{13}	180 k Ω	100 k Ω	T_2	AC 116
R_{14}	62 Ω	35 Ω	T_3	AD 152
R_{15}	1,8 k Ω	1,8 k Ω	T_4	AD 152
R_{16}	500 Ω , linear	500 Ω , linear	T_5	AD 155
R_{17}	1,5 k Ω	1,5 k Ω	T_6	AC 117
R_{18}	2,2 k Ω	2,2 k Ω	T_7	AC 122
R_{19}	150 Ω	150 Ω		
R_{20}	1 k Ω	1 k Ω	D_1	BZY 85/D 6 V B
R_{21}	820 Ω	820 Ω	G_1	B 30 C 1000

*) NTC-Widerstände (Heißeleiter)

der Fa. Siemens 20 Ω K 151 bzw. 10 Ω K 151

Tr_1 für 6,5 W Ausgangsleistung:

Kern EI 30 Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet

w_1 1620 Windungen 0,08 CuL oben

w_2 2 \times 270 Windungen 0,17 CuL bifilar

für 10 W Ausgangsleistung:

Kern EI 42 Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet

w_1 1220 Windungen 0,15 CuL oben

w_2 2 \times 170 Windungen 0,3 CuL bifilar

Tr_2 für 6,5 W Ausgangsleistung:

Kern EI 54 Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet

w_1 2 \times 132 Windungen 0,46 CuL bifilar

w_2 80 Windungen 0,75 CuL oben

für 10 W Ausgangsleistung:

Kern EI 54 Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet

w_1 2 \times 125 Windungen 0,5 CuL bifilar

w_2 110 Windungen 0,65 CuL oben

Tr_3 für Verstärker-Ausführung mit 6,5 W oder 10 W Ausgangsleistung:

Kern EI 84 a Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet

w_1 1250 Windungen 0,3 CuL

w_2 105 Windungen 1,0 CuL

Nf-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Treiberstufe

Vorbemerkung

Transformatoren bereiten beim Erfüllen hoher Anforderungen an die Wiedergabegüte von Tontfrequenz-Anlagen erhebliche Schwierigkeiten. Deshalb gewinnen Nf-Verstärker ohne Transformatoren (**eisenlose Nf-Verstärker**) ständig an Bedeutung.

Bei Verzicht auf Transformatoren entfallen die mit dem Ausgangstransformator gegebene Möglichkeit der Anpassung zwischen Endstufe und Lautsprecher-Schwingspule sowie der früher mit dem Zwischentransformator (Treibertransformator) gegebene einfache Übergang von Eintakt- auf Gegentaktverstärkung.

Nachstehend wird eine Schaltung behandelt, deren Gegentakt-Endstufe keinen Transformator enthält und in der der Übergang von Eintakt auf Gegentakt, ebenfalls transformatorlos mit zwei komplementären Transistoren erreicht wird. Die Schaltung gehört zu einem Kanal eines **Stereo-Verstärkers**. Den Schaltplan zeigt Bild 1.

Arbeitsweise der Endstufe

Die Endstufe arbeitet in B-Betrieb: Ihre Transistoren werden gemäß der einander entgegengesetzten Vorzeichen der Halbwellen des Ausgangswechselstromes der Endstufe wechselweise in den Durchlaß- und Sperrzustand gesteuert. Somit schwankt die Spannung des Punktes A (in Bild 1 zwischen den Transistoren T_6 und T_7) gegen den Pluspol der Speisespannung U_b bei voller Aussteuerung

von etwa $-U_b$ (Transistor T_6 im Durchlaßzustand, Transistor T_7 gesperrt)
bis nahe 0 V (Transistor T_7 im Durchlaßzustand, Transistor T_6 gesperrt).

Die hiermit gegebene Ausgangs-Wechselspannung wirkt über den Kondensator C_{16} auf den Lautsprecher. Dieser Kondensator C_{16} wird jeweils

- während des Durchlaßzustandes des Transistors T_6 nachgeladen und
- während des Durchlaßzustandes des Transistors T_7 teilentladen.

Dabei stellen Lade- und Entladestrom des Kondensators C_{16} gemeinsam den Ausgangswechselstrom dar. Während der Transistor T_6 gesperrt ist, bildet die Ladung des durch die vorhergehende Halbwelle aufgeladenen Kondensators C_{16} die Speisespannungs-Quelle für den Transistor T_7 . Man bemißt die Kapazität des Kondensators C_{16} so, daß die Kondensatorspannung von dem Nachladen und dem Teilentladen auch bei voller Aussteuerung und den tiefsten Frequenzen der Ausgangs-Wechselspannung nur wenig beeinflußt wird (Kapazität 5000 μ F).

Die Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_6 und T_7 werden als Differenzen der Spannungen an den Widerständen R_{29} und R_{32} bzw. R_{31} und R_{33} gewonnen. Die Spannungen an den Widerständen R_{29} und R_{31} stellt man mittels des Emitter- bzw. Collectorstroms der Transistoren T_4 und T_5 ein, was an dem Widerstand R_{26} geschieht.

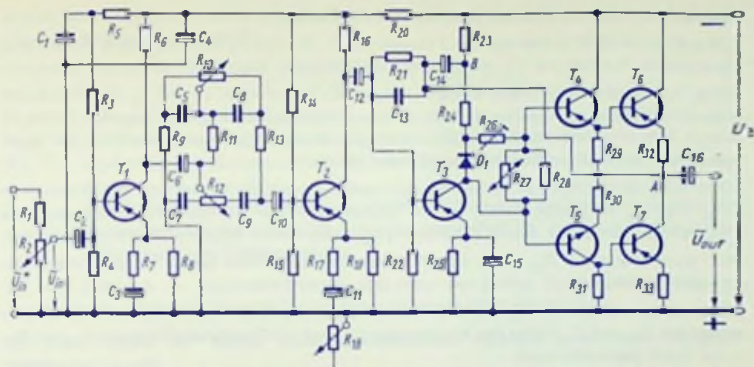


Bild 1

R_1	470 k Ω	R_{20}	1,5 k Ω	C_6	10 μ F
R_2	50 k Ω , pos. log.	R_{21}	62 k Ω	C_7	68 nF
R_3	150 k Ω	R_{22}	5,6 k Ω	C_8	10 nF
R_4	27 k Ω	R_{23}	1 k Ω	C_9	3 nF
R_5	68 k Ω	R_{24}	3,6 k Ω	C_{10}	5 μ F
R_6	10 k Ω	R_{25}	300 Ω	C_{11}	100 μ F
R_7	180 Ω	R_{26}	250 Ω , linear	C_{12}	10 μ F
R_8	1,8 k Ω	$R_{27}^*)$	500 Ω	C_{13}	80 pF
R_9	330 Ω	R_{28}	2,4 k Ω	C_{14}	50 μ F
R_{10}	25 k Ω , linear	R_{29}	100 Ω	C_{15}	100 μ F
R_{11}	4,7 k Ω	R_{30}	56 Ω	C_{16}	5000 μ F
R_{12}	25 k Ω , linear	R_{31}	100 Ω	D_1	BZ 102/0 V 7
R_{13}	15 k Ω	R_{32}	0,5 Ω	T_1	AC 171
R_{14}	220 k Ω	R_{33}	0,5 Ω	T_2	AC 170
R_{15}	18 k Ω	C_1	10 μ F	T_3	AF 139
R_{16}	5,6 k Ω	C_2	5 μ F	T_4	AC 131
R_{17}	120 Ω	C_3	50 μ F	T_5	AC 185
R_{18}	500 Ω , linear	C_4	100 μ F	T_6	AD 152
R_{19}	560 Ω	C_5	150 nF	T_7	AD 152

*) Heißeiter B 8 3200 01 P/500 E

Belastbarkeit der Widerstände R_{32} und R_{33} 1/2 W
 aller übrigen Widerstände 1/8 W

Arbeitsweise von Phasenumkehr- und Treiberstufe

Diese Stufen (Bild 1) sind mit den Transistoren T_3 , T_4 und T_5 bestückt, wobei die komplementären Transistoren T_4 und T_5 den Übergang von Eintakt auf Gegentakt bewirken. Die Summe der Basis-Emitter-Vorspannungen der Transistoren T_4 und T_5 wird von einem Spannungsteiler abgegriffen, der parallel zu der in Durchlaßrichtung gepolten Diode D_1 liegt. Hiermit erreicht man, daß Schwankungen der Speisespannung den Wert der abgegriffenen Spannung nur wenig beeinflussen können.

Um auch den Einfluß von Temperaturschwankungen auf die Ruhestrome der Transistoren T_4 und T_5 zu kompensieren, ist der abgegriffene Teil des Basis-Spannungsteilers als Parallelschaltung aus einem Halbleiter (R_{27}) und einem Schichtwiderstand ausgeführt. An dem Widerstand R_{26} kann, wie schon erwähnt, die Summe beider Vorspannungen eingestellt werden.

Die mit dem Transistor T_3 bestückte Stufe ist vom Punkt B (zwischen den Collector-Widerständen R_{23} und R_{24}) über den Kondensator C_{14} und die Parallelschaltung von C_{13} mit R_{21} zur Basis gegengekoppelt.

Der Übergang auf Gegentakt

Wenn z. B. der Collectorstrom des Transistors T_3 infolge der Steuerung dieses Transistors ansteigt, sinkt der Betrag der negativen Spannung seines Collectors gegen den Pluspol der Speisespannung. Das bedeutet für die Transistoren T_4 und T_5 eine zusätzliche positive Basis-Emitter-Spannung. Diese zusätzliche Spannung sperrt den pnp-Transistor T_4 und erhöht gleichzeitig den Collectorstrom-Betrag des npn-Transistors T_5 .

Wenn der Collectorstrom des Transistors T_3 auf einen kleineren Wert heruntergeregelt wird, hat dies einen Anstieg des Betrages der negativen Spannung seines Collectors gegen den Pluspol der Speisespannung und deshalb eine zusätzliche negative Basis-Emitter-Spannung der Transistoren T_4 und T_5 zur Folge. Das bewirkt das Sperren des Transistors T_5 und für den Transistor T_4 das Ansteigen des Collectorstrom-Betrages.

Mit dem Collectorstrom des Transistors T_4 nimmt auch sein Basisstrom zu. Dieser durchfließt den Widerstand R_{24} , womit eine zusätzliche Spannung daran entsteht, die der den Transistor steuernden Spannung entgegenwirkt. Das wird mit der Verbindung zwischen dem Punkt A der Endstufe und dem positiven Pol des Kondensators C_{14} verhindert: Mit dem Transistor T_4 befindet sich nämlich auch der Transistor T_6 im Durchlaßzustand, womit die Spannung des Punktes A gegen den Minuspol der Speisespannung nahezu den Wert Null annimmt. Dies ist gleichbedeutend mit einer um die Spannung am Kondensator C_{14} erhöhten negativen Spannung des Punktes B (zwischen R_{23} und R_{24}) gegen den Pluspol der Speisespannung. Damit wird der infolge des Basisstromes des Transistors T_4 am Widerstand R_{24} auftretende Spannungsabfall ausgeglichen. Der Transistor T_4 kann deshalb voll durchgesteuert werden.

Bemessen der Endstufe

Lautsprecher kann man wirtschaftlich nur mit verhältnismäßig niedrigen Schwingspulen-Widerständen herstellen. Speisespannung, Ausgangsleistung und Lastwiderstand — der

hier im wesentlichen aus dem Lautsprecher-Schwingspulen-Widerstand besteht — sind durch folgende Beziehung verknüpft:

$$|U_b| \approx \left| \sqrt{8 \cdot P_{out} \cdot (R_L + R_V)} \right| + U_g$$

U_b	Speisespannung (benötigter Mindestwert)
P_{out}	Verstärker-Ausgangsleistung (maximal geforderter Wert)
R_L	Lautsprecher-Schwingspulen-Widerstand (etwa 1,25facher Gleichstromwiderstand)
R_V	In Reihe mit der Schwingspule liegender Widerstand (z. B. Emitter-Vorwiderstand)
U_g	Summe aus Transistor-Restspannung und der außerhalb der Endstufen-Transistoren benötigten Gleichspannung

Bei dem B-Betrieb der Gegentakt-Endstufe läßt jeder der beiden Endstufen-Transistoren nur die Halbwellen eines Vorzeichens des Ausgangswechselstromes durch.

Für die in jedem der beiden Endstufen-Transistoren maximal auftretende Verlustleistung P_{C+E} gilt:

$$P_{C+E} \approx 0,25 \cdot P_{out}$$

wobei P_{out} die Ausgangsleistung der Gegentakt-Endstufe ist (siehe oben).

Der Spitzenwert I_C des Collectorstromes eines jeden der beiden Endstufen-Transistoren hängt mit der Verstärker-Ausgangsleistung P_{out} und mit dem Schwingspulen-Widerstand R_L so zusammen:

$$I_C \approx \sqrt{\frac{2 \cdot P_{out}}{R_L}}$$

Mit den Werten:

$P_{out} = 7 \text{ W}$, $R_L = 4 \Omega$, $R_V = 0,5 \Omega$, $U_g = 4 \text{ V}$ ergeben sich:

$$|U_b| \approx \left| \sqrt{8 \cdot 7 \text{ W} \cdot (4 \Omega + 0,5 \Omega)} \right| + 4 \text{ V} \approx 20 \text{ V}$$

$$P_{C+E} \approx 0,25 \cdot 7 \text{ W} = 1,75 \text{ W}$$

$$I_C \approx \sqrt{\frac{2 \cdot 7 \text{ W}}{4 \Omega}} \approx 1,9 \text{ A}$$

Aufgrund der so für U_b und I_C erhaltenen Werte wurden für die Endstufe Transistoren des Typs AD 152 gewählt. Dazu ist in den »Technischen Daten« ein innerer Widerstand $R_{therm} = 7,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ genannt.

Der höchstzulässige Wert t_{jmax} der Sperrschichttemperatur beträgt 90°C . Das bedeutet für die abzugebende Wärmeleistung P_{C+E} bei einer Umgebungstemperatur $t_{amb} = 45^\circ\text{C}$ einen thermischen Gesamtwiderstand

$$R_{therm} = \frac{t_{jmax} - t_{amb}}{P_{C+E}} = \frac{(90 - 45)^\circ\text{C}}{1,75 \text{ W}} \approx 25,7 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Hiervon entfallen auf den thermischen Außenwiderstand

$$R_{a\,therm} = R_{therm} - R_{i\,therm} = 25,7 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} - 7,5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = 18,2 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Dafür benötigt man eine Kühlfläche A , die mit $R_{a\,therm}$ und der Wärme-Austausch-konstante σ

(für blankes Blech $\approx 1,5 \cdot 10^{-3} \frac{\text{W}}{^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}^2}$) für 2 mm dickes Aluminiumblech mit folgen-der Gleichung gegeben ist:

$$A = \frac{1}{\sigma \cdot R_{a\,therm}} \approx \frac{1000 \text{ cm}^2}{1,5 \cdot 18,2} \approx 37 \text{ cm}^2$$

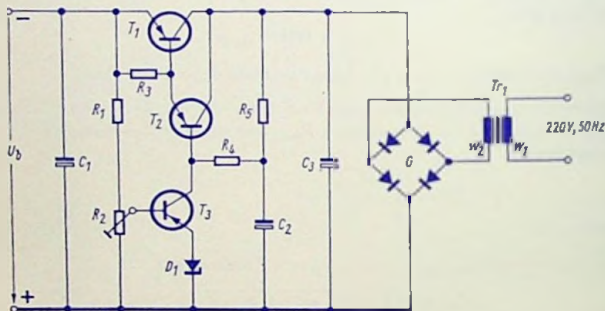


Bild 2

R_1	10 k Ω	C_1	100 μF	D_1	BZY 85/D 12
R_2	25 k Ω , linear	C_2	100 μF	T_1	AD 155
R_3	330 Ω	C_3	2000 μF	T_2	AC 122
R_4	470 Ω			T_3	AC 122
R_5	560 Ω			G	B 30 C 1000
Tr_1	Kern M 65 wechselseitig geschichtet				
	w_1	1650 Windungen 0,22 CuL			
	w_2	165 Windungen 0,5 CuL			

Belastbarkeit der Widerstände: 1/8 W

Vorverstärker

Dem Lautstärke-Einstellwiderstand R_2 ist zum Erhöhen des Eingangswiderstandes der Widerstand R_1 vorgeschaltet. Zwischen der ersten und zweiten Stufe wurde ein Netzwerk zum Anheben bzw. Absenken der Verstärkung bei hohen und tiefen Frequenzen eingefügt. Der Widerstand R_{18} dient zum Einstellen der Balance (Einstellbereich etwa $\pm 4,5$ dB).

Netzteil

Bild 2 zeigt eine geeignete Schaltung für den Betrieb am Wechselstromnetz. Mit dieser Schaltung wird erreicht, daß die Speisespannung auch von Belastungsänderungen weitgehend unabhängig bleibt.

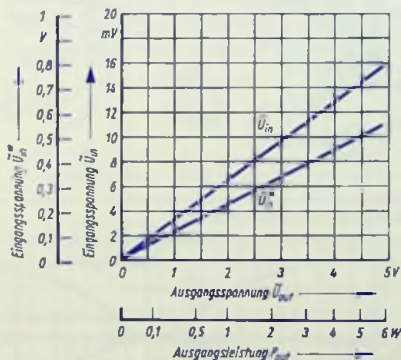


Bild 3

Technische Daten je Kanal

Gemäß DIN 45 500 (Normen für Heimstudio-Technik, Hi-Fi)

Ausgangsleistung	$P_{out} = 6 \text{ W}$
Lautsprecher-Schwingspulen-Widerstand	$R_L = 4 \Omega$
Speisespannung	$U_b = 20 \text{ V}$
Eingangsspannung für $P_{out} = 6 \text{ W}$, $r_{in} = 14 \text{ k}\Omega$	$\tilde{U}_{in} = 16 \text{ mV}$
Eingangsspannung für $P_{out} = 6 \text{ W}$, $r_{in}^* = 480 \text{ k}\Omega$	$\tilde{U}_{in}^* = 550 \text{ mV}$
Frequenzgang —1 dB	25 Hz ... 17 kHz
Frequenzgang —3 dB	10 Hz ... 25 kHz

Weitere Technische Daten sind den Bildern 3 ... 6 zu entnehmen.

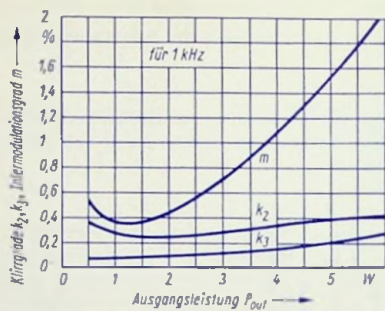


Bild 4

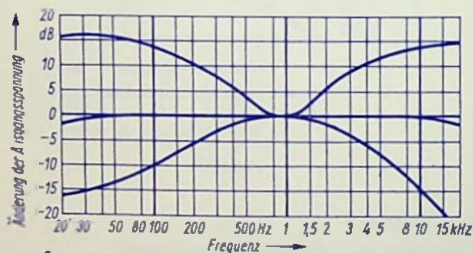


Bild 5

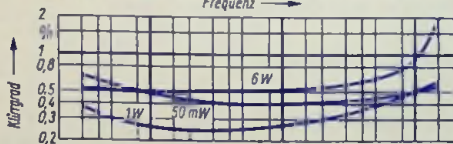


Bild 6

Nf-Verstärker mit Komplementär-Transistor-Endstufen

Übersicht

In diesem Beitrag werden eine für Autoradios geeignete Nf-Verstärker-Schaltung für 4 W Ausgangsleistung bei Betrieb an einer Batteriespannung von 14 V sowie drei Schaltungen für Heimgeräte mit 5,5 W Ausgangsleistung bei Netzbetrieb beschrieben.

Die Ausgangsleistungen gelten für einen Anstieg des Klirrgrades auf rund 3%. Der Betriebs-Temperaturbereich erstreckt sich von -20°C bis $+60^{\circ}\text{C}$ und für die Autoradio-

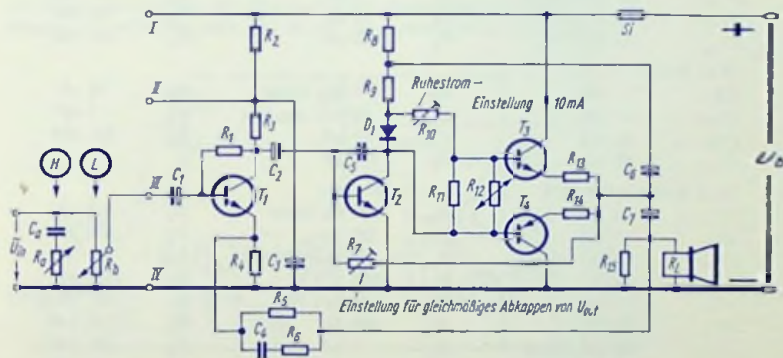


Bild 1

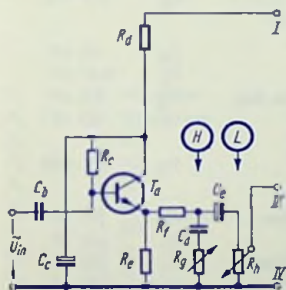


Bild 2

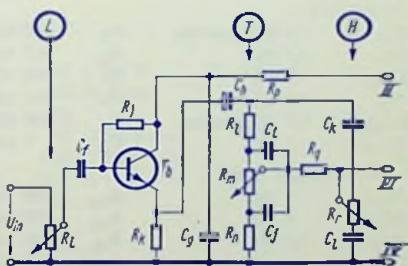


Bild 3

Schaltung sogar bis $+70^{\circ}\text{C}$. Bei diesen maximalen Umgebungstemperaturen sind Batteriespannungen bis 16 V und Netz-Überspannungen bis zum 1,1fachen der Nennspannung (bis 242 V) zulässig.

Zu Bild 1

R_a	50 k Ω , linear	R_b	50 k Ω , pos. log.	C_a	15 nF
R_1	330 k Ω	R_{10}	100 Ω , linear	C_4	10 nF
R_2	1 k Ω	R_{11}	220 Ω	C_5	2,2 nF
R_3	2,2 k Ω	R_{12}	50 Ω HeiBleiter	C_6	250 μ F
R_4	10 Ω	R_{13}	0,51 Ω 2 W	C_7	2500 μ F
R_5	1 k Ω	R_{14}	0,51 Ω 2 W	D_1	BZ 102/0 V 7
R_6	470 Ω	R_{15}	470 Ω	T_1	BC 148
R_7	100 k Ω , linear	C_1	1 μ F	T_2	BD 135
R_8	68 Ω 0,5 W	C_2	10 μ F	T_3	AD 161
R_9	68 Ω 0,5 W	C_3	100 μ F	T_4	AD 162

Zu Bild 2

R_c	2,2 M Ω	R_g	50 k Ω , linear	C_d	15 nF
R_d	4,7 k Ω	R_h	50 k Ω , pos. log.	C_e	1 μ F
R_e	22 k Ω	C_b	0,1 μ F	T_a	BC 149
R_f	10 k Ω	C_c	100 μ F		

Zu Bild 1 mit Bild 2

R_1	470 k Ω	R_{10}	100 Ω , linear	C_4	6,8 nF
R_2	1 k Ω	R_{11}	220 Ω	C_5	470 pF
R_3	2,2 k Ω	R_{12}	50 Ω HeiBleiter	C_6	250 μ F
R_4	47 Ω	R_{13}	0,51 Ω 1 W	C_7	2500 μ F
R_5	1 k Ω	R_{14}	0,51 Ω 1 W	D_1	BZ 102/0 V 7
R_6	470 Ω	R_{15}	470 Ω	T_1	BC 148
R_7	100 k Ω , linear	C_1	1 μ F	T_2	BD 135
R_8	68 Ω 0,5 W	C_2	10 μ F	T_3	AD 161
R_9	150 Ω 0,5 W	C_3	100 μ F	T_4	AD 162

Zu Bild 3

R_l	1,5 M Ω , pos. log.	R_p	4,7 k Ω	C_l	33 nF
R_f	2,2 M Ω	R_q	4,7 k Ω	C_j	0,22 μ F
R_k	22 k Ω	R_r	100 k Ω , pos. log.	C_k	2,2 nF
R_l	10 k Ω	C_f	0,1 μ F	C_l	33 nF
R_m	250 k Ω , pos. log.	C_g	100 μ F		
R_n	1 k Ω	C_h	1 μ F	T_b	BC 149

Zu Bild 1 mit Bild 3

R_1	1 M Ω	R_{10}	100 Ω , linear	C_4	3,3 nF
R_2	1 k Ω	R_{11}	220 Ω	C_5	470 pF
R_3	2,2 k Ω	R_{12}	50 Ω HeiBleiter	C_6	250 μ F
R_4	10 Ω	R_{13}	0,51 Ω 1 W	C_7	2500 μ F
R_5	2,2 k Ω	R_{14}	0,51 Ω 1 W	D_1	BZ 102/0 V 7
R_6	470 Ω	R_{15}	470 Ω	T_1	BC 148
R_7	100 k Ω , linear	C_1	1 μ F	T_2	BD 135
R_8	68 Ω 0,5 W	C_2	100 μ F	T_3	AD 161
R_9	150 Ω 0,5 W	C_3	100 μ F	T_4	AD 162

Die Schaltungen

Der NI-Verstärker für Autoradios (Verstärker 1) und zwei Verstärker für Heimgeräte (Verstärker 2 und 3) stimmen bezüglich der Schaltpläne (nicht aber im Hinblick auf die Werte der Schaltelemente) der Vorstufe, der Treiberstufe und der Endstufe völlig überein. Die Eingangsschaltungen dieser Geräte (die Verstärker 2 und 3 haben zusätzliche Eingangsstufen) weichen jedoch voneinander ab.

Bild 1 enthält den für die Verstärker 1...3 gemeinsamen Schaltplan der Vorstufe, Treiberstufe und Endstufe sowie (links) den Schaltplan der Eingangsschaltung des Verstärkers 1. Die Eingangsschaltungen der sonst nach Bild 1 geschalteten Verstärker 2 und 3 sind in den Bildern 2 und 3 dargestellt. Das Bild 4 veranschaulicht die vollständige Schaltung des

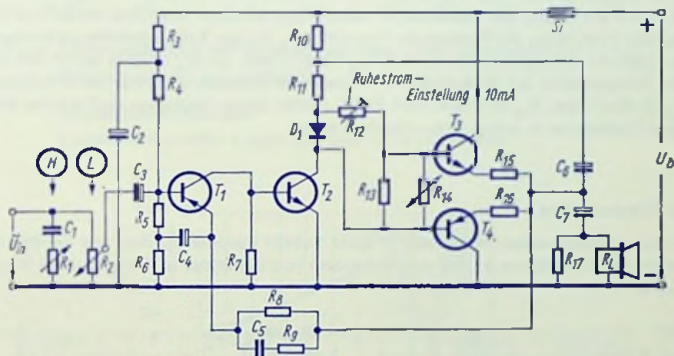


Bild 4

R_1	50 k Ω , linear	R_{11}	150 Ω 0,5 W	C_4	500 μ F
R_2	50 k Ω , pos. log.	R_{12}	100 Ω , linear	C_5	15 nF
R_3	15 k Ω	R_{13}	220 Ω	C_6	250 μ F
R_4	33 k Ω	R_{14}	50 Ω Heißeleiter	C_7	2500 μ F
R_5	33 k Ω	R_{15}	0,51 Ω 1 W		
R_6	4,7 Ω	R_{16}	0,51 Ω 1 W	D_1	8Z 102/0 V 7
R_7	1 k Ω	R_{17}	470 Ω	T_1	BC 178
R_8	470 Ω	C_1	15 nF	T_2	BD 135
R_9	470 Ω	C_2	100 μ F	T_3	AD 161
R_{10}	68 Ω 0,5 W	C_3	1 μ F	T_4	AD 162

Verstärkers 4. Bis auf die Einzelheiten, die mit den entgegengesetzten Zonenfolgen des Vorstufen-Transistors — galvanische Kopplung zwischen Vorstufe und Treiberstufe — zusammenhängen, stimmen die Schaltungen nach Bild 1 und Bild 4 überein.

Der Emitter des Transistors der Treiberstufe ist durchweg unmittelbar an den Minuspol (an Masse) gelegt. Damit wird das Erreichen der maximal zulässigen Ausgangsleistung möglich.

In den Verstärkern 1 ... 3 wird der Ruhestrom der Treiberstufe und mit ihm die Mittenspannung der Endstufen-Transistoren an R_7 eingestellt. Das geschieht am besten, indem man mit einem Oszillographen bei Vollaussteuerung auf das Erreichen des gleichmäßigen Abkappens des Ausgangssignals achtet.

Diese Einstellung gilt für den gesamten Temperaturbereich und für den oben erwähnten Überspannungsbereich.

In der Schaltung nach Bild 4 erübrigt sich ein solches Einstellen. In ihr ergibt sich die Symmetrie auf Grund der galvanischen Kopplungen zwischen allen drei Stufen und der leitenden Verbindung des Emitters des Transistors T_1 mit der Endstufen-Mitte automatisch. Den Endstufen-Ruhestrom stellt man an R_{10} (Bild 1) bzw. an R_{12} (Bild 4) auf 10 mA ein. Zum Kompensieren des diesbezüglichen Temperatur-Einflusses dient der 50- Ω -Heißeleiter (R_{12} in Bild 1 bzw. R_{14} in Bild 4: NSF 50/5,5—1301). Dieser Heißeleiter muß mit den Endstufen-Transistoren in gutem Wärmekontakt stehen.

Die Eigenschaften

Die sie kennzeichnenden Werte sind in einer Tabelle zusammengestellt und werden zusätzlich mit den Bildern 5 ... 10 veranschaulicht (auf die Bilder ist in der Tabelle hingewiesen).

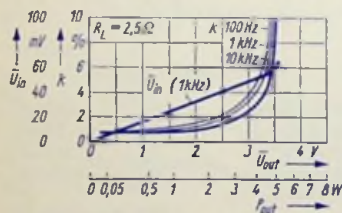


Bild 5

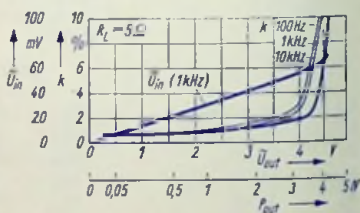


Bild 6

In den Bildern 5, 6, 7, 8 und 10 ist jeweils über der Ausgangsspannung \bar{U}_{out} bzw. über der Ausgangsleistung P_{out} aufgetragen:

- die notwendige Eingangsspannung \bar{U}_{in} (gemessen bei $f = 1$ kHz)
- der Klirrgrad k (gemessen bei den drei Frequenzen 50 Hz, 1 kHz und 10 kHz).

Tabelle

Ver- stär- ker für	Bilder	r_{in} k Ω	R_L Ω	P_{out} W	\tilde{U}_{in} für P_{out} $= 50 \text{ mW}$ mV	f_u Hz	f_o kHz (-3 dB)	$\Delta \tilde{U}_{out}$ 15 kHz 40 Hz dB	$\Delta \tilde{U}_{out}$ dB	A ($P_{out} = 100 \text{ mW}$) L _{auf} L _{zuz} dB dB
Auto	1, 5, 6	10	2,5 (5)	4	7	40	10	-18		60 70
Heim	1+2, 7	700	4	5,5	40	25	20	-18		50 60
Heim	1+3, 8, 9	470	4	5,5	42	25	20	-20 -22	50 60	
								+15 +15		
Heim	4, 10	10	4	5,5	5,5	50	20	-20	50 60	

$\Delta \tilde{U}_{out}$ Änderungsbereich der Ausgangsspannung durch Höheneinsteller H bzw. Tiefeneinsteller T (gegenüber \tilde{U}_{out} bei 1 kHz)

A Fremdspannungsabstand
(Lautstärke-Einsteller L ganz auf- bzw. ganz zugekehrt)

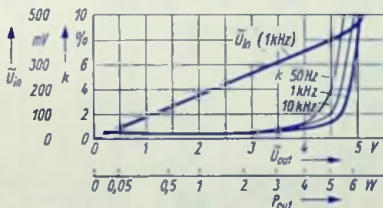


Bild 7

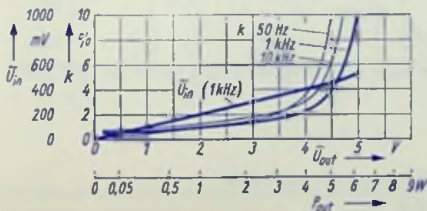


Bild 8

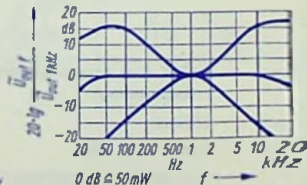


Bild 9

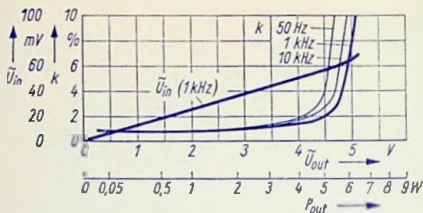


Bild 10

Die Kühlung

Für jeden Endstufen-Transistor ist zum Kühlen erforderlich:

- In den Verstärkern 2, 3 und 4 ein Kühlblech mit den Mindest-Abmessungen: 90 mm × 90 mm × 3 mm (Aluminiumblech)
- Im Verstärker 1 ein Kühlkörper mit einem Wärme-Außenwiderstand von maximal 3,3°C/W

Der Netzanschluß

Bild 11 zeigt die Schaltung.

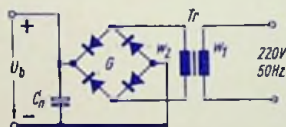


Bild 11

U_b	18,2 V (bei angeschaltetem aber nicht ausgesteuertem Verstärker und 220 V Netzspannung)
C_n	2500 μ F
G	B 30 C 1200/650
Tr	Kern M 65 Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet
w_1	1550 Windungen 0,3 CuL
w_2	100 Windungen 1,2 CuL

Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit Silizium-Transistoren

Schaltung des Verstärkers

Beschrieben wird hier die Schaltung für einen Stereo-Kanal (Bild 1). Sie gliedert sich in folgende Abschnitte:

- Vorverstärker (Transistoren T_1 und T_2) mit der Lautstärke-Einstellung sowie dem Netzwerk für das Einstellen der Verstärkung bei tiefen und hohen Frequenzen
- Vor- und Treiberstufe (Transistoren T_3 und T_4)
- Phasenumkehrstufe mit den komplementären Transistoren T_5 und T_6
- eisenlose Endstufe mit dem Leistungstransistor-Paar T_7 und T_8

Der Verstärker erfüllt alle Bedingungen nach DIN 45 500.

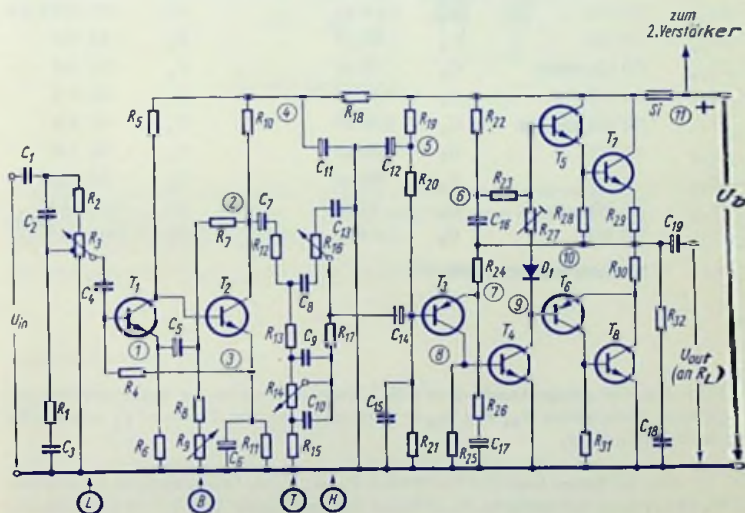


Bild 1

Die Ruhestrome der Endstufen-Transistoren (etwa 20 mA) werden an dem Widerstand R_{27} eingestellt; die Stabilisierungsdioden D_1 (1,4 V) macht sie weitgehend unabhängig von Speisespannungs- und Temperaturänderungen.

Schaltteilliste des Verstärkers

R_1	1,8 k Ω	R_{21}	150 k Ω	C_9	33 nF
R_2	470 k Ω	R_{22}	470 Ω	C_{10}	220 nF
R_3	100 k Ω , pos. log.	R_{23}	2,2 k Ω	C_{11}	250 μ F
R_4	220 k Ω	R_{24}	2,7 k Ω	C_{12}	5 μ F
R_5	100 k Ω	R_{25}	2,7 k Ω	C_{13}	22 nF
R_6	2,2 k Ω	R_{26}	47 Ω	C_{14}	10 μ F
R_7	68 k Ω	R_{27}	250 Ω , linear	C_{15}	300 pF
R_8	270 Ω	R_{28}	470 Ω	C_{16}	50 μ F
R_9	1 k Ω	R_{29}	0,68 Ω 1 W	C_{17}	100 μ F
R_{10}	1 k Ω	R_{30}	0,68 Ω 1 W	C_{18}	0,22 μ F
R_{11}	150 Ω	R_{31}	470 Ω	C_{19}	2500 μ F
R_{12}	1,5 k Ω	R_{32}	4,7 Ω	D_1	BZ 102/1 V4
R_{13}	10 k Ω	C_1	0,1 μ F	T_1	BC 149
R_{14}	250 k Ω , linear	C_2	30 pF	T_2	BC 148
R_{15}	1,2 k Ω	C_3	0,22 μ F	T_3	BC 178
R_{16}	100 k Ω , pos. log.	C_4	0,22 μ F	T_4	BC 147
R_{17}	3,3 k Ω	C_5	100 μ F	T_5	BD 135
R_{18}	1 k Ω	C_6	250 μ F	T_6	BD 136
R_{19}	39 k Ω	C_7	10 μ F	T_7	BDY 34
R_{20}	150 k Ω	C_8	2,2 nF	T_8	BDY 34
Si	Feinsicherung 1,25 A flink				

Eine dynamische Gegenkopplung wird im wesentlichen mit den als Spannungsteiler wirkenden Widerständen R_{24} und R_{28} in Verbindung mit dem Transistor T_3 erreicht. Sie beträgt etwa 35 dB.

Für jeden der beiden Endstufen-Transistoren T_7 und T_8 darf der thermische Außenwiderstand (zwischen Auflagefläche des Gehäuses und umgebender Luft) 5°C/W nicht übersteigen, wobei eine Montage des Transistors mit Glimmerscheibe und Wärmeleitpaste vorausgesetzt ist.

Jeder Endstufen-Transistor muß deshalb auf einem Kühlkörper oder auf einem Kühlblech montiert werden. Beispielsweise braucht man dazu je Transistor ein 2-mm-Aluminiumblech mit den Abmessungen 120 mm x 120 mm.

Für die Einstellwiderstände R_3 , R_{11} und R_{18} werden Tandem-Ausführungen benutzt. Das ist auch bezüglich des Widerstandes R_9 vorteilhaft: Hierfür gelten in den Verstärkern für die beiden Stereo-Kanäle entgegengesetzte Polungen, da dann zum Herstellen der Balance mit dem Erhöhen der Verstärkung in dem einen Kanal gleichzeitig ein Herabsetzen der Verstärkung in dem anderen Kanal erfolgt.

Netzteil

Bild 2 zeigt den Schaltplan.

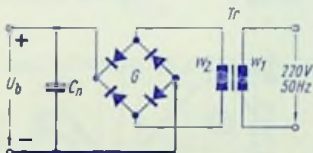


Bild 2

Sind die Verstärker für beide Stereo-Kanäle an das Netzteil angeschlossen, die Verstärker aber nicht angesteuert (Leerlauf), so beträgt beim Nennwert der Netzspannung (220 V) die Verstärker-Speisegleichspannung $U_b = 36$ V.

Bei Vollaussteuerung beider Kanäle sinkt U_b auf etwa 30 V.

Schaltteilliste des Netzteils

C_n	5000 μ F
G	Brücken-Gleichrichter B 30 C 2500
Tr	Netztransformator: Kern M 85 a wechselseitig geschichtet
w_1	1100 Windungen 0,4 CuL
w_2	135 Windungen 1,0 CuL

Gleichspannungen

In dem Schaltplan (Bild 1) sind elf Punkte mit den Ziffern 1 ... 11 markiert. An diesen

Punkten herrschen bei Leerlauf ($U_{in} = 0$) der beiden an das gemeinsame Netzteil angeschlossenen Verstärker etwa folgende Gleichspannungen (gemessen gegen den Minuspol):

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0,45 V	18,5 V	1,3 V	27,5 V	32 V	33,5 V	16,8 V	0,6 V	17 V	17,5 V	36 V

Einstellmöglichkeiten

Lautstärke	an R_3	gehörig richtig	(Kurve L in Bild 3)
Balance	an R_9	-1 dB ... +7 dB	
Tiefen-Verstärkung	an R_{14}		(Kurve T in Bild 3)
Höhen-Verstärkung	an R_{10}		(Kurve H in Bild 3)
Endstufen-Ruhestrom	an R_{27}	eingestellt auf 20 mA für BDY 34	

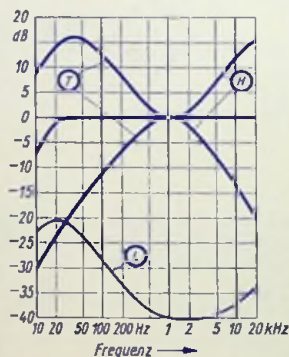


Bild 3

Daten und Meßergebnisse

Sie gelten für den vorstehend beschriebenen Verstärker für nur einen Stereo-Kanal. Für die Messung waren jedoch die Verstärker beider Stereo-Kanäle an das im Bild 2 dargestellte und gemäß der Schalteilliste bemessene Netzanschlußteil angeschlossen.

Eingangsspannung für 14 W Ausgangsleistung	140 mV
Eingangswiderstand	> 500 k Ω
Lastwiderstand	4 Ω
(Sinus-)Ausgangsleistung (Klirrgrad 1%)	14 W
Musikleistung (Klirrgrad 1%)	20 W
Frequenzbereich (± 1 dB)	25 Hz ... 50 kHz
Betriebstemperaturbereich	-20°C ... +45°C

Bild 4 stellt für die Frequenz 1 kHz dar, wie Intermodulationsgrad und Klirrgrad von der Ausgangsspannung bzw. von der Ausgangsleistung abhängen.

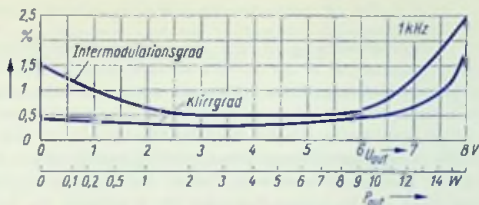


Bild 4

Bild 5 veranschaulicht den Leistungs-Frequenzgang für 1% Klirrgrad.

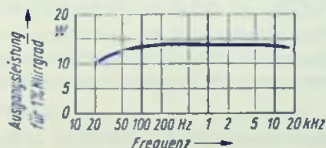


Bild 5

Der Fremdspannungsabstand beträgt etwa 60 dB.

Der Dämpfungsfaktor im Bereich von 40 Hz bis 12500 Hz beträgt mindestens 15 dB.

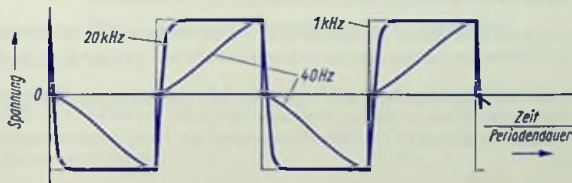


Bild 6

Bild 6 zeigt den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung bei Rechteck-Eingangsspannung für drei Frequenzen.

Datenangaben für (Hi-Fi-)Nf-Verstärker

Definitionen

Die (**maximale**) **Ausgangsleistung** ist stets die (größte) **Sinus-Dauertonleistung** (kurz **Sinusleistung** genannt), d. h. die mittlere Signalleistung, die der Verstärker an einen ohmschen Belastungswiderstand vom Wert des Nenn-Belastungswiderstandes bei Steuerung mit einer 1-kHz-Sinusspannung unter Einhalten des für 1 kHz geltenden Nenn-Klirrgrades noch nach einer Steuerungszeit von zehn Minuten abgeben kann. Die Sinusleistung ist die **Nenn-Ausgangsleistung**. Diese Leistung bezieht sich auf die aus dem Verstärker und dessen Speisegerät bestehende Einheit. Darin ist berücksichtigt, daß die Verstärker (insbesondere die Gegentakt-Endstufen für B-Betrieb) das Speisegerät mit zunehmender Aussteuerung steigend belasten und hiermit ein Absinken der Speisespannung bewirken. Außer dieser Leistung gibt es für die Verstärker-Ausgangsleistung noch weitere Begriffe. Diese sind so definiert:

Die **Musikleistung** ist die mittlere Leistung, die der Verstärker anstelle der Sinusleistung (ebenfalls bei Steuerung wie für die Sinusleistung) dann abgibt, wenn die Verstärker-Speisespannung auf dem Wert gehalten wird, den sie bei fehlender Aussteuerung aufweist. Die Musikleistung ist im allgemeinen höher als die Sinusleistung. Beide Leistungen stimmen miteinander nur dann überein, wenn die Speisespannung stabilisiert ist.

Man beachte: Auch der Musikleistung liegt eine Aussteuerung mit einer 1-kHz-Sinusspannung zugrunde. Die Bezeichnung »Musik« soll lediglich andeuten, daß sich die maximale Aussteuerung nur auf kurze Zeitspannen beschränkt. Handelt es sich um einen Verstärker ohne speziell zu ihm gehörendes Speisegerät, so kann für ihn nur die Musikleistung angegeben werden.

Die **Sinus-Spitzenleistung** ist der zur Sinusleistung gehörende Leistungs-Scheitelwert. Die Sinus-Spitzenleistung beträgt daher das Zweifache der Sinusleistung.

Die **Musik-Spitzenleistung** ist der zur Musikleistung gehörende Leistungs-Scheitelwert. Die Musik-Spitzenleistung beträgt damit das Doppelte der Musikleistung.

(Mit Spitzenleistung wird jedoch manchmal auch die bei Aussteuerung mit Sinuston ohne Rücksicht auf Übersteuerung bzw. Verzerrung erreichbare maximale Leistung bezeichnet.)

Der **Nenn-Belastungswiderstand** (oder **Nenn-Lastwiderstand**) ist ein ohmscher Widerstand von bestimmtem Wert, an den bei Vollaussteuerung des Verstärkers (mit einer 1-kHz-Sinusspannung, unter Einhalten des Nenn-Klirrgrades) die Nenn-Ausgangsleistung abgegeben wird.

Der anzuschließende Lautsprecher muß dann einen **Nenn-Belastungs-Scheinwiderstand** (Nenn-Scheinwiderstand) haben, dessen Wert gleich dem des Nenn-Belastungswiderstandes des Verstärkers ist. Der Nenn-Belastungs-Scheinwiderstand ist ein zur optimalen Anpassung des Lautsprechers von seinem Hersteller angegebener Wert. Er ist der Betrag des Wechselstromwiderstandes (Betrag der Impedanz) für eine bestimmte Frequenz.

Der **Dämpfungsfaktor** ist das Verhältnis des Nenn-Belastungs-Scheinwiderstandes zum Betrag der Verstärker-Ausgangs impedanz für eine jeweils bestimmte Frequenz. Häufig werden, wie auch in der Norm, als Formelzeichen für $|Z_L|$ und $|Z_{out}|$ die eigentlich für ohmsche Widerstände allein geltenden Formelzeichen R_a und R_t verwendet. (Lange Lautsprecher-Zuführungsleitungen und evtl. vorhandene Lautsprecherweichen müssen dabei zur Verstärker-Ausgangs impedanz gerechnet werden.)

Die **Leistungsbandbreite** ist der Frequenzbereich innerhalb dessen, gemessen bei der halben Nenn-Ausgangsleistung, der Nenn-Klirrgrad nicht überschritten wird. Oder anders ausgedrückt: Die Leistungsbandbreite ist der Frequenzbereich, innerhalb dessen — bei gegebenem, gleichbleibendem Klirrgrad (Nenn-Klirrgrad) — die Ausgangsleistung um nicht mehr als 3 dB absinkt.

Die **Nenn-Eingangsspannung** ist die Eingangsspannung, mit der bei einer Frequenz von 1 kHz und maximal eingestellter Verstärkung (Lautstärke) die Nenn-Ausgangsleistung erreicht wird, wenn als Abschluß des Verstärkers der ohmsche Nenn-Belastungswiderstand dient. Die Spannung, die sich damit am Ausgang ergibt, ist die **Nenn-Ausgangsspannung**.

Der **Nenn-Eingangs-Scheinwiderstand** ist der für 1 kHz geltende Eingangs-Scheinwiderstand.

Der **Übertragungsfaktor** ist das Verhältnis einer linearen Ausgangsgröße zu einer linearen Eingangsgröße. Bei der Verstärkermessung gibt er das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung an.

Das **Übertragungsmaß** ist das in Dezibel ausgedrückte Verhältnis des Übertragungsfaktors bei der Meßfrequenz zu dem bei der Bezugsfrequenz von 1 kHz. Gemessen wird bei einem Ausgangspegel, zu dem ein Viertel der Sinusleistung gehört. Durch das Festlegen dieses Meßpegels sollen Verfälschungen des Meßergebnisses sowohl durch Übersteuern wie auch durch den Störpegel verhindert werden.

Der **Übertragungsbereich** ist der Frequenzbereich, in dem das Übertragungsmaß von seinem Sollwert nur innerhalb vorgegebener Grenzen abweichen darf.

Die wichtigsten Grenz- bzw. Mindestwerte für Hi-Fi-Verstärker

(festgelegt in DIN 45 500).

Die **Nenn-Ausgangsleistung** von Leistungs- und Vollverstärkern soll mindestens betragen:

- bei Mono-Verstärkern 10 W
- bei Stereo-Verstärkern 2 x 6 W

Als **Nenn-Belastungs-Scheinwiderstände** sind genormt (in Ohm)

2 4 8 16 32 50 100 400 800,

wovon 4 Ω bzw. 16 Ω bevorzugt werden sollen.

Der **Klirrgrad** (gemessen nach DIN 45 403, Blatt 2) darf höchstens 1% erreichen:

- bei Vorverstärkern im Bereich von 40 Hz bis 4 kHz und Vollaussteuerung.
- bei Leistungs- und Vollverstärkern mit einer Mindest-Leistungsbandbreite von 40 Hz bis 12,5 kHz von Vollaussteuerung (Nenn-Ausgangsleistung) bis -20 dB.

Der **Intermodulationsgrad** (Meßfrequenzen 250 Hz und 8 kHz, Amplitudenverhältnis 4:1, gemessen nach DIN 45 403, Blatt 4) darf bei der Nenn-Ausgangsleistung 3% nicht übersteigen.

Die **Leistungsbandbreite** muß unter Zugrundelegen eines Klirrgrades von 1% (Nenn-Klirrgrad) einen Frequenzbereich von höchstens 40 Hz bis wenigstens 12,5 kHz umfassen.

Der **Dämpfungsfaktor** muß im Bereich zwischen 40 Hz und 12,5 kHz wenigstens gleich 3 sein.

Für die **Eingangs-Scheinwiderstände** gelten als Mindestwerte: 470 k Ω (linearer Eingang) und sonst im allgemeinen 47 k Ω (entzerrender Eingang für magnetische Schallplatten-Abtaster).

Die **Nenn-Eingangsspannungen** (Effektivwerte) dürfen nicht größer sein als:

500 mV (linearer Eingang) und

5 mV (47 k Ω -Eingang, gemessen bei 1 kHz).

Der **Übertragungsbereich** soll sich mindestens von 40 Hz bis 16 kHz erstrecken.

Dabei darf die Abweichung des Übertragungsmaßes von dem für 1 kHz geltenden Wert höchstens betragen:

• für lineare Eingänge $\pm 1,5$ dB

• für entzerrende Eingänge $\pm 2,0$ dB

Die **Übertragungsmaß-Abweichungen** der beiden Stereo-Kanäle von dem Wert bei 1 kHz dürfen innerhalb des Übertragungsbereiches

• bei Geräten ohne Balance-Einstellung ± 3 dB

• bei Geräten mit mindestens ± 8 dB-Balance-Einstellung ± 6 dB

nicht überschreiten.

Das **Übersprech-Dämpfungsmaß** muß zwischen beiden Stereo-Kanälen bei 1 kHz wenigstens 40 dB, sowie zwischen 250 Hz und 10 kHz wenigstens 30 dB betragen, wobei mit der Nenn-Eingangsspannung des störenden Kanals zu messen ist.

Der **Fremdspannungs-Abstand** muß bei 100 mW bzw. 2×50 mW Ausgangsleistung (Verstärkung dementsprechend eingestellt) für Verstärker bis 20 W Nenn-Ausgangsleistung wenigstens 50 dB betragen. Für Verstärker mit höheren Nenn-Ausgangsleistungen darf der Fremdspannungs-Abstand kleiner sein.

Den an den verschiedenen Stellen genannten DIN-Blättern können noch weitere Einzelheiten entnommen werden.

Halbleiter-D-Verstärker

Grundsätzliche Begriffs-Erklärung

Die Bezeichnung D-Verstärker ist im Zusammenhang mit Transistoren und Thyristoren wieder aufgetaucht. Sie stammt aber bereits von der Senderöhren-Betriebsweise, die **D-Betrieb** genannt wird. Dieser Betrieb ist gekennzeichnet durch eine hohe negative Gitter-Kathoden-Vorspannung und eine erhebliche Übersteuerung. Damit ergeben sich für das Steuern mit einer zeitlich sinusförmig verlaufenden Wechselspannung Anodenstromimpulse mit steilen Flanken und nahezu konstantem Scheitelwert.

Ein solcher D-Betrieb kann somit als Schaltbetrieb bezeichnet werden: Die Röhre wechselt sehr schnell zwischen ihrem Sperrzustand und einem Übersteuerungszustand, d. h. einem Durchlaßzustand, bei dem Gitterstrom fließt.

Um eine entsprechende Betriebsweise handelt es sich auch bei den **Halbleiter-D-Verstärkern**. Die steuer- bzw. schaltbaren Halbleiter-Bauelemente werden darin von der Signalspannung so beeinflußt, daß sie zwischen ihrem Sperrzustand und einem Übersteuerungszustand möglichst abrupt wechseln.

Mit der ebenfalls als D-Betrieb bezeichneten Betriebsweise von NI-Röhren-Gegentakt-Verstärkern haben die Halbleiter-D-Verstärker nichts zu tun. Dieser D-Betrieb ist ein Betrieb, bei dem die Gittervorspannung einen festen (von dem Aussteuerungsgrad unabhängigen) Wert hat, der zwischen dem für A-Betrieb und dem für B-Betrieb liegt.

Bestückung

Aus dem Schaltbetrieb der Halbleiter-D-Verstärker folgt, daß dafür außer Transistoren auch steuer- bzw. schaltbare Silizium-Ventile verwendet werden können. Da diese wesentlich längere Schaltzeiten als Transistoren aufweisen, werden für Leistungen, die noch mit Transistoren verarbeitet werden können, vor allem dann, wenn die Schaltzeiten sehr kurz sein müssen, durchweg Transistoren verwendet.

Steuer- bzw. schaltbare Silizium-Ventile sind vorwiegend da am Platz, wo größere Leistungen in nicht sehr kurzen zeitlichen Abständen geschaltet werden sollen (z. B. für Pulsfolgefrequenzen, die nicht wesentlich höher sind als 50 Hz).

D-Verstärker-Arten und D-Verstärker-Bezeichnungen

Halbleiter-D-Verstärker werden oft auch Schaltverstärker bzw. Schalterverstärker genannt, eine bezüglich der Funktionsweise dieser Verstärker durchaus passende Bezeichnung.

● Unter **Schalterverstärkern** versteht man jedoch im besonderen diejenigen Verstärker, deren Endstufe so wie der Schließkontakt eines Schalters arbeitet. Bei diesen Verstärkern wird die Endstufe so betrieben, daß sie einen Strom wahlweise durchläßt oder sperrt, wobei der Durchlaßzustand bzw. der Sperrzustand auch längere Zeit andauern kann. Derartige Verstärker werden auch als **Relais-Verstärker** bezeichnet. Sie haben für kleine Schalleleistungen Endstufen mit Transistoren, für größere Schalleleistungen mit schaltbaren Silizium-Ventilen. Zum Steuern dienen Signal-Spannungen, die zwischen dem Signalwert (bzw. Signalwerte-Bereich) für den Durchlaßzustand der Endstufe und dem Signalwert (bzw. Signalwerte-Bereich) für den Sperrzustand der Endstufe abrupt wechseln.

Somit gehört vielfach als Vorsatz zu einem solchen Verstärker eine (steuerbare) Kipp- oder Triggerschaltung.

- Von den Schalterverstärkern unterscheiden sich diejenigen D-Verstärker, die von einer Wechselspannung mit fester oder einstellbarer (meist verhältnismäßig niedriger) Frequenz gesteuert werden. Aufgrund ihrer Betriebsweise ist mit diesen Verstärkern eine höhere Ausgangs-Wechselstromleistung zu erreichen, als mit den sonst üblichen von Wechselspannung gesteuerten Verstärkern. Hierzu ist ebenfalls als Vorsatz eine Kipp- oder Triggerschaltung erforderlich, die das zeitlich irgendwie (meistens sinusförmig) verlaufende Eingangssignal der Endstufe in ein Signal mit Rechteckverlauf umformt. An den Ausgang derartiger D-Verstärker schließt sich meistens ein Tieflaß oder eine Resonanzschaltung an, womit aus der Rechteck-Ausgangsspannung eine zeitlich sinusförmig verlaufende Wechselspannung gewonnen wird.

- Eine dritte Gruppe der D-Verstärker ersetzt einstellbare Gleichstrom-Vorwiderstände. Auch die Verstärker dieser Gruppe werden mit Rechteckspannungen gesteuert. Dabei moduliert man diese Rechteckspannungen bei gleichgehaltenem Scheitelwert hinsichtlich ihres Mittelwertes, was z. B. mit dem Variieren des Tastverhältnisses (der relativen Einschaltdauer) geschehen kann. Bild 1 zeigt den Verlauf eines Rechteckimpulses, Bild 2 den Zusammenhang zwischen Spannungsmittelwert und Pulsdauer. Für die Endstufen solcher Verstärker werden — bei den hierfür meistens in Betracht kommenden höheren Schaltleistungen — fast immer schaltbare Silizium-Ventile verwendet.

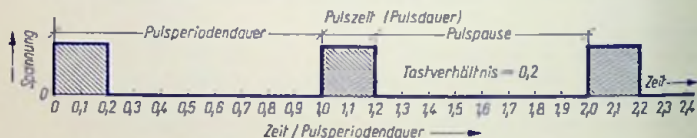


Bild 1



Bild 2

- Schließlich gibt es diejenigen D-Verstärker, die man zum Verstärken von NF-Spannungen ausnutzt. Gelegentlich bezeichnet man sie als **lineare D-Verstärker**. Als Vorsatz gehört zu einem solchen D-Verstärker eine Schaltung, in der die NF-Spannung auf eine Impulsspannung in Form einer Pulsdauer-Modulation (PDM) übertragen wird. Die so modulierte Impulsspannung ist die D-Verstärker-Eingangsspannung. Diese D-Verstärker, in denen das NF-Eingangssignal auf dem Umweg über Pulsdauer-Modulation verstärkt wird, werden oft **pulsdauer-modulierte Verstärker (PDM-Verstärker)** genannt. Eine bessere Bezeichnung ist **PDM-NF-Verstärker**.

PDM-Nf-Verstärker

PDM-Nf-Verstärker, auch PDM-Verstärker genannt, sind eine besondere Gruppe von D-Verstärkern, in denen Nf-Eingangssignale auf dem Umweg über Pulsdauermodulation verstärkt werden.

Pulsdauermodulation

Bei der Pulsdauermodulation hängt die Pulsdauer im Idealfall linear mit dem jeweiligen Augenblickswert der aufzumodulierenden Spannung U_N zusammen.

Man kommt diesem Idealfall auf einfache Weise folgendermaßen nahe:

- Man erzeugt eine Dreiecksspannung oder eine Sägezahnspannung mit einer Frequenz, die ungefähr gleich dem (5 ... 10)fachen der höchsten Frequenz im aufzumodulierenden Signal ist, sowie mit einer Amplitude, die etwas größer ist als die größte Amplitude des Nutzsignals U_N .
- Man vergleicht diese Dreieck- oder Sägezahnspannung mit der aufzumodulierenden Nutzsignalspannung derart, daß aus dem Vergleich die Zeitpunkte folgen, in denen die Augenblickswerte der Dreieck- oder Sägezahnspannung den Augenblickswert der Nutzsignalspannung annehmen.
- Man benutzt das Ergebnis dieses Vergleichs zum Steuern einer Triggerschaltung. In dieser gewinnt man hieraus Impulse, wobei entweder die Impulsdauer oder die Pausendauer jeweils der Zeitspanne entspricht, während der der Augenblickswert der Dreieck- bzw. Sägezahnspannung den Augenblickswert der aufzumodulierenden Spannung übersteigt.

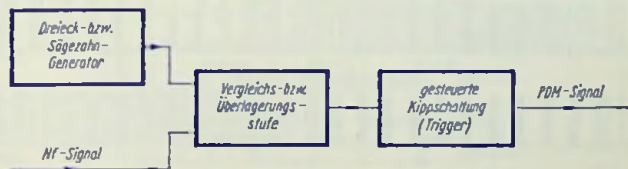


Bild 1

Bild 1 enthält den hierzu gehörenden Blockschaltplan. Bild 2 veranschaulicht das Verwenden einer Dreiecksspannung und enthält die beiden aus dem Vergleich der Dreiecksspannung mit der aufzumodulierenden Spannung ableitbaren, in ihrer Pulsdauer modulierten Pulsspannungen.

In Bild 3 sind diese Zusammenhänge für den Fall einer Sägezahnspannung veranschaulicht. Die Bilder 4 und 5 zeigen den Fall, daß beide Halbwellen der aufzumodulierenden Nf-Spannung getrennt zur Pulsdauermodulation führen.

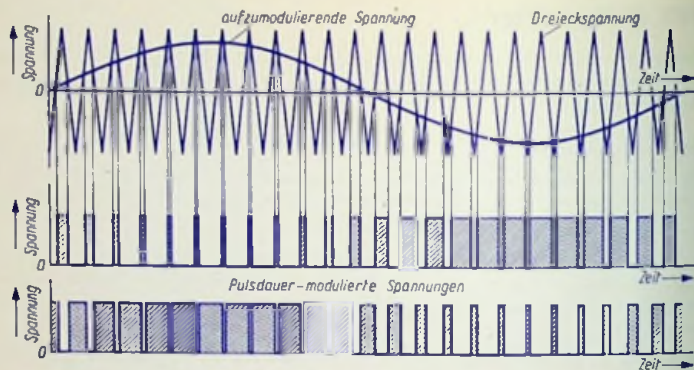


Bild 2

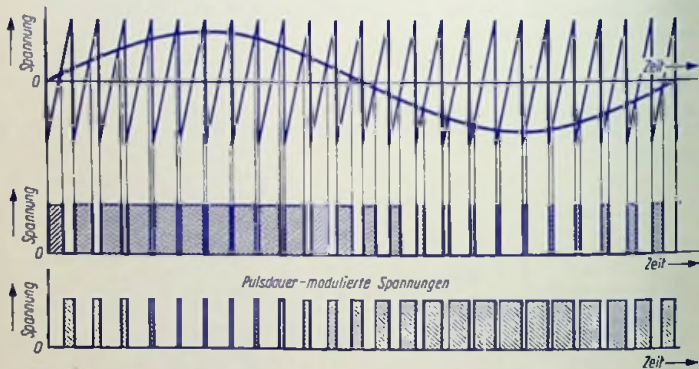


Bild 3

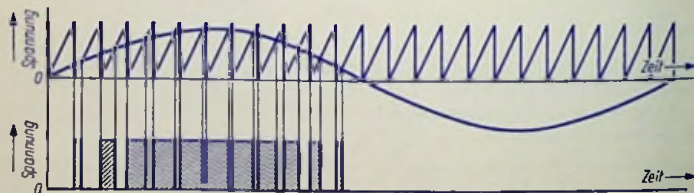


Bild 4

In Bild 6 sind die verschiedenen Möglichkeiten der Pulsdauermodulation deutlich gemacht. Es zeigt oben eine noch nicht pulsdauermodulierte Pulsspannung, bei der die Pulsdauer gleich der Pulspause ist. Darunter ist der Einfluß einer einseitigen Pulsdauermodulation mit konstantem Modulationsindex (0,25) eingetragen. Einseitige Pulsdauermodulation ergibt sich mit einer Sägezahnspannung (siehe hierzu Bild 3). Das nächste Teilbild

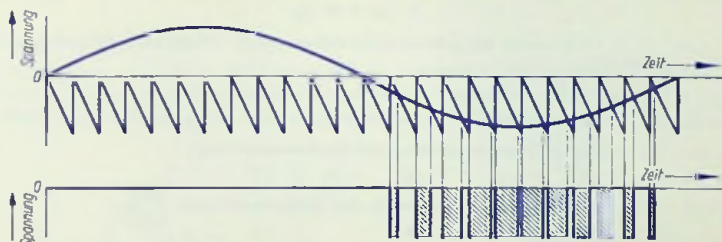


Bild 5

zeigt eine Pulsdauermodulation mit demselben Modulationsindex bei symmetrischer Modulation, wie man sie mit einer Dreiecksspannung (Bild 2) erreicht. Im letzten Teilbild ist die Pulsdauer aufgrund der Modulation um denselben Betrag erhöht, wie sie in dem vorangehenden Teilbild erniedrigt ist.

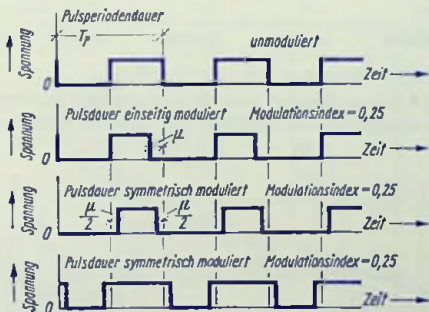


Bild 6

Als Modulationsindex M bezeichnet man das Verhältnis der modulationsbedingten Pulsdauer-Abweichung μ zum 0,5fachen der Pulsperiodendauer T_p . Das bedeutet:

$$M = \frac{\mu}{T_p/2} = \frac{2 \cdot \mu}{T_p}$$

Die Pulsfolgefrequenz

Die Pulsfolgefrequenz muß wesentlich höher sein als die höchste Frequenz im aufzudemulierenden Signal, damit eine verzerrungsarme Verstärkung möglich ist. Im übrigen hat man folgendes zu beachten: Das Ergebnis der Pulsdauermodulation enthält Anteile mit folgenden Frequenz-Summen

$$n \cdot f_N + m \cdot f_p$$

Darin ist f_N die Frequenz des aufzudemulierenden Signals (Nutzfrequenz) und f_p die Pulsfolgefrequenz.

Im allgemeinen gilt

$$m = 0 \quad 1 \quad 2 \quad 3 \quad 4 \quad 5 \quad \dots$$

sowie für einseitige Pulsdauermodulation (mit Sägezahnspannung)

$$n = 0 \quad \pm 1 \quad \pm 2 \quad \pm 3 \quad \pm 4 \quad \pm 5 \quad \dots$$

und für symmetrische Pulsdauermodulation (mit Dreieckspannung)

$$n = 0 \quad \pm 1 \quad \pm 3 \quad \pm 5 \quad \dots$$

Wenn z. B. die höchste Nutzfrequenz $f_{Nmax} = 15$ kHz ist, so stören vom gesamten Modulationsergebnis nur die Anteile mit Frequenzen unter 15 kHz, d. h. nur Anteile, die sich mit $m = 1$ und $n =$ negativ ergeben können. Dabei ist zu beachten, daß die Amplituden dieser Störanteile mit zunehmendem Betrag von n immer geringer werden.

Angenommen es seien $f_p = 75$ kHz und $f_{Nmax} = 15$ kHz, so erhält man bei einseitiger Pulsdauermodulation mit $m = 1$ und

$n =$	-1	-2	-3	-4	-5
$n \cdot f_N + f_p =$	60 kHz	45 kHz	30 kHz	15 kHz	0 kHz

Es stören somit Anteile, in denen $n = -5, -6, -7, -8, \dots$

Die Bilder 7 und 8 zeigen abhängig vom Modulationsindex das Verhältnis der Amplituden der Modulationsprodukte zur Amplitude der Nutzfrequenzspannung. Dabei gelten

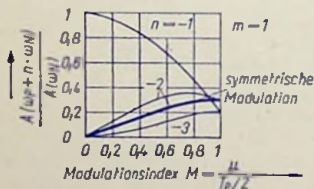


Bild 7

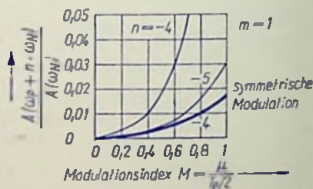


Bild 8

die dünnen Linien für einseitige und die dicken Linien für symmetrische Pulsdauermodulation. Die Bilder lassen erkennen, daß ab $n = -5$ die Anteile mit $m = 1$ auch für höhere Werte des Modulationsindex nur klein ausfallen.

Aus dem Vorstehenden ist weiter zu entnehmen, daß man mit f_p wenigstens auf 75 kHz gehen muß, wenn als obere Frequenzgrenze des NI-Bereiches 15 kHz in Betracht kommen. Je höher man die Pulsfolgefrequenz wählt, desto höher muß die Grenzfrequenz der Endstufen-Transistoren sein. Bereits zu einer Pulsfolgefrequenz von 75 kHz gehört eine Mindestgrenzfrequenz von etwa 1 MHz, damit die Impulslanken noch hinreichend steil verlaufen.

Endstufen-Schaltungen

Die Endstufen von PDM-NI-Verstärkern sind als Gegentakl-Schaltungen ausgeführt, und zwar entweder mit zwei gegenphasig gesteuerten Transistoren gleicher Zonenfolge (Bild 9), oder mit zwei gleichphasig gesteuerten komplementären Transistoren (Bild 10).

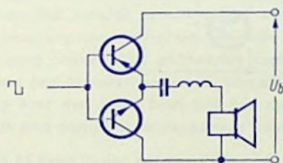


Bild 9

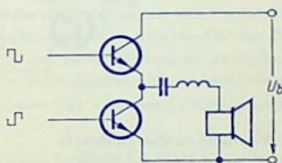


Bild 10

oder man verwendet, wie im Schrifttum mehrfach vorgeschlagen, Gegentakl-Brückenschaltungen gemäß Bild 11.

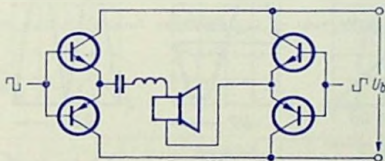


Bild 11

Die Schaltung nach Bild 9 kann auch mit Signalen nach Bild 4 und Bild 5 gesteuert werden.

In den Endstufen-Schaltungen, die die Bilder 9... 11 zeigen, sind dem Lautsprecher je ein Kondensator und eine Spule vorgeschaltet. Der Kondensator ist in den Schaltungen nach Bild 9 und 10 zum Speichern erforderlich, während er in der Schaltung nach Bild 11 im Prinzip entfallen könnte. Die Spule soll die Stromanteile abschwächen, deren Frequenzen höher sind als f_{Nmax} . Die zu diesen Stromanteilen gehörende Leistung würde sich in der Lautsprecher-Schwingspule in Wärme umsetzen und müßte von der speisenden Quelle geliefert werden. Die Induktivität der Spule bemißt man so, daß damit

die Spannung an der Schwingspule des Lautsprechers bei I_{Nmax} auf das 0,7fache herabgesetzt wird.

Weil die Lautsprecher-Impedanz für hohe Frequenzen selbst im wesentlichen von der Schwingspulen-Induktivität herrührt, wird dem Lautsprecher manchmal ein RC -Glied parallelgeschaltet (R_2 C_3 in Bild 12), wobei man vielfach mit einem zweiten RC -Glied nach Art eines Boucherot-Gliedes (R_1 C_2 in Bild 12) dafür sorgt, daß für höhere Frequenzen der Imaginärteil der Lastimpedanz klein gehalten wird.

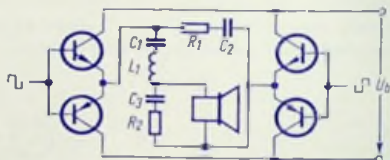


Bild 12

Die Verluste in der Endstufe

Als Grundlage der Betrachtung dient das Bild 13, das für ohmsche Last entworfen ist. Es zeigt in seinem oberen Teil die Transistor-Kennlinien für den Durchlaßzustand (links)

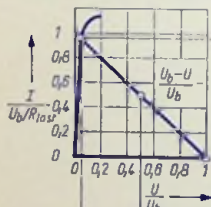


Bild 13

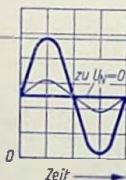


Bild 14

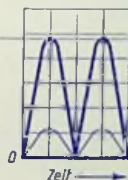


Bild 15



Bild 16

und für den Sperrzustand (unten) sowie die zu dem Lastwiderstand und der Speisespannung gehörende Widerstandsgerade. Dem zwischen den Schnittpunkten mit der Durch-

laßkennlinie und der Sperrkennlinie des Transistors liegenden Abschnitt der Widerstandsgeraden entspricht der Aussteuerungsbereich für Collectorstrom und Collector-Emitter-Spannung des Transistors. Der untere Teil des Bildes 13 veranschaulicht die Collector-Verlustleistung als Funktion der Collector-Emitter-Spannung.

Bild 14 betrifft den A-Betrieb. Sein oberer Teil zeigt (etwas idealisiert) drei Ansteuerungsfälle, nämlich maximale Ansteuerung ($U_N = U_{Nmax}$), Ansteuerung mit einem Viertel der maximalen Steuerspannung ($U_N = 0,25 \cdot U_{Nmax}$) und Ansteuerungsspannung $U_N = 0$. Im unteren Teil des Bildes sind — ebenfalls als Funktion der Zeit — die Verlustleistungen für diese drei Fälle aufgetragen. Der Verlustleistungs-Mittelwert nimmt mit steigender Ansteuerung ab. Sein Maximum ergibt sich für fehlende Ansteuerung ($U_N = 0$). **Bild 15** gilt für B-Betrieb. Hier sind jeweils die zwei Halbwellen des Collectorstromes aufgetragen, von denen jede in einem der beiden Endstufen-Transistoren auftritt. Auch in diesem Fall handelt es sich einmal um volle Ansteuerung, einmal um ein Viertel dieser Ansteuerung und einmal um fehlende Ansteuerung. Wieder ist im unteren Teil des Bildes der zum oberen Teil gehörende zeitliche Verlauf der Verlustleistung aufgetragen. An diesen drei Linienzügen kann man ablesen, daß die Verlustleistung für fehlende Ansteuerung hier den Wert Null hat und daß ihr Mittelwert mit steigender Ansteuerung erst rasch und dann immer langsamer ansteigt.

Bild 16 zeigt in der Art der Bilder 14 und 15 die für die Endstufe des PDM-NI-Verstärkers geltenden Zusammenhänge bei dessen Bestückung mit zwei Transistoren und voller Ansteuerung. Wechselweise sind die beiden Transistoren im Durchlaßzustand, wozu die

mit etwa $\frac{P_V}{U_b^2/R_{last}} = 0,04$ veranschlagte Verlustleistung gehört.

Die Umschaltverlustleistungen der beiden Transistoren treten gemeinsam auf, weshalb hiermit — ohmschen Lastwiderstand vorausgesetzt — der Wert $\frac{P_V}{U_b^2/R_{last}} = 0,5$ erreicht wird.

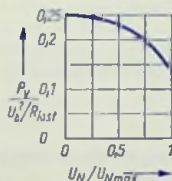


Bild 17

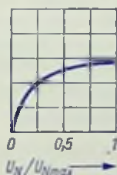


Bild 18

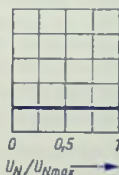


Bild 19

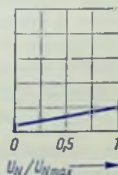


Bild 20

Aufschlußreicher als die unteren Teile der Bilder 14 ... 16 sind die Bilder 17 ... 20. Sie zeigen, wie die Verlustleistung mit der Ansteuerung der Endstufe zusammenhängt.

Es gehören:	Bild	17	18	19
	zu Bild	14	15	16

während mit Bild 20 die gemäß den Bildern 4 und 5 gesteuerte Endstufe nach Bild 9 berücksichtigt wurde.

Es zeigt sich hierin deutlich, daß die normale Gegentaktstufe im B-Betrieb hinsichtlich der Speiseleistung der PDM-Nf-Endstufe dann überlegen ist, wenn mit längeren Leerlaufzeiten gerechnet werden muß.

Als wesentliche Vorteile der PDM-Nf-Verstärker gegenüber den Verstärkern, in denen die Nf direkt verstärkt wird, können angesehen werden:

- Hoher Endstufen-Wirkungsgrad und damit geringer Verbrauch an Speiseleistung.
- Niedrige, in der Endstufe in Wärmeleistung umgesetzte Verlustleistung und deshalb nur geringe Schwierigkeiten mit der Wärmeabfuhr, sowie die Möglichkeit, die Endstufe mit kleineren Typen von Transistoren oder anderen gesteuerten bzw. geschalteten Halbleiter-Bauelementen zu bestücken. Man beachte: Die im PDM-Nf-Verstärker herabgesetzte Collector-Verlustleistung und die dafür gegebene Ersparnis an Speiseleistung sind nicht direkt proportional. Die Verlustleistung wirkt sich auf die Endstufen-Bestückung mit ihrem zeitlichen Mittelwert nur innerhalb der Transistor-Integrationszeit aus, während für die Speiseleistung der zeitliche Mittelwert uneingeschränkt gilt!
- Wegen des Schaltbetriebes geringe Einflüsse von Exemplarstreuungen und Temperaturschwankungen (abgesehen von dem Modulator, in dem aus dem Nf-Signal ein in der Pulsdauer modulierte Signal gewonnen wird).
- Als weiterer Vorteil wird gelegentlich ein besonders geringer Klirrfaktor hervorgehoben. Der Wert des Klirrfaktors, d. h. der nichtlinearen Verzerrungen im PDM-Nf-Verstärker kann allerdings nur empirisch ermittelt werden.

Die Vorteile gelten gegenüber A-Verstärkern uneingeschränkt. Gegenüber B-Verstärkern treten sie zum Teil nur dann in Erscheinung, wenn das Nf-Eingangssignal der Endstufe wenigstens etwa das 0,2fache des zur Vollaussteuerung gehörenden Wertes hat, wenn der PDM-Nf-Verstärker außerdem bei Ausbleiben des Nf-Signals abgeschaltet wird und wenn es sich schließlich um Ausgangsleistungen handelt, die etwa 0,5 W nur gelegentlich oder gar nicht unterschreiten. Bei kleineren Ausgangsleistungen wird die sich für die Endstufe ergebende Ersparnis an Speiseleistung von der für die Pulsmodulation und Pulszerzeugung aufzuwendenden Leistung zumindest ausgeglichen.

Als Nachteile der PDM-Nf-Verstärker sind zu erwähnen

- der Aufwand für das Umwandeln des Nf-Signals in ein bezüglich der Impulsdauer modulierte Signal,
- der sehr erhebliche Gehalt des PDM-Signals an Anteilen mit Frequenzen, die weit über der Folgefrequenz des Pulssignals liegen (Bild 21 veranschaulicht dies für den einfachen Fall, in dem die Pulsspannung nicht moduliert ist und die Pulszeit mit der Pausenzeit übereinstimmt. Es sind hierin nur die ersten 7 Teilwellen berücksichtigt. Zum exakten Rechteckverlauf gehören aber unbegrenzt viele Teilwellen),

- die Notwendigkeit, die Pulsfolgefrequenz weit über den NF-Bereich zu legen (z. B. auf 70 kHz ... 80 kHz),

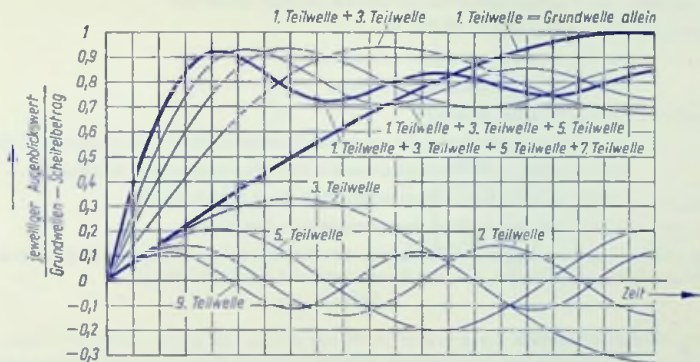


Bild 21

- die mit diesen hohen Frequenzen gegebene Gefahr des Ausstrahlens und damit der Störung benachbarter Empfänger,
- die Notwendigkeit, trotz der hohen Pulsfrequenz mit ihren Frequenzen in den NF-Bereich fallende Anteile der Seitenwellen des PDM-Signals auszuschleiben und
- die Erfordernisse einer hohen oberen Grenzfrequenz der in der Endstufe verwendeten gesteuerten Halbleiter-Bauelemente.

Aussichten für PDM-NF-Verstärker

Die PDM-NF-Verstärker kommen wegen des hohen Endstufen-Wirkungsgrades und der damit geringen in der Endstufe sich ergebenden Wärmeleistung

einerseits da in Frage, wo die damit mögliche Ersparnis an Speiseleistung gegenüber Verstärkern mit Gegenakt-Endstufen im B-Betrieb wesentlich ist (siehe hierzu in dem vorhergehenden Abschnitt die Bemerkung, die sich an die Aufzählung der Vorteile anschließt), und sind

andererseits da von Vorteil, wo große Ausgangsleistungen gefordert werden, die sonst wegen der zu treffenden Maßnahmen für eine wirksame Wärmeabfuhr besondere Schwierigkeiten bereiten würden.

Mit idealem Schalter geschalteter Gleichstromkreis

Zustände und Eigenschaften des elektrisch idealen Schalters

Jeder Schalter weist zwei Schaltzustände auf:

den Durchlaßzustand (Einschaltzustand) und

den Sperrzustand (Ausschaltzustand).

Außerdem gibt es für einen Schalter:

den Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand (das Einschalten) und

den Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand (das Ausschalten).

An einem idealen Schalter tritt im Durchlaßzustand keine Spannung auf.

Über den idealen Schalter fließt im Sperrzustand kein Strom.

Im idealen Schalter erfolgen die Übergänge zwischen Durchlaß- und Sperrzustand abrupt (Wert Null der Schaltzeiten, d. h. der Einschaltzeit und der Ausschaltzeit).

Der Gleichstromkreis

Jeder hier betrachtete Gleichstromkreis besteht aus einer Spannungsquelle mit der Urspannung U_b und dem Ausgangswiderstand $R_{out} = 0$, aus einem idealen Schalter und der Lastimpedanz.

Die Lastimpedanz ist im einfachsten Fall ein ohmscher Widerstand R . Weiterhin wird als Lastimpedanz betrachtet:

ein Heißleiter oder Kalleiter

eine Induktivität L in Reihe mit einem Lastwiderstand

eine Kombination aus einer Kapazität und Widerständen

Für einen Gleichstromkreis, der außer einem ohmschen Widerstand wenigstens eine Induktivität oder eine Kapazität bzw. einen Heiß- oder Kalleiter enthält, gibt es außer den (statischen) Dauerzuständen (Endzuständen) noch die im unmittelbaren zeitlichen Anschluß an das Ein- und Ausschalten sich abspielenden **Schaltvorgänge**. Diese bestehen im vorübergehenden Auftreten zusätzlicher Spannungen bzw. zusätzlicher Ströme in dem geschalteten Stromkreis.

Ausschließlich ohmscher Widerstand

Wenn in dem geschalteten Stromkreis außer der Speisespannungsquelle mit der Spannung U_b nur ein ohmscher Widerstand R vorhanden ist und dessen Erwärmung bzw. Abkühlung vernachlässigbar ist, springt der Strom I beim Schließen des Schalters unmittelbar

auf den mit $U_b \cdot \frac{1}{R}$ gegebenen Endwert, während beim Öffnen des Schalters an der

Unterbrechungsstelle plötzlich die volle Speise-Gleichspannung U_b des geschalteten Stromkreises auftritt.

Das **Bild 1** enthält links den Schaltplan des geschalteten Stromkreises mit der Speisespannungsquelle, dem Schalter und dem Lastwiderstand R . Daneben ist der zeitliche Verlauf

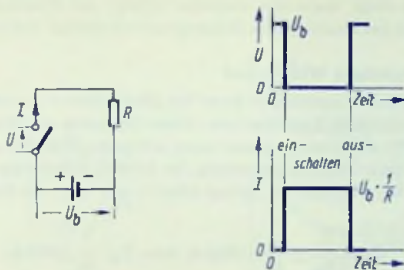


Bild 1

sowohl für die Spannung als auch für den Strom aufgetragen. Die Übergänge zwischen »ein« und »aus« gehen — dem idealen Schalter entsprechend — in verschwindend kurzen Zeiten vor sich.

Kalt- oder Heißleiter, keine Induktivität, keine Kapazität

Der Widerstand des Kaltleiters ist im kalten Zustand niedrig und nimmt bei Erwärmung zu. Geschieht diese Erwärmung infolge des den Stromkreis durchfließenden Stromes, dann

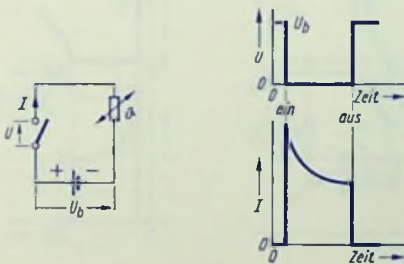


Bild 2

ergibt sich ein hoher Einschaltstrom und anschließend eine Abnahme des Stromes auf den Betriebswert (Bild 2). Beim Ausschalten ändert sich nichts gegenüber dem Fall des ohmschen Widerstandes.

Das Verhältnis des Einschaltstromes zum Betriebsstrom beträgt z. B. bei Glühlampen etwa 10:1.

Bei Heißeitern ist der Widerstand im kalten Zustand hoch und im warmen Zustand niedrig: Der Strom steigt, wenn der Heißeiter infolge des Stromdurchgangs erwärmt wird, nach Schließen des Schalters vom Einschaltwert allmählich auf den Betriebswert an.

Kapazität mit ohmschem Widerstand

In Stromkreisen mit einer Kapazität, in denen bei geschlossenem Schalter ein Gleichstrom fließt, sind zwei verschiedene Kombinationen dieser Kapazität mit Widerständen möglich (Bilder 3 und 4). Für den Übergang von »aus« auf »ein« ist die Schaltung des Parallelwiderstandes R_p ohne prinzipielle Bedeutung. Ihr Einfluß ist besonders gering, wenn R_p groß gegen R_s ist. Beim Einschalten springt nämlich der Wert des Stromes zunächst auf den mit

$$U_b \cdot \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_s} \right) \text{ (Bild 3) bzw. } U_b \cdot \frac{1}{R_s} \text{ (Bild 4)}$$

gegebenen Wert, um dann allmählich auf den Endwert

$$U_b \cdot \frac{1}{R_p} \text{ (Bild 3) bzw. } U_b \cdot \frac{1}{R_p + R_s} \text{ (Bild 4)}$$

abzusinken.

Falls der Wert von R_s klein ist, ergibt sich ein entsprechend hoher (Anfangs-)Spitzenwert des Stromes.

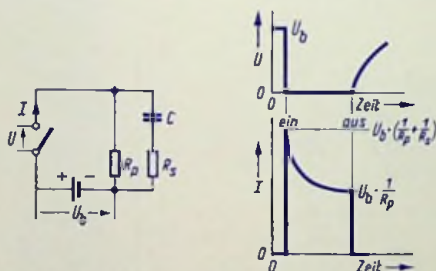


Bild 3

Der Strom nimmt vom Spitzenwert aus exponentiell auf den Stromwert für den Dauerzustand des Stromkreises bei geschlossenem Schalter ab. Nach dem Öffnen des Schalters steigt die Spannung nicht sofort, sondern erst entsprechend dem Entladen der Kapazität auf den Wert der Speisespannung an. Die in den Bildern 3 und 4 gezeigten Schaltungen

unterscheiden sich dabei insofern, als der Kondensator im Dauerzustand des geschlossenen Stromkreises für den Fall des Bildes 3 auf U_b und für den Fall des Bildes 4 nur auf

$$U_b \cdot \frac{R_p}{R_p + R_s} \text{ aufgeladen ist.}$$

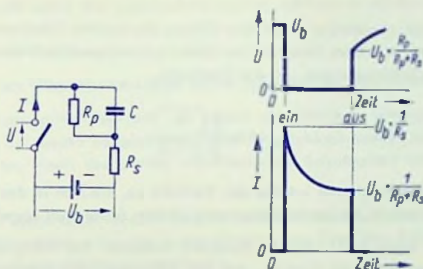


Bild 4

Induktivität mit ohmschem Widerstand

Wenn der geschaltete Stromkreis eine in Reihe mit einem ohmschen Widerstand R liegende Induktivität L enthält (Bild 5), die vom vollen Strom dieses Stromkreises durchflossen wird, steigt der Strom I beim Übergang von »aus« auf »ein«, d. h. nach Schließen des Schalters, gemäß der Zeitkonstanten $R \cdot L$ an.

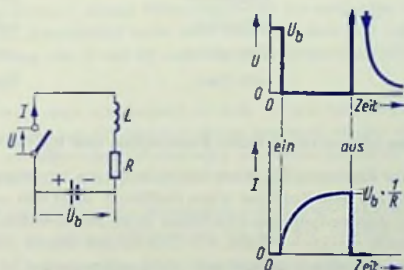


Bild 5

Beim Öffnen des Schalters geht dann die in dem mit dem Strom $I = U_b \cdot \frac{1}{R}$ und der Induktivität L gegebenen Magnetfeld gespeicherte Arbeit in das sich nun bildende elektrische Feld der Wicklungskapazität C über. Bei vernachlässigbaren Verlusten während

des Überganges der gespeicherten Arbeit vom Magnetfeld in das elektrische Feld, gilt für die an der Wicklungskapazität zustande kommende Spannung U_s

$$U_s = \frac{U_b}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Diese Spannung tritt unmittelbar nach dem Öffnen des idealen Schalters auf. Sie hat einen meistens sehr hohen Wert. Im Anschluß an diese Spannungsspitze treten häufig (in Bild 5 nicht dargestellte) Schwingungen mit der Frequenz

$$f \approx \sqrt{\frac{1}{C \cdot L}}$$

auf. Die Schwingungen klingen infolge der Verluste ab, die sich in dem Wicklungswiderstand und gegebenenfalls im Spulenkern sowie in dem Isolierstoff ergeben.

Beim Verwenden eines nicht idealen Schalters entstehen bei höheren Spannungen die Schaltstrecke überspringende Funken, die das Abklingen der Schwingungen beschleunigen.

Wesentliche Ergebnisse aus der vorangehenden Betrachtung

Im geschalteten Stromkreis von besonderem Einfluß	Übergang von »aus« auf »ein«	Übergang von »ein« auf »aus«
ohmscher Widerstand	unkritisch	unkritisch
Kaltleiter	Überstrom	unkritisch
Heißleiter	unkritisch	unkritisch
Kapazität	Überstrom	unkritisch
Induktivität	unkritisch	Überspannung

Maßnahmen gegen Überströme beim Einschalten von Kaltleitern

Wenn die verfügbare Spannung U_b etwas höher ist als die benötigte Betriebsspannung, schaltet man in Reihe mit dem Kaltleiter einen Heißleiter. Sonst hilft man sich gelegentlich damit, daß man vor dem endgültigen Einschalten einen Strom fließen läßt, der den Kaltleiterwiderstand bereits merklich erhöht. Für Glühlampen bemißt man diesen Strom so, daß das Leuchten der Glühläden gerade noch nicht wahrnehmbar ist.

Maßnahmen gegen hohe Überströme beim Einschalten von Kapazitäten

Der Einschalt-Überstrom läßt sich mit einem allmählichen Übergang des Schaltzustandes von »aus« auf »ein« vermindern. Diese Möglichkeit ist bei als Schalter benützten Transistoren gegeben, wenn entsprechende Schaltzeiten zulässig sind.

Wird jedoch ein idealer Schalter vorausgesetzt, so kann der beim Einschalten einer Kapazität auftretende Überstrom (Bilder 3 und 4) nur mit einem vor die Kapazität geschalteten Widerstand auf ein noch zulässiges Maß herabgesetzt werden. Hierfür eignet sich besonders ein Heißeiter, wenn für den Betriebszustand ein bestimmter Wert von R_S nicht überschritten werden darf. Dieser hat im kalten (Anfangs-)Zustand einen hohen Widerstandswert und flacht somit die Einschaltstromspitze stärker ab als ein ohmscher Widerstand.

Maßnahmen gegen Überspannungen beim Abschalten von Induktivitäten

Die Abschalt-Überspannung läßt sich mit einem allmählichen Übergang des Schaltzustandes von »ein« auf »aus« herabsetzen. Diese Möglichkeit besteht bei als Schalter benutzten Transistoren, wenn die hierfür erforderlichen Schaltzeiten aufgewandt werden dürfen.

Alle übrigen — vor allem beim idealen Schalter anzuwendenden — Maßnahmen betreffen den geschalteten Stromkreis selbst. Sie haben sämtlich den Sinn, den Abbau des zur Induktivität gehörenden Magnetfeldes zu verzögern.

So besteht gegen zu hohe Überspannungen an der Schaltstrecke beim Abschalten von Laststromzweigen, die mit Induktivität behaftet sind, die Möglichkeit des Parallelschaltens eines VDR oder eines Ventils oder eines Stromzweiges mit Kapazität zur Last bzw. zur Schaltstrecke. Diese Fälle werden im folgenden einzeln behandelt.

VDR als Überspannungsschutz beim Abschalten von Stromzweigen mit Induktivität

Der VDR ist ein Bauelement, dessen Widerstandswert mit steigender Spannung erheblich abnimmt. Ein solches Bauelement kann man entweder dem mit Induktivität behafteten Zweig (Reihenschaltung von L mit R) oder der Schaltstrecke parallelschalten (Bilder 6 und 7).

Diese Möglichkeit nutzt man vorwiegend da aus, wo an mechanisch betätigten Schaltkontakten die Überspannung auf niedrige Werte begrenzt werden soll. Hat nämlich die Spannung an der sich öffnenden Schaltstrecke nur einen geringen Wert (bei ebenfalls geringen Stromwerten), so unterbleiben dort Funkenüberschläge.

Legt man den VDR parallel zu dem Stromzweig mit (Reihen-)Induktivität (Bild 6), so tritt an der Schaltstrecke — beim Unterbrechen des aus der Speisestromquelle gelieferten Gleichstromes $U_b \cdot \frac{1}{R}$ — die Summe aus der Speisespannung U_b und der zum vollen Laststrom gehörenden Spannung am VDR auf.

Man wählt den VDR so aus, daß die vom Laststrom an ihm verursachte Spannung nicht zu hoch wird. Dabei muß man in Kauf nehmen, daß der dem Laststromzweig parallelgeschaltete VDR bei geschlossenem Schalter einen Strom durchläßt, der an dem Laststromzweig vorbeifließt und deshalb als Verlust gebucht werden muß.

Legt man den VDR parallel zum Schalter (Bild 7), so ergibt sich ein Verluststrom bei offenem Schalter. Beim Öffnen des Schalters tritt an der Schaltstrecke die am VDR zu dem vollen Laststrom gehörende Spannung allein auf. Somit ist die Ausschalt-Überspannung hier um den Betrag der Speisespannung geringer als im Falle des Bildes 6.

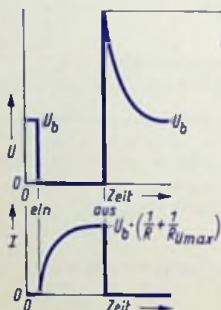
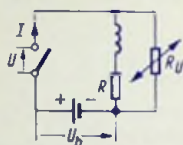


Bild 6

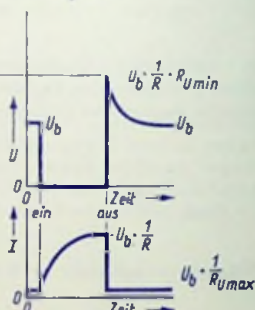
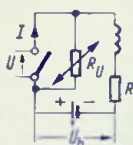


Bild 7

Auf den Übergang von Sperrung auf Durchlaß (Einschalten) ist der VDR in beiden Schaltungen ohne störenden Einfluß.

Ideales Ventil als Überspannungsschutz beim Abschalten von Stromzweigen mit Induktivität

Als ideal wird hier ein elektrisches Ventil bezeichnet, dessen Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand ohne die geringste Verzögerung erfolgt. In Verbindung mit einem idealen Schalter, wie er hier vorausgesetzt ist, wäre ein Ventil, dessen Übergang aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand Zeit erfordert, nur aufgrund seiner für den Sperrzustand geltenden Kapazität wirksam. Diese Kapazität ist jedoch so gering, daß mit ihr die im Zusammenhang mit dem Abschalten auftretende Spannungsspitze nur unbedeutend abgeschwächt würde.

Eine beim idealen Schalter mit einem idealen Ventil mögliche und im Zusammenhang mit Transistoren viel getroffene Maßnahme ist das Parallelschalten eines Ventils zu dem mit

der Induktivität behaltenden Schaltungsteil derart, daß das Ventil für den Betriebsstrom in Sperrrichtung gepolt ist (Bild 8). Auf den Übergang von »aus« auf »ein« ist das so eingefügte Ventil ebenso wirkungslos wie auf den Zustand bei geschlossenem Schalter. Beim Abschalten, d. h. nach dem Übergang von »ein« auf »aus«, bietet das Ventil dem Strom, der die Induktivität zunächst weiter durchfließt, einen Ausgleichsweg. Das Ventil ist nämlich für diesen Strom in Durchlaßrichtung gepolt. Der Strom kann daher allmählich abklingen. Dabei setzt sich die ursprünglich in Form des Magnetfeldes gespeicherte Arbeit vorwiegend in dem vom Strom durchflossenen Widerstand R in Wärme um.

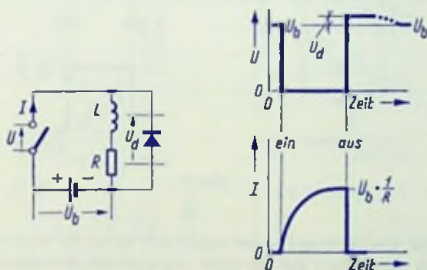


Bild 8

In Bild 8 ist angedeutet: Nach dem Ausschalten übersteigt die Spannung an der Schaltstrecke die Speisespannung, solange der Strom noch über das Ventil fließt, nur um die hierzu gehörende Dienden Durchlaßspannung. Dabei tritt allerdings im ersten Augenblick an einem nicht idealen Ventil eine erhöhte Spannung auf, bis nämlich der Strom auf einen geringeren Wert abgesunken ist. Man bezeichne das als »induktives Verhalten« des Ventils.

Ein ideales Ventil gibt es nicht. Es genügt aber, wenn die Schaltzeit des Ventils kürzer als die des Schalters ist.

Kondensator als Mittel gegen Überspannungen beim Abschalten von Stromzweigen mit Induktivität

Ein weiteres in der Praxis verwendetes Mittel zum Verhindern störender Überspannungen beim Abschalten von Induktivitäten ist das Parallelschalten der Reihenschaltung eines Kondensators mit einem Widerstand zum Laststromzweig (Bild 9). Hierbei kommt es naturgemäß ganz auf das Bemessen der einzelnen Glieder an. Den Idealfall erreicht man mit Gleichheit der beiden Zeitkonstanten und Gleichheit der zwei Wirkwiderstände. Damit

ergibt sich beim Übergang von »aus« auf »ein« für die Schaltstrecke das Verhalten, das zu einem Lastwiderstand vom Wert R_L gehören würde. Der Strom, der den aus R_L und L bestehenden Stromzweig durchfließt, steigt hierbei etwa so an, wie im Falle des Fehlens von R_C und C .

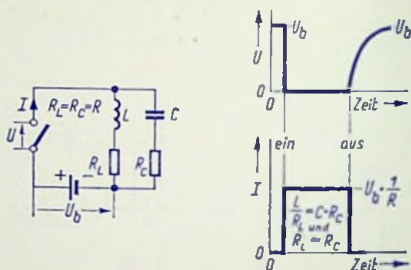


Bild 9

Für den Übergang von »ein« auf »aus« ergibt sich bei zuvor erreichtem Dauerzustand (Kondensator voll aufgeladen) mit der oben angegebenen Bemessung der aperiodische Fall (kritische Dämpfung), wobei die Spannung an der Schaltstrecke allmählich ansteigt.

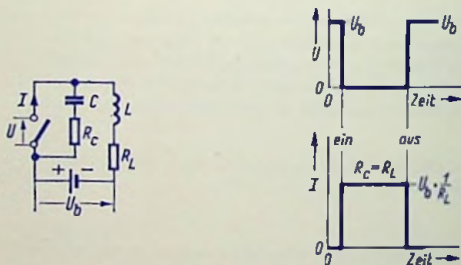


Bild 10

In der Schaltung, in der die Reihenschaltung aus C und R_C parallel zur Schaltstrecke liegt (Bild 10), entsteht kein Einschaltstromstoß, weil der Kondensator bei offenem Schalter aufgeladen wird.

Eine Ausschalt-Überspannung kann mit entsprechendem Bemessen von C und R_C vermieden werden.

Diese Schaltung eignet sich nur für Fälle, in denen die Dauer des Einschaltzustandes zum Entladen des Kondensators ausreicht (Dauer des Einschaltzustandes wenigstens gleich $3 \cdot C \cdot R_C$).

Kombination: Kondensator mit Ventil

Wenn man den Widerstand R_C in der Schaltung nach Bild 9 mit einem für den Kondensator-Ladestrom in Sperrichtung gepolten Ventil überbrückt (Bild 11), macht man den Widerstand R_C für den Ausschaltvorgang wirkungslos. Man gewinnt damit die Möglichkeit,

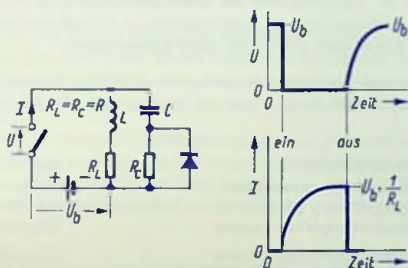


Bild 11

für R_C einen hohen Widerstandswert zu wählen, womit der Kondensator-Ladestrom beim Einschalten nicht ins Gewicht fällt, während das Ventil, das R_C überbrückt, die Kapazität C beim Unterbrechen des Stromkreises voll zur Geltung kommen läßt.

Ein hoher Widerstandswert für R_C setzt allerdings voraus, daß die Dauer des Einschaltzustandes ausreicht, um den Kondensator trotz des hohen Wertes von R_C einigermaßen voll aufzuladen (Dauer wenigstens gleich $3 \cdot C \cdot R_C$). In einer Schaltung nach Bild 11 bemißt man die Kondensator-Kapazität C so:

$$C = \frac{4 \cdot L}{R_L^2}$$

Damit ergibt sich für das Ausschalten der aperiodische Fall.

Der Kondensator C wird während einer genügend langen Dauer des Einschaltzustandes über R_C auf den Wert der Speisespannung aufgeladen und hält diese Spannung nach dem Öffnen des Schalters noch kurze Zeit aufrecht. Folglich steigt die Spannung an der Schaltstrecke nach dem Öffnen des Schalters allmählich an.

Beim Schließen des Schalters bleibt die Kapazität C in dem Maße wirkungslos, in dem R_G größer als R_L ist.

Durchlaß- bzw. Sperrzeit kurz

Kurze Zeiten für die Dauer des Durchlaß- bzw. Sperrzustandes sind, wie schon angegeben, Zeiten, die nicht wenigstens gleich dem Dreifachen der Zeitkonstanten sind, die das Verhalten des geschalteten Stromkreises bestimmen.

Die vorangehenden Abschnitte gelten im wesentlichen für Schaltfolgen, deren Zeitspannen so bemessen sind, daß jeweils erst dann geschaltet wird, wenn der für den vorangehenden Schaltvorgang geltende Endzustand erreicht ist. Häufig hat man es jedoch mit Schaltfolgen zu tun, in denen der Schaltzustand gewechselt wird, bevor im geschalteten Stromkreis der Endzustand erreicht ist. Vor Erreichen des Endzustandes ist z. B. ein Kondensator noch nicht voll auf- bzw. entladen und ein Induktivität durchfließender Strom noch nicht auf seinen Endwert angestiegen bzw. noch nicht abgeklungen.

Im Falle von Heiß- und Kaltleitern wirken sich verkürzte Zeitspannen zwischen den Schaltzustandswechseln nicht störend aus. Im übrigen gilt für ideale Schalter folgende Tabelle:

Schaltung	Durchlaßzeit kurz. Daher beim Ausschalten:	Sperrzeit kurz. Daher beim Einschalten:
Bild 3	Spannungsanstieg rascher	Überstrom geringer
Bild 4	Spannungsanstieg rascher	Überstrom geringer
Bild 5	Überspannung geringer	—
Bild 6	Überspannung geringer	Stromanstieg rascher
Bild 7	Überspannung geringer	Stromanstieg rascher
Bild 8	Spannungsausgleich rascher	Stromanstieg rascher
Bild 9	Überspannung	—
Bild 10	—	—
Bild 11	Spannungsanstieg rascher	—

Transistor-Schalter-Verstärker

Begriffs-Erklärung

Ein Transistor-Schalter-Verstärker ist ein wenigstens zweistufiger Verstärker für ein zwischen zwei Werten abrupt wechselndes Eingangssignal mit einer Endstufe, die unter Wirkung des Eingangs-Signals entweder in den Übersteuerungszustand (Durchlaßzustand) oder in den Sperrzustand gesteuert wird.

Allgemeines über die Schaltungen solcher Verstärker

Schalter-Verstärker sind im Prinzip Gleichstromverstärker. Daher enthalten sie weder an ihren Eingängen noch zwischen ihren Stufen Koppelkondensatoren. Die Hauptforderungen an Schalter-Verstärker sind das Einhalten der Transistor-Grenzwerte und das völlige Durchschalten in den Durchlaßzustand sowie in den Sperrzustand.

In den nachstehend beschriebenen Schaltungen handelt es sich durchweg um zweistufige Schalter-Verstärker. In den Endstufen ist hier überall als geschaltete Belastung ein Relais eingetragen. Zum Vermeiden der daran sonst auftretenden Abschalt-Überspannung liegt dem Relais stets eine für den Betriebsstrom in Sperrichtung gepolte Diode (Freilauf-Diode) parallel.

Den Schaltungen sind durchweg npn-Transistoren zugrunde gelegt. Für pnp-Transistoren gilt die entgegengesetzte Polung der Speisespannungen und der Dioden.

Bei gesperrtem Vorstufen-Transistor tritt an dem in der Collectorleitung dieser Stufe liegenden Widerstand praktisch keine Spannung auf. Dabei erhält der nachfolgende Transistor eine Basis-Emitter-Spannung, die ihn in den Durchlaßzustand steuert. Zum Durchlaßzustand des Vorstufen-Transistors gehört ein niedriger Wert seiner Collector-Emitter-Spannung. Hiermit ergibt sich für den nachfolgenden Transistor der Sperrzustand.

Schaltungsmaßnahmen für gesicherten Sperrzustand der Endstufe

Zum gesicherten Sperrzustand der Endstufe gehört dort eine Basis-Emitter-Spannung mit dem Wert Null oder mit einem Beitrag von einigen Zehntel Volt und einer Polung, die der Sperrichtung der Basis-Emitter-Diode entspricht.

Diese Vorspannung erhält man gemäß Bild 1 als Durchlaßspannung einer in die Emitterleitung gelegten Silizium-Diode D_2 . Da oben an der Diode im allgemeinen mit dem Emitter-Resistor des Endstufen-Transistors nur eine niedrige Spannung entsteht, muß man der Diode D_2 über einen an der Speisespannung liegenden Widerstand R_3 einen größeren Strom zuführen (R_3 ungefähr 30 k Ω).

Um auch für die Vorstufe einen sicheren Sperrzustand zu erreichen, kann man sie ebenso mit einer Silizium-Diode in der Emitterleitung ausstatten. In diesem Fall addiert sich die Durchlaßspannung der Diode zu der Collector-Emitter-Restspannung des durchgeschalteten Vorstufen-Transistors. Deshalb muß man in der Emitterleitung der Endstufe im Hin-

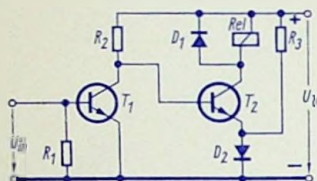


Bild 1

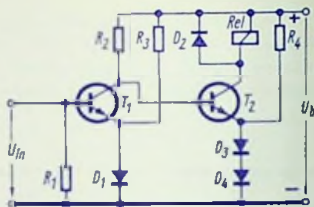


Bild 2

blick auf deren Sperrzustand zwei Silizium-Dioden in Reihe schalten (Bild 2). Es ist hierbei möglich, eine Diode einzusparen, indem man den Emitter des Vorstufen-Transistors zwischen den beiden Dioden in der Emitterleitung des Endstufen-Transistors anschließt (Bild 3).

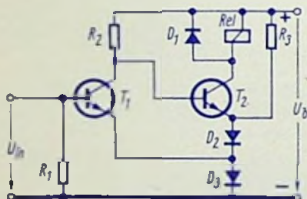


Bild 3

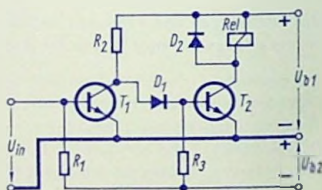


Bild 4

Besteht die Möglichkeit, eine zusätzliche Speisespannung zu verwenden, so kann man die zum sicheren Sperren beider Transistoren nötigen Basis-Emitter-Spannungen aus dieser zusätzlichen Speisespannung ableiten (Bild 4). Die Diode D_1 dient hierbei dazu, den sicheren Sperrzustand des Transistors T_2 trotz der Collector-Emitter-Restspannung des Transistors T_1 zu gewährleisten: An der Siliziumdiode D_1 tritt dann eine Durchlaßspannung auf, die für den zu sperrenden Transistor T_2 gegenüber dem Collector des durchgeschalteten Transistors T_1 eine negative Basis-Emitter-Spannung darstellt. Hiermit wird trotz der positiven Collector-Emitter-Restspannung des Transistors T_1 für den Transistor T_2 eine (geringe) negative Basis-Emitter-Spannung erreicht.

Eine dementsprechende Bedeutung haben die Dioden D_1 und D_2 in der Schaltung nach Bild 5. Die Diode D_2 hat in der Schaltung nach Bild 5 dieselbe Aufgabe wie die Diode D_1 in der Schaltung gemäß Bild 4. Die Referenz-Diode D_1 (Bild 5) ist eingelügt, um den Eingang des Schaltverstärkers an die Ausgangsspannung eines vorangehenden Schmitt-

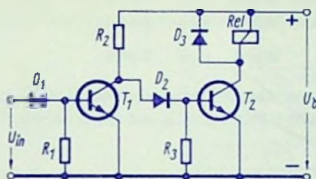


Bild 5

Triggers anzupassen: Aufgrund des gemeinsamen Emittorwiderstandes der beiden Transistoren eines Schmitt-Triggers, hat dessen Ausgangsspannung bei npn-Transistoren anstelle des Wertes Null einen positiven Wert. Diese Spannung wird von der Referenzdiode herabgesetzt.

Kompensation des Temperatur-Einflusses auf das Auswirken des Eingangssignals

In der Schaltung nach Bild 6 dient der aus dem Widerstand R_1 und der Diode D_1 gebildete Spannungsteiler zum Kompensieren des Einflusses der Umgebungstemperatur auf die

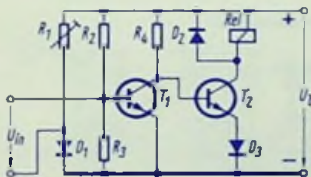


Bild 6

Transistor-Daten: Der Temperaturgang der Dioden-Durchlaßspannung stimmt weitgehend mit dem Temperaturgang der zum Sperren des Transistors notwendigen Basis-Emitter-Spannung überein. Infolgedessen bleiben Temperatur-Änderungen auf die Wirkung der den Transistor steuernden Eingangsspannung ohne Einfluß.

Günstig für die kompensierende Wirkung der Diode D_1 ist ein niedriger Wert des Ausgangswiderstandes der Signalquelle.

Rückkopplung im mehrstufigen Schalter-Verstärker

Beispiele für Schalter-Verstärker mit Rückkopplung geben die Bilder 7 ... 9. Dabei entsprechen, wenn vom Rückkopplungsweig abgesehen wird,

Bild 7 dem Bild 2,

Bild 8 dem Bild 4,

Bild 9 dem Bild 6.

Die Rückkopplung geht von dem Collector des Endstufen-Transistors über einen Widerstand (im allgemeinen etwa $1\text{ M}\Omega$... $2\text{ M}\Omega$) auf die Basis des Vorstufen-Transistors. Der

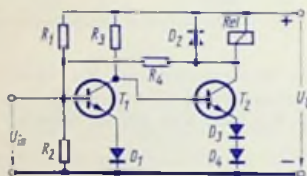


Bild 7

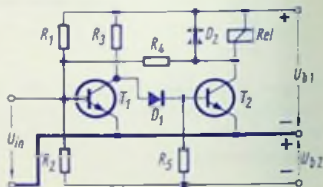


Bild 8

Rückkopplungsweig überträgt bei gesperrtem Endstufen-Transistor auf die Basis-Emittter-Strecke des Vorstufen-Transistors eine solche Spannung, daß dieser Transistor damit in

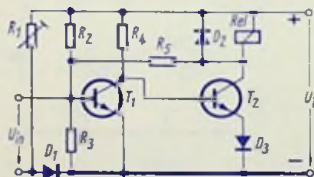


Bild 9

den gesättigten Zustand gesteuert wird. Dies wiederum sichert den Sperrzustand des Endstufen-Transistors. Bei Eintreten des Durchlaßzustandes des Endstufen-Transistors wird der Vorstufen-Transistor über den Rückkopplungsweig noch weiter in den Sperrzustand gesteuert, womit ein Herabsetzen der Restspannung des Endstufen-Transistors verknüpft ist.

Die Abstimm-Anzeige-Röhre EM 800

Besondere Kennzeichen

Als Anzeige dient die Länge eines Leuchtstreifens, der parallel zur Röhrenkolbenachse verläuft. Die Leuchtschicht für diesen etwa 3 mm breiten Streifen ist auf einem Teil der Innenseite des zylindrischen Glaskolbens aufgebracht. Die Länge des Leuchtstreifens (2 mm

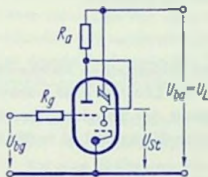


Bild 1

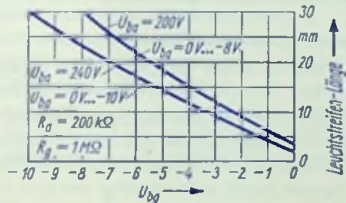


Bild 2

bzw. 3 mm ... 30 mm) ist der Steuerspannung (0 V ... -10 V bzw. -8 V) ziemlich **proportional**. Die Steuerspannung wird zwischen dem Steuergitter des eingebauten Triodensystems (über einen Vorwiderstand von etwa 1 MΩ) und der dem Anzeige- und Triodensystem **ge-**

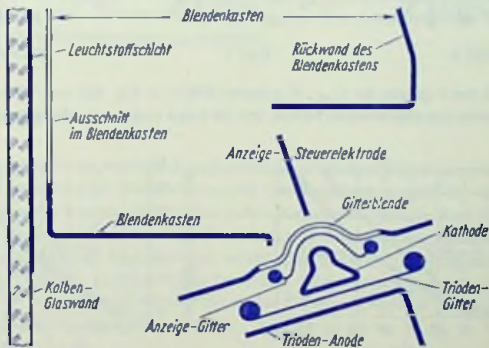


Bild 3

meinsamen Kathode angelegt. (Bilder 1 und 2). Wie aus Bild 1 zu ersehen, ist das Triodensystem in einer Widerstandsverstärkerstufe ausgenutzt. Die Anodenspannung dieses Systems stimmt mit der Steuerspannung des Anzeigesystems überein.

Verwendung

Zum Abstimmen von Fernsehsehlern mit Kapazitätsvariations-Dioden ändert man deren Sperrschicht-Kapazität, indem man die Diodenspannung in einem Bereich zwischen etwa -2 V und -20 V variiert. Die EM 800 ermöglicht es, diese Dioden-Gleichspannung unmittelbar zum Steuern der Abstimmanzeige zu verwenden und damit für eine einfache Kanalanzeige zu benutzen. Ihr Steuerspannungsbereich wurde mit 10 V bemessen. Damit ist bei einer maximalen Dioden-Sperrspannung von 20 V eine ausreichende Reserve für eine Gegenkopplung zum Stabilisieren der Anzeigeschaltung gegeben.

Anzeige-System und Trioden-System

Bild 3 zeigt im Schnitt das Röhrensystem mit einem Teil des zylindrischen Abschnittes der Glaskolben-Wand. Auf dessen Innenseite befindet sich die für den Leuchtstreifen notwendige Leuchtstoffschicht. Ein Ausschnitt des Blendenkastens begrenzt den Leuchtstreifen seitlich und in seiner Gesamtlänge. Die Innenseite der Blendenkasten-Rückwand ist mattiert, um Spiegelungen des Leuchtstreifens zu vermeiden.

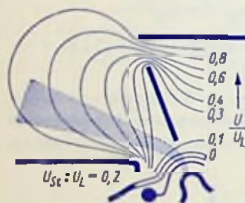


Bild 4

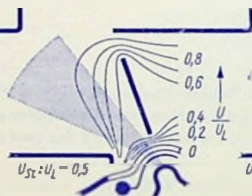


Bild 5

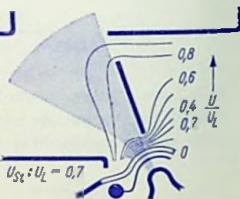


Bild 6

Die Bilder 4, 5 und 6 zeigen für $U_{St}:U_L$ (siehe Bild 1) = 0,2, 0,5 und 0,7 den Verlauf der Äquipotentiallinien des elektrischen Feldes, das die Lage und die Ausdehnung des dort eben-

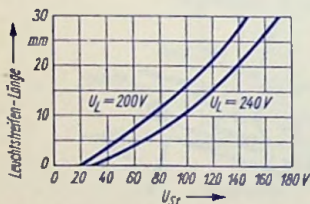


Bild 7

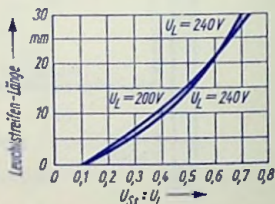


Bild 8

falls eingetragenen Elektronenbündels bestimmt. In Bild 7 ist die Leuchtstreifen-Länge als Funktion der Steuerelektroden-Spannung U_{St} für $U_L = 200\text{ V}$ bzw. $= 240\text{ V}$ aufgetragen. In Bild 8, das dieselben Zusammenhänge veranschaulicht, ist U_{St} auf U_L normiert.

Gasgefüllte Ziffernanzeigeröhren

Überblick

Die gasgefüllten Ziffernanzeigeröhren gehören zur Gruppe der Gasentladungsröhren. Es wird hier die Lichterscheinung im negativen Glimmlicht der Gasentladung zur Anzeige von Ziffern oder Zeichen benutzt. Eine Ziffernanzeigeröhre enthält eine Anode und zehn hintereinander angeordnete Kathoden. Diese haben die Form der Ziffern 0 bis 9. Wird zwischen Anode und einer der Kathoden eine Gasentladung gezündet, so überzieht sich die stromführende Kathode mit Glimmlicht und wird als Ziffer sichtbar.

Die Ziffern sind aus Edelstahl geätzt oder gestanzt und haben eine Stegbreite von etwa 0,3 mm. Der leuchtende »Glimmlichtschlauch«, mit dem eine »brennende« Ziffer überzogen ist, hat eine Breite von etwa 1,5 mm. Durch das Stegbreitenverhältnis zwischen brennender und nicht brennender Ziffer von 5:1 wird das Abdecken einer hinten angeordneten, leuchtenden Ziffer weitgehend vermieden.

Die Ziffern haben bei der für Anzeigeröhren üblichen Neongasfüllung eine hellrötliche Glimmlichtfarbe. Die Leuchtdichte bei Maximalstrom beträgt etwa 2000 Apostilb.

Zur Verbesserung der Lebensdauer wird dem reinen Edelgas ein wenig Quecksilber zugefügt. Der Quecksilberdampf verringert wesentlich das Abdampfen von Ziffernmaterial. Er erzeugt im Entladungsraum ein schwach sichtbares, diffuses blaues Leuchten, das jedoch durch ein rotes Farbfilter unterdrückt werden kann. Die Anzeigeröhren werden wahlweise mit oder ohne Farbfilterüberzug geliefert.

Spannungs- und Stromwerte

Bild 1 zeigt eine Kennlinie, die den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung einer Ziffernanzeigeröhre darstellt (Mittelwertkurve). Die Kennlinie weicht von der einer Stabilisatorröhre etwas ab: Das bei dieser ausgenutzte Kennlinienstück, in dem die Brennspannung für einen größeren Strombereich (Regelbereich) einen nahezu konstanten Wert hat (normale Glimmentladung) fehlt hier fast vollständig. Ziffernanzeigeröhren werden nur im ansteigenden Bereich der Kennlinie (anomale Glimmentladung) betrieben. Dies ist notwendig, da bei minimalem Kathodenstrom die Ziffer voll bedeckt und außerdem noch eine Selbstreinigung gewährleisten muß.

In einer Gasentladung wird je nach Betriebsstrom Material von der Kathode abgetrommelt. Diese abgedampften Teilchen setzen sich auf den danebenliegenden Ziffern ab und erhöhen hier die Austrittsarbeit der Kathoden und damit die Brennspannung. An Kreuzungspunkten von übereinanderliegenden Ziffern ist die Bestäubung der Nachbarziffern besonders groß. Wird nun eine mit abgedampftem Material bedeckte Ziffer gezündet, so ist dieses durch die Entladung in kurzer Zeit wieder beseitigt (Selbstreinigung). Voraus-

setzung ist aber, daß die Austrittsarbeit nicht zu weit erhöht und dadurch eine Glimmentladung an dieser Stelle unmöglich gemacht wurde.

Die untere Grenze des Brennstromes, der minimale Betriebsstrom $I_{k\ min}$, beträgt deshalb etwa das 2- bis 3fache des Stromes bei minimaler Brennspannung.

Wird der Brennstrom von $I_{k\ min}$ aus langsam erhöht, so geht bei einem bestimmten Stromwert das Glimmlicht von der Ziffer auf die Zuleitung über. Dieses Mitglimmen der Zuleitung erschwert das Lesen der Ziffer und ist zum Teil auch für die Lebensdauer schädlich. Es muß deshalb vermieden werden. Der Stromwert, bei dem das Mitglimmen auftritt, ist von der geometrischen Anordnung von Ziffer und Zuleitung und von der Austrittsarbeit der Zuleitung (Passivierung) abhängig.

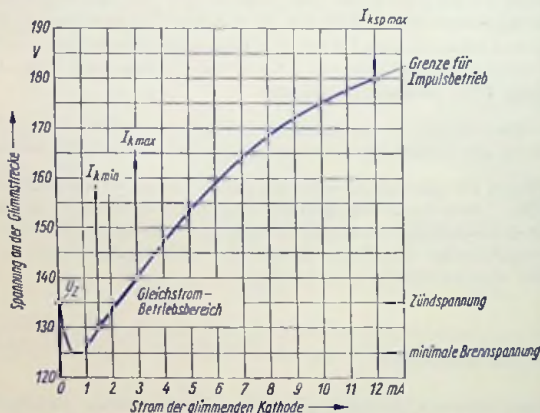


Bild 1

Die obere Grenze des Brennstromes, der maximale Betriebsstrom $I_{k\ max}$, wird durch das Mitglimmen bestimmt.

Wird eine Ziffer nicht mit Gleichstrom, sondern mit Stromimpulsen betrieben, so darf der maximal zulässige Impulsstrom $I_{ksp\ max}$ nicht überschritten werden. Dieser weit höher liegende Grenzwert wird für bestimmte Werte der Impulsdauer und Impulsfrequenz angegeben. In erster Näherung ist die Abhängigkeit des Impulsstromes von der Impulsdauer t_p und der Impulsfrequenz f_p durch die Gleichung für den Stromeffektivwert gegeben:

$$I_{eff} = \sqrt{I_{ksp}^2 \cdot t_p \cdot f_p} = \text{const.}$$

Zündspannung und Zündverzüge

Durch den konstruktiven Aufbau bedingt, liegt die Zündspannung U_Z im Minimum der »Paschen-Kurve« (Abhängigkeit der Zündspannung vom Produkt aus dem Gasdruck und dem Abstand Anode/Kathode). Da der Gleichstrom-Betriebsbereich ($I_{kmin} \dots I_{kmax}$) auf dem steil ansteigenden Teil der $U(I)$ -Kennlinie liegt, ist die Zündspannung etwa gleich der Brennspannung bei mittlerem Strom.

Beim Anlegen der Speisespannung setzt die Entladung nicht spontan beim Überschreiten der Zündspannung ein, sondern erst nach Ablauf einer Zündverzugszeit. Die Dauer der Zündverzüge hängt ab von der Differenz zwischen Speisespannung und Zündspannung und den zur Verfügung stehenden Vorionisierungsquellen — wie z. B. Licht (Photonen) oder radioaktive Strahler.

Bei Ziffernanzeigeröhren, die vorzugsweise für Impulsbetrieb geeignet sind, ist zur Minimierung der Zündverzüge meist eine kleine radioaktive Strahlerquelle eingebaut.

Umschalten der Ziffern mit einem Schalter

Die einfachste Schaltungsart ist der Gleichstrombetrieb mit Umschaltung der Ziffern durch einen mechanischen Schalter. Es muß hier, wie bei jeder anderen Gasentladungsröhre, der Brennstrom durch einen Vorwiderstand begrenzt werden. Dieser Widerstand kann entweder für alle Ziffern gemeinsam in die Anodenleitung oder für jede Kathode gesondert in die Kathodenleitungen gelegt werden.

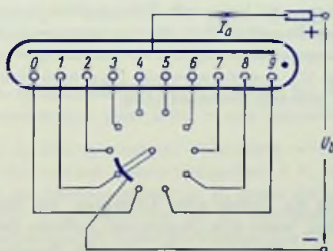


Bild 2

Bild 2 zeigt eine Schaltung für das Umschalten der Ziffern durch einen Drehschalter und mit einem Vorwiderstand in der Anodenleitung. Die jeweils eingeschaltete Ziffer leuchtet auf. Alle anderen liegen frei. Bei dieser Schaltungsart ist es zur einwandfreien Funktion der Röhre erforderlich, daß das Umschalten von einer Ziffer zur anderen ohne Stromunterbrechung geschieht, da sonst die Entladung verlöscht und auf der nächsten Ziffer erst wieder gezündet werden muß.

Durch die vorher beschriebenen Zündverzögerungen kann beim Zünden die volle Speisespannung an den Elektroden liegen. Die unvermeidbaren Schalt- und Zuleitungskapazitäten führen dann zu Entladungs-Stromspitzen, die durch Überschreiten der I_{kmax} -Grenze Mitglimmfehler verursachen können. Um diesen Fehler zu vermeiden, ist auch ein Betrieb mit einer Kathodenvorspannung U_{kk} möglich (Bild 3). Hierbei werden alle nicht bren-

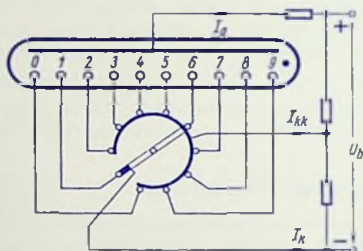


Bild 3

nenden Ziffern an eine gegen die brennende Ziffer positive Spannung gelegt. In der Umschaltzeit wird ein kleiner Stromfluß über die zusammengeschalteten, nicht brennenden Kathoden zur Vorspannungsquelle ermöglicht. Voraussetzung ist hierbei, daß die Differenz zwischen Speisespannung U_b und Vorspannung U_{kk} noch eine Entladung zuläßt, also etwas größer ist als die minimale Brennspannung.

Sondenstrom

Der Sondenstrom I_{kk} ist die Summe aller Teilströme, die über die nichtbrennenden Kathoden (Sonden) fließen, wenn eine (brennende) Kathode die Hauptentladung trägt. Der Wert des Sondenstromes hängt ab vom Strom in der Hauptentladung, der Kathodenvorspannung U_{kk} , dem Fülldruck sowie von der Stapelfolge und dem Abstand der Ziffern. Die der brennenden Kathode am nächsten stehende Ziffer hat dabei den höchsten Teilstrom. Bild 4 zeigt den Zusammenhang zwischen Sondenstrom und Kathodenvorspannung bei einem konstanten Anodenstrom (2 mA). Sehr deutlich wird hier der weite Streubereich des Sondenstromes sichtbar. Negativer Sondenstrom bedeutet, daß die zusammengeschalteten Ziffern teilweise oder ganz als zusätzliche Anode wirken. Um dies zu vermeiden, darf der in den »Technischen Daten« angegebene höchstzulässige Wert U_{kkmax} nicht überschritten werden. Bei zu geringer Vorspannung U_{kk} zeigen die nichteingeschalteten Ziffern ein leichtes Glimmen. Hierdurch wird die Umgebung der brennenden Ziffer auf-

geheilt und der Kontrast vermindert. Außerdem wird beim Unterschreiten der vorgeschriebenen minimalen Vorspannung $U_{kk\ min}$ die Lebensdauer durch zu niedrigen Strom auf der brennenden Ziffer beeinträchtigt.

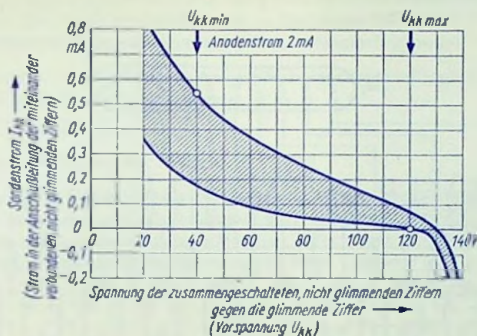


Bild 4

Ringzähler mit Relaisröhren und Ziffernanzeigeröhre

Bei Betrieb mit U_{kk} ist die zum Umschalten einer Ziffernanzeigeröhre notwendige Spannung — die Schallspannung — gleich der Vorspannung U_{kk} (also etwa 60 V). Dieser niedrige Wert erlaubt den Einsatz von Transistoren oder Relaisröhren als Schalter zum Umschalten der Ziffern.

Bild 5 zeigt die Schaltung eines dekadischen Ringzählers für Vorwärtzzählung zum Ansteuern einer Ziffernanzeigeröhre. Jeder Ziffer ist eine Relaisröhre zugeordnet.

Am Anodenwiderstand R_1 einer gezündeten Relaisröhre wird die notwendige Vorspannung U_{kk} für die nichtbrennenden Ziffern abgegriffen, d. h., das Potential an der brennenden Ziffer wird um den Spannungsabfall an R_1 gegen die übrigen Ziffern abgesenkt. Der Parallelkondensator C_1 ist notwendig, um ein einwandfreies Löschen zu gewährleisten. Der Kathodenwiderstand R_2 liefert die Vorspannung für die nächstfolgende Relaisröhre, die dieser über den Widerstand R_3 zugeführt wird. Der Kondensator C_3 ist zum Löschen notwendig. Über den Widerstand R_4 wird der Hilfsanode ein kleiner Vorstrom zugeführt, der die Zündverzögerung der Relaisröhren beseitigt.

Jeder Steuerimpuls, der auf den Eingang des Zählers gegeben wird, gelangt über die Kondensatoren C_2 auf die Starter sämtlicher Relaisröhren. Die Amplitude der Steuerimpulse wird so gewählt, daß nur die Relaisröhre zünden kann, deren Starter durch die Kathodenspannung der gerade durchgeschalteten Relaisröhre vorbereitet wurde. Zu diesem Zweck ist die Kathode jeder Relaisröhre mit dem Starter der nächstfolgenden über den Widerstand R_3 »ringförmig« verbunden.

Durch Drücken der Taste bringt man den Zähler in die Nullstellung. Es gelangt dabei über den Widerstand R_5 und die Diode D_1 eine Steuerspannung an den Starter der der Ziffer Null zugeordneten Röhre. Sie wird durchgeschaltet. (Die Diode D_1 ist notwendig, um Rückströme zu vermeiden.)

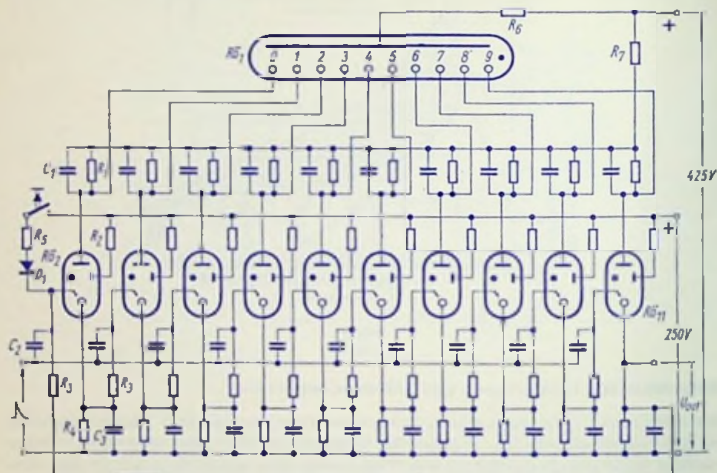


Bild 5

R_1 39 k Ω	R_6 10 k Ω	$R_{\bar{0}1}$ ZM 1100
R_2 100 M Ω	R_7 100 k Ω	$R_{\bar{0}2} \dots R_{\bar{0}11}$ ZC 1010
R_3 2,7 M Ω	C_1 100 nF	D_1 BAY 88
R_4 47 k Ω	C_2 56 pF	
R_5 270 k Ω	C_3 6,8 nF	

Mit dem Einschalten einer Relaisröhre wird die andere, brennende gelöscht. Die Spannung zwischen der Anode der brennenden Relaisröhre und dem Minuspol der Speisespannung ist:

$$U_{aM} = U_B + U_{R_1}$$

Beim Einschalten einer anderen Röhre hat deren Kathodenkondensator noch keine Ladung, U_{R_1} ist Null. Die Anodenspannung ist also im ersten Moment gleich der Brennspannung U_B . Dieser Wert wird über die Kondensatoren C_1 auf die Anode aller anderen Relaisröhren übertragen. Es wird hiermit die Spannung an der Anode der brennenden

Röhre abgesenkt und diese dadurch gelöscht. Der Kondensator C_3 der eingeschalteten Relaisröhre wird über R_6 , Ziffernanzeigeröhre und Relaisröhre sowie über den Parallelzweig R_7, R_1 , Relaisröhre aufgeladen, während C_3 der zu löschenden Röhre über den Parallelwiderstand R_4 entladen wird. Durch geeignetes Bemessen der Schallelemente muß der Wiederanstieg der Anodenspannung an der zu löschenden Relaisröhre so langsam erfolgen, daß eine Rückzündung innerhalb der Entionisierungszeit unmöglich ist.

Mit der vorliegenden Schaltung können bei optimal eingestelltem Eingangsimpuls Zählfrequenzen bis etwa 6 kHz bewältigt werden.

Transistoren zum Schalten der Ziffern

In Bild 6 wird eine Ansteuerschaltung mit Transistoren gezeigt. Es sind hier 10 npn-Transistoren mit einer Sperrspannung von mindestens 60 V notwendig. Die Kathodenvorspannung U_{kk} für die Ziffernanzeigeröhren wird allen Ziffern über je einen Vorwiderstand R_1 zugeführt. Dies ist gleichzeitig die Spannung, die jeder Transistor sperren muß (Schalt-

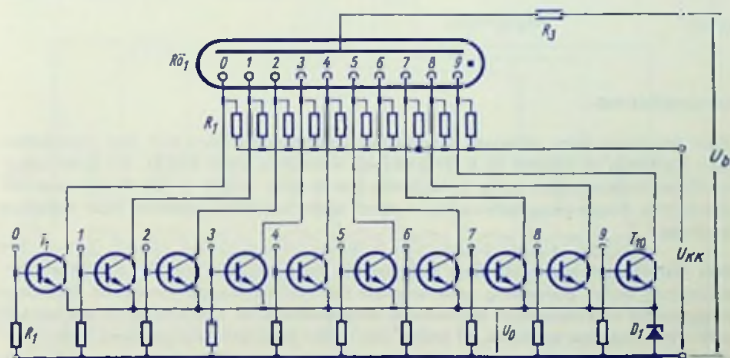


Bild 6

R_1 10 × 100 kΩ

$R_{ö1}$ ZM 1100

U_b siehe Text

R_2 10 + 10 kΩ

$T_1 \dots T_{10}$ BFY 65

U_{kk} (60...80) V

R_3 siehe Text

D_1 BZY 85/C 6 V 2

spannung). Der Widerstand R_1 stabilisiert den Sonden-Teilstrom der einzelnen Kathoden. Bei hohem Strom erhöht sich die Vorspannung um den Spannungsabfall am Widerstand und ergibt damit einen kleineren Sonden-Teilstrom als bei Betrieb ohne Widerstand.

In dieser Schaltung muß immer eine Ziffer der Anzeigeröhre brennen, d. h. ein Transistor durch eine positive Spannung von etwa 7 V an der Basis leitend gemacht sein. Der Ziffernbrennstrom durchfließt die allen Transistoren gemeinsame Z-Diode D_1 und erzeugt daran die Sperrspannung U_D für die übrigen Transistoren. Die Gasentladungsstrecke in der Anzeigeröhre in Verbindung mit dem Anodenwiderstand R_3 stellt den Collectorwiderstand des Transistors dar. Der Widerstand R_3 wird nach der allgemeinen Formel für Gasentladungen berechnet:

$$R_3 = \frac{U_b - (U_B + U_D)}{I_a}$$

Die Ansteuerung dieser Schaltung wurde für Decodiereinrichtungen mit Dioden ausgelegt und deshalb eine Z-Diode mit einer Z-Spannung $U_D = 6$ V gewählt. Sie hat einen besonders niedrigen Innenwiderstand und hält auch die Transistoren bei kleinen Fehl-impulsen noch sicher gesperrt. Bei andersartiger Verwendung dieser Grundschialtung kann auch eine Z-Diode mit kleinerer Durchbruchspannung verwendet werden.

Impulsbetrieb

Zur Steuerung einer einzelnen dekadischen Ziffernanzeigeröhre sind zum Umschalten der Kathoden 10 Schalter (z. B. Transistoren) notwendig (siehe Bild 6). Bei einer mehrstelligen Anzeigeeinheit mit z. B. 10 Stellen wären dann $10 \times 10 = 100$ Transistoren erforderlich. Dieser hohe Aufwand kann durch einen Zeitmultiplexbetrieb stark reduziert werden.

Bei Gleichspannungsbetrieb einer mehrstelligen Anzeigeeinheit brennen die Ziffern der einzelnen Stellen gleichzeitig nebeneinander (Parallelbetrieb), während beim Zeitmultiplexbetrieb eine Stelle nach der anderen eingeschaltet wird. Die Ziffern werden hierbei mit Stromimpulsen betrieben. Es brennt also in der gesamten Anzeigeeinheit immer nur eine einzige Ziffer eine kurze Zeit (Impulszeit t_p), danach kommt dann die gewünschte Ziffer für die nächstfolgende Stelle an die Reihe. Bei einer Impulszeit von $t_p = 200 \mu s$ sind nach 2 ms alle 10 Stellen der Anzeige jeweils einmal aufgeleuchtet. Durch die hohe Umschaltfrequenz von 500 Hz wird dem Auge ein stehendes Ziffernbild vorgetäuscht.

Beim Zeitmultiplexbetrieb werden die für eine Dekade notwendigen 10 Kathodenschalter für die gesamte Anzeigeeinheit benutzt. Es werden deshalb alle gleichen Ziffern der einzelnen Stellen untereinander verbunden. Die Kathodenschalter werden in der »Zeit« mehrfach (= »multiplex«) ausgenutzt. Jede Ziffernröhre (Stelle) erhält in der Anodenleitung ebenfalls einen Schalter. Die Schaltung muß so dimensioniert werden, daß eine Ziffer in einer bestimmten Röhre nur dann aufleuchten kann, wenn der Ziffernschalter in der Kathodenleitung und der Anodenschalter der gewünschten Stelle geschlossen ist.

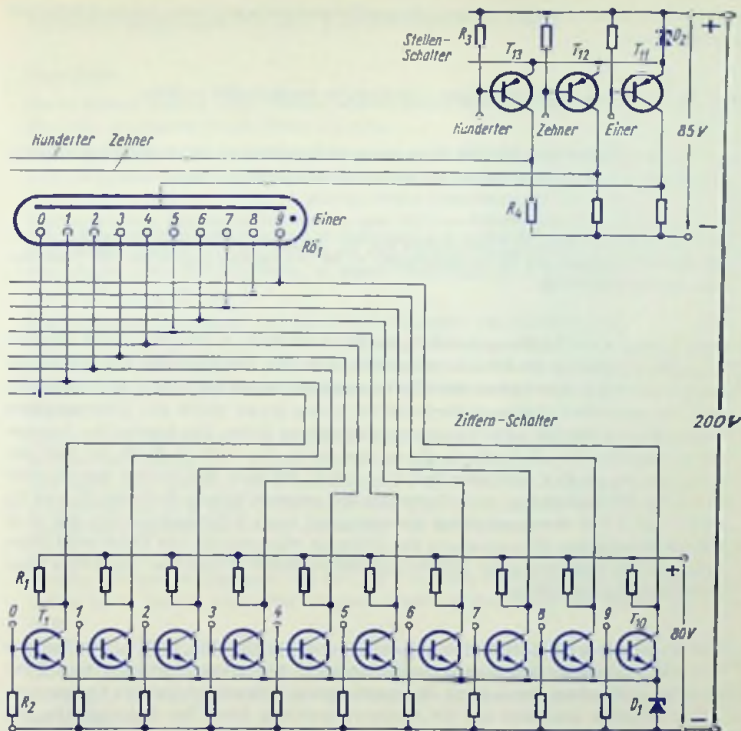


Bild 7

Für eine Stellenzahl n sind folgende Schaltelemente erforderlich:

R_1	$10 \times 100 \text{ k}\Omega$	R_4	$n \times 100 \text{ k}\Omega$	$T_1 \dots T_{10}$	$10 \times \text{BFY 65}$
R_2	$10 \times 10 \text{ k}\Omega$	D_1	BZY 85/C 6 V 2	$T_{11} \dots T_{10+n}$	$n \times \text{BSV 16}$
R_3	$n \times 10 \text{ k}\Omega$	D_2	BZY 85/C 6 V 2	$R_{\delta_1} \dots R_{\delta_n}$	$n \times \text{ZM 1210}$

Die Anodenschalter werden zu einem Ringzähler zusammengeschaltet, der zwei Aufgaben erfüllen muß:

- Es müssen die einzelnen Anoden nacheinander eingeschaltet werden.
- Aus dem Zähler muß für jede Stelle synchron zum Schalten der Anoden das Ergebnis abgefragt und der zugehörige Kathodenschalter geschlossen werden.

Der Aufwand für eine 10stellige Anzeigeeinheit in Zeitmultiplexschaltung beträgt dann: 10 Kathodenschalter und 10 Anodenschalter = 20 Transistoren gegenüber 100 Transistoren bei Parallelbetrieb.

Bild 7 bringt einen Schaltungsausschnitt, der die Anschaltung der Anoden- und Kathodenschalttransistoren an die Ziffernanzeigeröhre zeigt. Die Ziffernschalter mit npn-Transistoren sind wie in Bild 6 geschaltet. Die Vorspannung wurde mit $U_{kk} = 80 \text{ V}$ festgelegt. Die Anodenschalter (Stellenschalter) sind im Prinzip genau gleich den Ziffernschaltern aufgebaut, nur daß hier pnp-Transistoren Verwendung finden. Die Anoden der Anzeige-
röhren werden über Widerstände R_1 an eine gegen den positiven Punkt der Betriebsspannung U_b um 85 V niedrigere Spannung gelegt. Mit einer stabilisierten Betriebsspannung von 200 V erhält man beim Verwenden der vorgeschriebenen Z-Dioden D_1 und D_2 (BZY 85/C 6 V 2) ohne zusätzlichen Vorwiderstand einen Ziffernspitzenstrom, der auch bei kleinstmöglicher Brennspannung den zulässigen Maximalwert von 15 mA nicht überschreitet. Die Ansteuerung der Ziffern- und Stellenschalter ist auch hier wieder aus einer Diodenmatrix vorgesehen.

Die Vorspannung für die Kathoden und Anoden wurden so gewählt, daß sie in Verbindung mit der stabilisierten Speisespannung die gestellten Bedingungen erfüllen: Eine Ziffer darf nur aufleuchten, wenn durch den geschlossenen Kathodenschalter die Vorspannung U_{kk} der Ziffer abgesenkt und die Anodenvorspannung durch den Anodenschalter fast bis auf die Speisespannung angehoben wurde. Das Schließen eines einzigen Schalters (Durchschalten eines Transistors) darf nicht zum Glimmen einer Ziffer führen. Die Spannung an der Anzeigeröhre muß also in diesem Fall kleiner als die minimale Brennspannung ($\leq 120 \text{ V}$) sein.

Die Helligkeit der Anzeige hängt ab vom Impulsstrom und der Stellenzahl (Impulsabstand). Die Impulsbreite darf nicht größer als $200 \mu\text{s}$ sein, wenn mit größtmöglichem Spitzenstrom (15 mA) gearbeitet wird. Bei Berücksichtigung der Integrationszeit und einem maximalen Strommittelwert ($I_{k \text{ max}}$) von 3 mA würde man eine höchste Impulsfrequenz von 1 kHz errechnen. Diese ist aber nicht zulässig, da nach den Angaben in den »Technischen Daten« bei $I_{k \text{ sp max}}$ nur 500 Hz bei $t_p = 200 \mu\text{s}$ erlaubt sind. Die Helligkeit bei den vorgegebenen Daten wäre etwa gleich der, die bei einem Dauerstrom von 1,8 mA erreicht würde.

Annäherungsschalter mit Relaisröhren ZC 1010

Übersicht

Die in diesem Beitrag beschriebenen elektronischen Annäherungsschalter sind spezielle Anwendungsbeispiele für die Röhre ZC 1010.

Diese Relaisröhre ist eine Gasentladungsröhre in Subminiatur-Ausführung mit kalter Reinmetallkathode. Sie besitzt außerdem, neben der eigentlichen Anode, noch eine Hilfsanode und zwei Starter. (Weitere gebräuchliche Bezeichnungen für diesen Röhren-Typ: Kaltkathoden-, Reinmetallkathoden- oder Glimm-Relaisröhre bzw. -Schallröhre).

Beschrieben werden für den Betrieb an der Netzwechselspannung von 220 V ein Ein-Aus-Schalter sowie ein Zeitschalter. In diesen Schaltungen wird die Röhre ZC 1010 durch kleinste Ströme gesteuert.

Die als Schalter dienenden Kathoden-Anoden-Strecken der Relaisröhren ZC 1010 liegen dabei mit dem zugehörigen Arbeitswiderstand (R_{el}) in einem Gleichstromkreis, während der Steuerkreis, bestehend aus Starter-Kathoden-Strecke, Schutzkapazität (C_1), Tastplatte und Steuerkapazität (zwischen Tastplatte und »Erde«), an Wechselspannung angeschlossen ist.

Über die Steuerkapazität fließt ein kleiner Wechselstrom in den Starter, der bei genügend großem Wert (einige 10^{-8} A) zum Zünden der Kathoden-Anoden-Strecke der Relaisröhre und damit zum Stromfluß im Arbeitswiderstand führt. Die Schutzkapazität begrenzt den Steuerstrom bei zu großen Steuerkapazitäten. Zum Durchschalten ist bei empfindlichem Aufbau eine Steuerkapazität von mindestens 1 pF erforderlich.

Für den Betrieb der Annäherungsschalter ist ein spezielles Netzteil erforderlich, das eine einseitig geerdete Wechselspannung von 220 V und eine Gleichspannung von etwa 300 V liefern kann, die mit einem Pol am spannungsführenden Punkt der Wechselspannung liegt.

Die hier beschriebenen Schaltungen müssen an ein 220-V-Netz mit geerdetem Nulleiter (Mittel- bzw. Sternpunktleiter M_p) angeschlossen werden. Dabei muß der Haupt- bzw. Außenleiter (Phasenleiter Ph) direkt oder kapazitiv mit einem Punkt der Gleichspannung verbunden sein.

In Bild 1 ist Ph mit dem Minuspol der Schaltung zu verbinden; in Bild 2 liegt Ph am Verbindungspunkt der beiden Elektrolytkondensatoren C_5 und C_6 .

Jede der beiden hier beschriebenen Schaltungen enthält zwei Relaisröhren ZC 1010 in einer Kippschaltung. Eine leitende Röhre wird dadurch gesperrt, daß die andere Röhre gezündet wird. Der hierbei entstehende Impuls am Kathodenwiderstand senkt über die zwischen beiden Kathoden liegende Kapazität die Anoden-Kathoden-Spannung der zu sperrenden Röhre unter ihren Brennspannungswert ab.

Ein-Aus-Schalter

Bild 1 zeigt den Schallplan. Je einem Starter der beiden Relaisröhren ist eine Fühlerplatte und ein Trennkondensator (C_1 und C_3) zugeordnet. Die Wicklung des elektromagnetischen Relais R_{el} liegt in der Kathodenleitung der Röhre R_{02} . Das Relais wird erregt, wenn man

der Fühlerplatte dieser Röhre z. B. eine Hand nähert, wodurch $R\ddot{o}_2$ zündet, d. h. in den Durchlaßzustand gelangt. Bevor das Relais erregt war, befanden sich die Röhre $R\ddot{o}_2$ im Sperrzustand und die Röhre $R\ddot{o}_1$ im Durchlaßzustand. Dabei wurde der Kondensator C_2 auf die Spannung U_{C_2} aufgeladen, die gleich der Differenz zwischen der Gesamt-Gleichspannung U und der Brennspannung U_B der Anoden-Kathoden-Strecke der Röhre $R\ddot{o}_1$ ist:

$$U_{C_2} = U - U_B$$

In dem Augenblick, in dem die Röhre $R\ddot{o}_2$ in den Durchlaßzustand gekippt wird, tritt an der Reihenschaltung des Widerstandes R_4 mit der Relaiswicklung eine Spannung auf, die ebenfalls mit

$$U - U_B$$

gegeben ist.

Bevor sich die Ladung des Kondensators C_2 aufgrund des Auftretens dieser Spannung ändern kann, ist die Spannung am Widerstand R_1 gleich der Summe aus der Spannung $U_{C_2} = U - U_B$ und der ebenso hohen Spannung an der Reihenschaltung des Widerstandes R_4 mit der Relaiswicklung. Die Spannung an R_1 ist deshalb gegeben mit

$$2 \cdot (U - U_B)$$

Die Anoden-Kathoden-Spannung der Röhre $R\ddot{o}_1$ ist gleich der um diese Spannung verminderten Gesamt-Gleichspannung U , d. h. gleich

$$U - 2 \cdot (U - U_B) = 2 \cdot U_B - U$$

Die Gesamt-Gleichspannung U nimmt bei Einweggleichrichtung der Netzwechselspannung mit 220 V Effektivwert und der hier nur geringen Belastung einen Wert von

$$U \approx 220 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \approx 310 \text{ V an.}$$

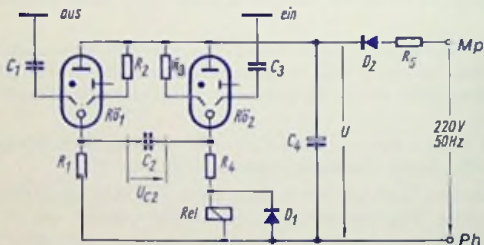


Bild 1

R_1	47 k Ω	1 W
R_2	200 M Ω	
R_3	200 M Ω	
R_4	22 k Ω	2 W
R_5	100 Ω	

C_1	33 pF
C_2	47 nF
C_3	33 pF
C_4	16 μ F 350 V

D_1	BAY 88
D_2	1 N 4006
$R\ddot{o}_1$	ZC 1010
$R\ddot{o}_2$	ZC 1010
Rel	8,2 k Ω

Der Mindestwert der Anoden-Kathoden-Brennspannung U_B der Relaisröhre ZC 1010 beträgt 119 V. Hieraus folgt:

$$2 \cdot U_B - U = 2 \cdot 119 \text{ V} - 310 \text{ V} = -72 \text{ V}$$

Damit wird die Röhre $R\ddot{o}_1$ gelöscht. Die Gefahr, daß dieser relativ hohe negative Wert der Anoden-Kathoden-Spannung durch die Röhre $R\ddot{o}_1$ einen Stromfluß in der Gegenrichtung zur Folge haben könnte, besteht nicht: Sicherheit gegen ein solches Rückzünden ist gegeben, wenn der Betrag der negativen Anoden-Kathoden-Spannung beim Sperren der Röhre zwei Drittel des Brennspannungswertes nicht überschreitet.

Muß allerdings mit Überspannungen gerechnet werden, so legt man in Reihe mit dem Kondensator C_2 einen Widerstand, wie das anhand von Bild 2 erläutert wird.

Die Spannung am Löschkondensator C_2 geht nach einer e-Funktion in den neuen stationären Zustand über. Der Kondensator wird hierbei umgeladen. Die Anodenspannung für die zu sperrende Röhre muß solange niedrig gehalten werden, bis die Zahl der freien Ladungsträger genügend weit abgenommen hat. Daraus folgt ein Mindestwert von 0,8 ms für die hier in Betracht kommenden Zeitkonstanten:

$$C_2 \cdot R_1 \quad \text{für das Sperren der Röhre } R\ddot{o}_1 \text{ und}$$

$$C_2 \cdot (R_1 + R_{Rel}) \quad \text{für das Sperren der Röhre } R\ddot{o}_2.$$

Der höchstzulässige Kathoden-Gleichstrom beträgt 8 mA. Dieser Wert darf auch bei Netzüberspannung nicht überschritten werden. Somit ergibt sich bei $U = 340 \text{ V}$ (für 10% Netzüberspannung) und $U_{Bmin} = 119 \text{ V}$ für die jeweils im Stromkreis der Röhre liegenden Widerstände ein Mindestwert von

$$\frac{340 \text{ V} - 119 \text{ V}}{8 \text{ mA}} \approx 27,5 \text{ k}\Omega$$

Für R_1 kann man einen etwas höheren Wert wählen, nämlich z. B. 47 k Ω .

Für R_1 dürften 22 k Ω bei einem Relais-Wicklungswiderstand von etwa 8 k Ω angemessen sein. Mit den 0,8 ms ergibt sich dann

$$C_2 \cdot (R_1 + R_{Rel}) \geq 0,8 \text{ ms} \quad \text{also} \quad C_{2min} \approx \frac{0,8 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{30 \cdot 10^3 \Omega} \approx 27 \text{ nF}$$

Die Diode D_1 verhindert (als Freilaufdiode) das Auftreten einer Abschalt-Überspannung an der Relaiswicklung.

Zeitschalter

Bild 2 veranschaulicht die Schaltung. Sie könnte auch wie die Schaltung nach Bild 1 über einen Einweggleichrichter gespeist werden. Umgekehrt ist es aber auch möglich, die in Bild 2 gezeigte Stabilisierungsschaltung für den Ein-Aus-Schalter nach Bild 1 zu verwenden.

Diese Schaltung hat nur einen Ruhezustand. In diesem Zustand ist die Röhre $R\ddot{o}_2$ leitend und die Röhre $R\ddot{o}_1$ gesperrt. Selbst wenn beim Einschalten des Netzteils zuerst $R\ddot{o}_1$ zündet, wird nach Ablauf der Verzögerungszeit $R\ddot{o}_2$ leitend und der Ruhezustand ist erreicht.

Durch Annäherung an die Fühlerplatte, die in Bild 2 links eingetragen ist, wird die Röhre $R\ddot{o}_1$ gezündet (d. h. leitend) und gleichzeitig $R\ddot{o}_2$ gesperrt. Mit dem Kathodenstrom von $R\ddot{o}_1$ wird das Relais erregt und deshalb sein Ruhekontakt geöffnet. Damit beginnt das Aufladen des Kondensators C_3 über den Widerstand R_7 , wobei auch der Kippkondensator C_3 der Röhre $R\ddot{o}_2$ über R_7 und die Diode D_2 aufgeladen wird. Ist so, nach Ablauf der mit dem Produkt der Werte von C_4 und R_7 festgelegten Zeit, am Kondensator C_3 der Wert der Starter-Kathoden-Zündspannung erreicht, dann kippt die Röhre $R\ddot{o}_2$ in den Durchlaßzustand zurück. Hierbei wird über die Reihenschaltung des Kondensators C_2 mit dem Widerstand R_1 die Röhre $R\ddot{o}_1$, wie oben erläutert, gesperrt und so das Abfallen des Relaisankers bewirkt. Damit wird der Ruhekontakt des Relais geschlossen und der Kondensator C_4 über den Widerstand R_6 entladen.

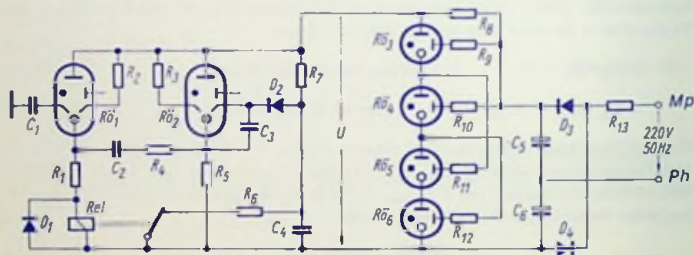


Bild 2

R_1	22 k Ω	1 W
R_2	200 M Ω	
R_3	200 M Ω	
R_4	4,7 k Ω	
R_5	47 k Ω	1 W
R_6	330 Ω	
R_7	200 M Ω	
R_8	36 k Ω	10 W
R_9	1 M Ω	
R_{10}	1,5 M Ω	

R_{11}	680 k Ω	
R_{12}	680 k Ω	
R_{13}	100 Ω	1 W
C_1	33 pF	
C_2	47 nF	
C_3	220 pF	
C_4	47 nF	
C_5	32 μ F/450 V	
C_6	32 μ F/450 V	
D_1	BAY 88	

D_2	BAY 88	
D_3	1 N 4006	
D_4	1 N 4006	
$R\ddot{o}_1$	ZC 1010	
$R\ddot{o}_2$	ZC 1010	
$R\ddot{o}_3$	ZZ 1020	
$R\ddot{o}_4$	ZZ 1020	
$R\ddot{o}_5$	ZZ 1020	
$R\ddot{o}_6$	ZZ 1020	
Rel	8,2 k Ω	

In der Schaltung nach Bild 2 ist die Gesamt-Gleichspannung U auf rund 340 V stabilisiert. Damit ergäbe sich für die über den Kondensator übertragene Spannung, die die Röhre $R\ddot{o}_1$ nach Ablauf der Schaltzeit (Verzögerungszeit) sperren soll, ein zu hoher Betrag. Deshalb ist der Widerstand R_4 eingefügt:

Wie in der Schaltung nach Bild 1 wird der Kondensator C_2 auf die Spannung $U_{C_2} = U - U_B$ aufgeladen. Wenn die Röhre $R\bar{o}_2$ in den Durchlaßzustand kippt, kommt **auch** hier noch mal die volle Spannung $(U - U_B)$ hinzu. Für das Löschen der Röhre $R\bar{o}_1$ wird jedoch nur ein Teil dieser Summenspannung wirksam, entsprechend dem Spannungs-teiler-Verhältnis

$$\frac{R_1 + R_{Rel}}{R_4 + R_1 + R_{Rel}}$$

Damit ergibt sich als Spannung, die die Röhre $R\bar{o}_1$ als Anoden-Kathoden-Spannung **sperrt** :

$$U - 2(U - U_B) \cdot \frac{R_1 + R_{Rel}}{R_4 + R_1 + R_{Rel}}$$

was mit den hier geltenden Zahlenwerten rund -42 V bedeutet.

Die Diode D_2 verhindert einen Anoden-Starterstrom über den geschlossenen Ruhekontakt. Die Zeit, während der das Relais jeweils angezogen bleibt bis die Schaltung wieder in den Ruhezustand übergeht (Verzögerungszeit), beträgt mit den in der Schalteilliste für R_7 und C_4 angegebenen Werten 10 s.

Die Fühlerplatten

Für das Verwenden als Annäherungsschalter benötigt man als einseitige Oberfläche etwa $(10 \dots 30) \text{ cm}^2$. Man bildet solche Fühlerplatten z. B. als Kreisplatten aus und **versieht** sie mit einem Mittelloch, durch das das Glimmen der Röhre sichtbar wird. **Begnügt man** sich mit der Funktion eines Berührungsschalters, so genügt als Kontaktplättchen-Oberfläche 1 cm^2 .

Die Relaisröhren

Zum Vermeiden von Zündverzügen und zur einwandfreien Arbeitsweise der hier beschriebenen Schaltungen wird jede Röhre mit einem Hilfsstrom von etwa $0,8 \mu\text{A}$ betrieben. Bei den Röhren, die mit einer Fühlerplatte verbunden sind, ist der Hilfsstrom zur Funktion der Schaltung notwendig und muß über den nichtbenutzten zweiten Starter statt über die eigentliche Hilfsanode zugeführt werden. Bei der Röhre ohne Fühlerplatte ($R\bar{o}_2$ in Bild 2) wird der Hilfsstrom wegen des hochohmigen Steuerkreises ebenfalls über den zweiten Starter zugeführt.

Durch den Kippkondensator C_3 wird eine sichere Stromübernahme von der Starter-Kathoden-Strecke auf die Anoden-Kathoden-Strecke beim Erreichen der Starter-Zündspannung gewährleistet. Der Kondensator entlädt sich beim Zünden der Starterstrecke von der Zündspannung auf die Brennspannung. Der Entladestrom-Impuls stellt für die Stromübernahme von der Starterstrecke auf die Hauptstrecke der Relaisröhre ausreichende Ladungsträger-Mengen zur Verfügung.

Hochspannungsquelle für Bildwandler-Röhren

Übersicht

Zum Betrieb von Bildwandler-Röhren benötigt man bei einem Laststrom von weniger als $1\text{ }\mu\text{A}$ eine Speise-Gleichspannung von (12 ... 16) kV. Nachstehend wird eine dafür geeignete Hochspannungsquelle beschrieben, die an einer Gleichspannung von 4,8 V arbeitet und hierbei einen Strom von rund 160 mA benötigt. Diese Eingangsleistung kann aus einer eingebauten Batterie von vier NiCd-Zellen mit z. B. $3,5\text{ A} \cdot \text{h}$ oder aus einer Kraftwagen-batterie mit (6 ... 24) V entnommen werden. Für die eingebaute Batterie ist eine Möglichkeit zum Nachladen vorgesehen.

Die Hochspannung wird aus einer Oszillator-Sinusspannung mit Hilfe einer Kaskaden-schaltung (einer mehrstufigen Villard-Schaltung) gewonnen.

Die Kaskadenschaltung

Bild 1 veranschaulicht sie mit der sie speisenden Quelle (dem Sinusoszillator) und der Masseleitung, an die sie angeschlossen ist. Die Schaltung besteht aus acht Gliedern, deren jedes zwei Dioden und zwei Kondensatoren umfaßt.

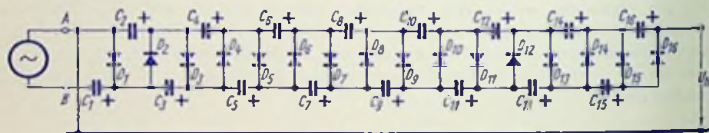


Bild 1

Mit den positiven Halbwellen der Eingangswechselspannung U_{AB} werden die Kondensatoren C_1, C_3, C_5, \dots über die Dioden D_1, D_3, D_5, \dots aufgeladen.

Mit den negativen Halbwellen der Spannung U_{AB} erfolgt das Aufladen der Kondensatoren C_2, C_4, C_6, \dots über die Dioden D_2, D_4, D_6, \dots . Bei unbelasteter Kaskade erreicht jede der Kondensatorspannungen den Scheitelwert der Eingangswechselspannung. Daher gilt hier bei acht Gliedern und deshalb 16 Kondensatoren für die Leerlauf-Gleichspannung U_h (die Hochspannung) am Ausgang:

$$U_h \approx 8 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{AB} \approx 11,3 \cdot U_{AB}$$

wenn U_{AB} den Effektivwert der Eingangswechselspannung bedeutet.

Es dauert eine gewisse Zeit, bis alle Kondensatoren voll aufgeladen sind. Solange der Endzustand noch nicht erreicht ist, geben die der Quelle näher liegenden Kondensatoren an die weiter davon entfernten Kondensatoren immer wieder Ladung ab und müssen dann von den folgenden Halbwellen der Eingangsspannung immer wieder nachgeladen werden.

Eine an den Ausgang der Kaskade angeschlossene Belastung bedeutet zunächst für den letzten Kondensator (C_{10}) ein Teilentladen. Im Verlauf der folgenden Wechselspannungshalbwelle wird er aus dem Kondensator C_{15} nachgeladen. So kommt es schließlich zu einem Nachladen aller Kondensatoren. Bei andauernder Belastung kommt es so zu einem laufenden Nachladen der Kondensatoren C_1, C_3, C_5, \dots während der positiven Halbwellen der Spannung U_{AB} und ebenso der Kondensatoren C_2, C_4, C_6, \dots im Verlauf der negativen Halbwellen dieser Spannung.

Wie in jeder anderen Gleichrichterschaltung ohne besondere Regelung bewirkt zunehmende Belastung ein Absinken der Ausgangsgleichspannung und ein Ansteigen des Wechselspannungs-Anteils der Ausgangsspannung.

Man kann die Arbeitsweise der Kaskadenschaltung im Prinzip so betrachten: Die Kondensatoren werden von der Wechselspannungsquelle parallel aufgeladen und zwar in zwei Gruppen abwechselnd. Die eine Gruppe wird von den Kondensatoren C_1, C_2, C_3, \dots gebildet. Die andere Gruppe umfaßt die Kondensatoren C_2, C_4, C_6, \dots . Für das Entladen bilden die Kondensatoren gewissermaßen eine Reihenschaltung, wobei aber das Entladen nicht gleichzeitig, sondern wechselweise erfolgt.

Ausgangswiderstand der Kaskadenschaltung

Unter der wohl allgemein zutreffenden Annahme, daß die Speisespannung des Oszillators von dessen Belastung unabhängig bleibt, kann man folgende Einflußgrößen auf den Ausgangswiderstand der Hochspannungsquelle angeben.

Dieser Widerstand hängt wesentlich von dem Bemessen der Kondensatoren der Kaskadenschaltung und auch von den Eigenschaften der Dioden ab:

Er steigt mit der Zahl der Glieder und mit Verringern der Kondensator-Kapazitäten sowie mit zunehmendem Dioden-Durchlaßwiderstand, der hier meistens außer acht gelassen werden darf.

Von großem Einfluß auf diesen mit der Kaskadenschaltung gegebenen Teil des Ausgangswiderstandes der Hochspannungsquelle ist außerdem die Frequenz der sie speisenden Wechselspannung. Soweit die Induktivitäten, die Dioden-Kapazitäten, die Schaltungs-Kapazitäten und die Frequenzabhängigkeit der Verluste in der Kaskadenschaltung nach vernachlässigbar sind, was für Frequenzen bis zur Größenordnung von 100 kHz im allgemeinen gelten dürfte, sinkt der zur Kaskadenschaltung gehörende Teil des Ausgangswiderstandes der Hochspannungsquelle mit steigender Frequenz der sie speisenden Wechselspannung U_{AB} . Er ist dieser Frequenz im Idealfall umgekehrt proportional.

Ein zweiter Teil des Ausgangswiderstandes der Hochspannungsquelle hängt von den im Oszillator-Ausgangstransformator auftretenden Verlusten ab. Dieser Teil nimmt mit steigender Oszillatorfrequenz — und zwar stärker als proportional — zu.

Somit ergibt sich für den gesamten Ausgangswiderstand der Hochspannungsquelle als Funktion der Oszillatorfrequenz ein (meistens ziemlich flaches) Minimum.

Die Frequenz, für die sich das Minimum des Ausgangswiderstandes einstellt, hängt von der gewählten Anordnung und dabei wesentlich von der Art des Oszillator-Ausgangstransformators ab. Im allgemeinen dürfte diese Frequenz in einem Bereich zwischen 1,5 kHz und 25 kHz liegen.

Schließlich ist auf den Ausgangswiderstand der Hochspannungsquelle der zeitliche Verlauf der Oszillatorspannung von Einfluß. Am günstigsten wäre ein Rechteckverlauf. Ein Sinusverlauf ergibt bereits längere Lade- bzw. Nachladezeiten für die Kondensatoren der Kaskadenschaltung und deshalb höhere Werte des Ausgangswiderstandes. Noch ungünstiger wären Spannungsimpulse mit kleinem Verhältnis der Pulsdauer zur Periodendauer.

Die Anlaufzeit

Unter der Anlaufzeit ist die Zeitspanne zu verstehen, die zwischen dem Einschalten des Oszillators und dem Auftreten der vollen Klemmenspannung der Hochspannungsquelle bei Nennbelastung liegt. Diese Zeitspanne ist groß bei großer Kapazität der Kondensatoren der Kaskadenschaltung. Sie steigt an mit Herabsetzen der Frequenz der Oszillatorspannung. Das spricht für eine höhere Oszillatorfrequenz.

Außerdem hängt sie von der Kurvenform der Spannung ab: Sie ist am kürzesten für Rechteckverlauf und am längsten für Spannungsimpulse mit kleinem Verhältnis Puls- zu Periodendauer.

Die ausgeführte Schaltung

Diese Schaltung besteht aus dem Oszillator, der Kaskadenschaltung und dem Speisegerät (im Bild 2 rechts unten).

Der Oszillator arbeitet mit Rückkopplung zwischen der Collector-Wicklung w_1 und der Basis-Wicklung w_2 . Die Wicklung w_3 dient, gemeinsam mit der daran angeschlossenen Schaltung, zum Stabilisieren der Hochspannung: Übersteigt die Oszillatorspannung und damit die Hochspannung einen Grenzwert, so setzt der Sperrstrom-Steilanstieg der Referenz-Diode D_{18} ein. Die Folge ist eine wirksame zusätzliche Belastung des Oszillators, die den Anstieg der Oszillator-Ausgangsspannung über ihren normalen Wert hinaus wesentlich verringert.

Die Arbeitsfrequenz des Oszillators wird bestimmt von der an der Wicklung w_1 des Transformators Tr_1 im Betrieb auftretenden Induktivität und von der nach w_1 transformierten Eingangs-Kapazität der Kaskadenschaltung.

Man stellt bei minimaler Speisespannung (4,4 V Klemmenspannung der eingebauten Batterie) den Widerstand R_1 so ein, daß sich an einem an den Abgriff für 16 kV angeschlosse-

nen Lastwiderstand von $16 \text{ kV} / 1 \mu\text{A} = 16 \text{ G}\Omega$ bei höchstem an R_4 einstellbarem Wert mehr als 16 kV (z. B. 17 kV) ergeben und reduziert den Wert der Hochspannung auf 16 kV mit Vermindern des Wertes von R_3 .

Hiermit ergeben sich z. B.

für Batteriespannung	4,4 V	4,8 V
Hochspannung bei Leerlauf	16,0 kV	16,6 kV
Hochspannung bei $1 \mu\text{A}$ Laststrom	16,0 kV	16,4 kV

Am Widerstand R_1 kann der Wert der Hochspannung auch während des Betriebes geändert (bis auf etwa die Hälfte herabgesetzt) werden.

Die miteinander gekoppelten Schalter S_1 und S_2 dienen zur Wahl des Anschlusses der Speisung:

- Schalterstellung 0 alles ausgeschaltet
- Schalterstellung 1 eingeschaltet, Speisung aus eingebaute Batterie
- Schalterstellung 2 eingeschaltet, Speisung aus angeschlossener Batterie (6 V ... 24 V) mit Batterie-Nachladung
- Schalterstellung 3 nur Ladung der Batterie mit 0,3 A aus angeschlossener Gleichstromquelle mit 8 V ... 13 V.

Bei Schalterstellung 2 wird die Speisespannung mit den beiden Transistoren T_2 und T_3 auf etwa $4,8 \text{ V}$ gehalten und dabei die eingebaute Batterie über die Diode D_{19} nachgeladen. Diese Diode verhindert ein Entladen der eingebauten Batterie über die Speisespannung.

Bei Schalterstellung 3 kann man die eingebaute Batterie über den Eisenwasserstoffwiderstand E mit 0,3 A aufladen. Die Ladespannung dafür muß mindestens 8 V und darf höchstens 13 V betragen.

Die Diode D_{22} hat den Zweck, das Gerät gegen die Folgen einer falschen Polung der außen angeschlossenen Speise-Gleichstromquelle zu schützen.

Die hier beschriebene Hochspannungsquelle ist kurzschlußfest. Bei Überlastung geht der Eingangswiderstand der Kaskadenschaltung so weit zurück, daß dann die Oszillatorschwingung aussetzt.

Der Transformator muß sehr sorgfältig gewickelt werden. Es ist zu empfehlen, ihn mit Gießharz zu tränken und gemeinsam mit der Kaskadenschaltung in einem gegen Feuchtigkeit geschützten Kasten unterzubringen. Scharfe Ecken und Spitzen in diesem Teil der Schaltung müssen vermieden werden, da sie zum Sprühen führen würden.

Die Hochspannungswicklung wird mit Kupferfolie abgeschirmt: 1 Lage Kupferfolie (isoliert überlappt) auf den Kern, darüber 5 Lagen $0,06$ Isolierfolie, dann lagenweise Wicklung w_4 mit Lagen-Isolation, dann 5 Lagen $0,06$ Isolierfolie, dann 1 Lage Kupferfolie (isoliert überlappt) dann eine Lage $0,04$ Isolierfolie, dann Wicklung w_3 lagenweise, dann eine Lage $0,04$ Isolierfolie, dann in einer Lage w_2 und w_1 .

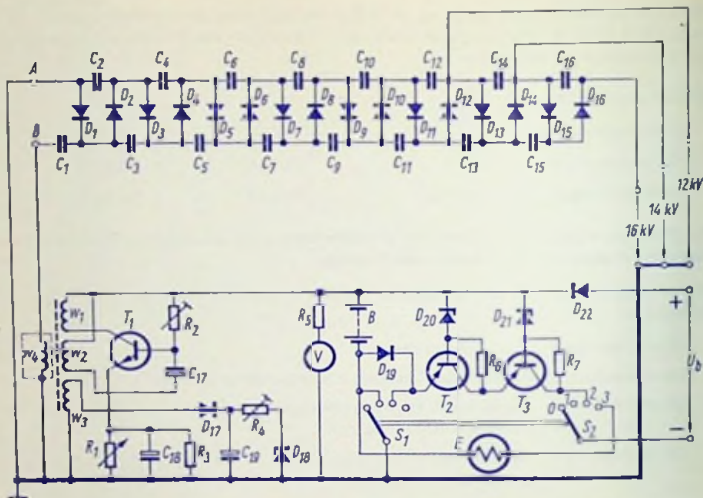


Bild 2

R_1	1 k Ω , negativ-logarithmisch	$D_1 \dots D_{16}$	BAY 91
R_2	20 k Ω , linear	D_{17}	1 N 4448
R_3	1 k Ω 0,5 W	D_{18}	BZY 85/D 15
R_4	20 k Ω , linear	D_{19}	1 N 4001
R_5	Instrumenten-Vorwiderstand	D_{20}	BZY 85/C 4 V 7
R_6	470 Ω 1 W	D_{21}	BZY 85/C 9 V 1
R_7	330 Ω 1 W	D_{22}	1 N 4001
$C_1 \dots C_{16}$	1,5 nF 3 kV	T_1	2 N 2219
C_{17}	5 μ F 6 V	T_2	AD 152
C_{18}	100 μ F 6 V	T_3	AC 117
C_{19}	100 μ F 30 V	E	Eisenwasserstoffwiderstand Osram 3—9 V / 0,3 A

Tr_1 Schalkern 36 \times 22 2000 T 26, A_L 2500, der Fa. Siemens

w_1	4 Windungen	0,35 CuL
w_2	3 Windungen	0,25 CuL
w_3	40 Windungen	0,2 CuL
w_4	1200 Windungen	0,1 CuL nach jeder Lage 1 \times 0,04 Isolierfolie

Netzgerät mit veränderbarer Ausgangs-Gleichspannung

Eigenschaften

Das Gerät ist für Betrieb am 220-V-Wechselstromnetz entworfen. Die Ausgangs-Gleichspannung kann zwischen 0 V und 350 V eingestellt werden. Der maximale Laststrom ist mit 100 mA bemessen. Das Vorhandensein der Netzspannung an der Eingangswicklung des Netztransformators wird mit einer Glühlampe kenntlich gemacht. Zur Anzeige eines Kurzschlusses bzw. einer Überlastung dient eine mit dem Unterbrechen des Laststromkreises aufleuchtende Glühlampe.

Die Ausgangs-Gleichspannung ist gegen Netzspannungs- und Lastschwankungen stabilisiert. Der Spannungsquellen-Innenwiderstand (Gleichspannungs-Generatorwiderstand R_{Gen}) am Ausgang dieses Netzgerätes kann praktisch bis auf Null heruntergedrückt werden.

Schaltungs-Prinzip

Den Anschluß an das 220-V-Wechselstromnetz vermittelt ein Netztransformator mit einer Eingangswicklung und drei getrennten Ausgangswicklungen.

Die dem Laststrom zugeordnete Ausgangswicklung ist für die vorgesehenen Umschaltbereiche mit Anzapfungen versehen. Mit der von dieser Wicklung abgegriffenen Spannung wird eine Gleichrichterschaltung für Spannungsverdopplung gespeist, wobei für jede der beiden Teilspannungen ein besonderer Ladekondensator verwendet ist. In der Plusleitung für den Laststromkreis liegt als Last-Vorwiderstand ein gesteuertes Stellglied. Es besteht aus drei parallelgeschalteten Zweigen, deren jeder die Collector-Emitter-Strecke eines Transistors mit einem dazu in Reihe liegenden Widerstand enthält. Die Widerstände bezwecken ein gleichmäßiges Aufteilen des Laststromes auf die drei Transistoren.

An die zweite Wicklung ist über einen Einweg-Gleichrichter die Treiberstufe für das Stellglied und eine Strombegrenzerstufe angeschlossen.

Aus der dritten Wicklung werden über einen Graetz-Gleichrichter der Sicherungsteil und der Steuerteil mit Gleichstrom-Leistung versorgt. Der Sicherungsteil enthält ein Relais, mit dem im Kurzschlußfall und beim Drücken der Aus-Taste der Laststromkreis (vor den Ladekondensatoren) abgeschaltet wird.

Die Schaltung

Bild 1 enthält den Schaltplan. Mit dem Dreifach-Stufenschalter werden die Spannungsstufen geschaltet. Dafür gelten:

Stufe	1	2	3	4
Spannungsbereich	(0 ... 150) V	(150 ... 250) V	(250 ... 300) V	(300 ... 350) V

Die links eingetragene Kontaktbahn dient zur Wahl des Anschlußpunktes an der Last-Ausgangswicklung des Netztransformators. Mit den beiden anderen Kontaktbahnen (im Schaltplan rechts oben) wird der Spannungsteiler umgeschaltet, dessen Abgriff über den Widerstand R_{32} mit der Basis des im Steuerteil befindlichen Transistors T_9 verbunden ist. Als Spannungsteiler-Abgriff dient der verstellbare Abgriff des Widerstandes R_{29} . An diesem Widerstand kann innerhalb des mit dem Stufenschalter gewählten Spannungsbereiches die Ausgangsspannung des Gerätes stetig geändert werden. Mit der besonderen Art, in der die Anschlüsse von R_{29} beim Bereichwechsel mit umgeschaltet werden, wird erreicht, daß ein Übergang von einem Bereich zum nächsten ohne Spannungssprung erfolgen kann. Der Spannungsteiler selbst liegt zwischen dem Pluspol der Ausgangsspannung und dem Minus-

pol der Schaltung, die den Steuer- und den Sicherungsteil umfaßt. Dabei besteht zwischen R_{10} und R_{13} in der Minusleitung des Laststromkreises eine unmittelbare Verbindung mit dem positiven Pol des Kondensators C_{12} an der Plus-Leitung für den Steuer-Teil. In dem mit den Transistoren T_8 und T_9 bestückten Steuer-Teil werden somit verglichen: die an dem Spannungsteiler (in Bild 1 rechts oben an R_{29}) abgegriffene Spannung mit der an der Z-Diode D_8 auftretenden Spannung.

Im Einschaltzustand ist der Relais-Anker ständig angezogen. Dem entsprechen die in dem Schaltplan eingetragenen Relaiskontakt-Stellungen.

Die Diode D_3 dient als Überspannungsschutz für die Transistoren $T_1 \dots T_3$. Sie ist im normalen Betrieb in Sperrrichtung vorgespannt und damit gesperrt. Sinkt bei Überlast (d. h. bei zu geringem Wert des Lastwiderstandes) die Ausgangsspannung unter den Wert der Spannung am Ladekondensator C_2 ab, so wird damit der Sperrzustand der Diode D_3 aufgehoben und so der Mittelpunkt der Spannungsverdopplerschaltung mit dem Pluspol des Ausgangs verbunden. Deshalb kann an den Transistoren $T_1 \dots T_3$ höchstens die Spannung auftreten, die sich am Ladekondensator C_1 ergibt. Die Spannung am Ladekondensator C_2 treibt dabei (bis die Sicherungsschaltung mit dem Relais anspricht) einen Strom durch die Widerstände R_{10} und R_{13} . Dieser Strom kann einen Wert von 1 A erreichen. Sowie die an R_{12} abgegriffene Spannung die Spannung an der Diode D_6 übersteigt, wird der Transistor T_5 in den Durchschaltzustand gesteuert, was ein Sperren des Transistors T_4 und deshalb das Abfallen des Relaisankers zur Folge hat. Mit dem Kondensator C_7 wird verhindert, daß die elektronische Sicherung bereits durch das Umschalten der Spannungs-Bereiche anspricht.

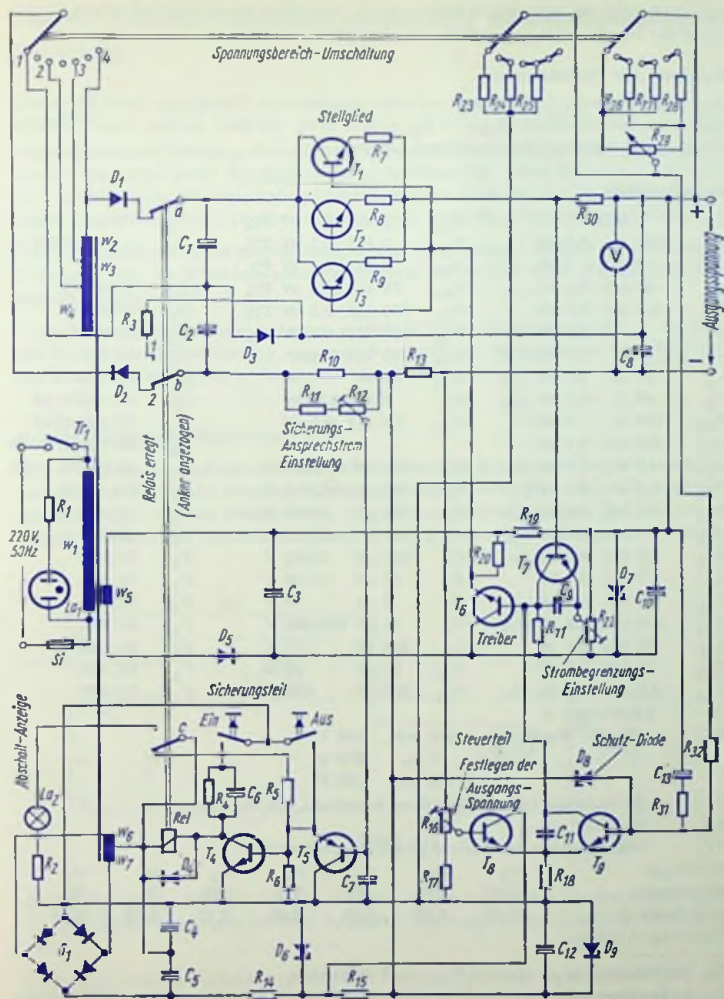
Beim Drücken der Ein-Taste wird das Relais über den Kondensator C_6 erregt und zieht seinen Anker an. Liegen weder Überlast noch Kurzschluß vor, so ergibt sich über den Relaiskontakt c für den Transistor T_4 der Durchschaltzustand, wobei der Relais-Anker infolge des Collectorstromes dieses Transistors angezogen bleibt. Im Fall von Überlast oder Kurzschluß besteht nach dem Anziehen des Relais-Ankers, wie oben ausgeführt, für den Transistor T_5 der Durchschaltzustand, weshalb der Transistor T_4 gesperrt bleibt. Der über R_4 fließende Strom genügt nicht, um bei gedrückter Ein-Taste das Anziehen des Relais-Ankers zu bewirken. Das Relais wird somit in einem solchen Fall aufgrund des über den Kondensator C_6 gehenden Ladestromstoßes den Anker nur kurz anziehen und dann wieder abfallen lassen. Währendem wird mit diesem Ladestromstoß der Kondensator C_6 aufgeladen. Ein nochmaliges Drücken der Ein-Taste kann sich dann erst auswirken, wenn sich der Kondensator C_6 über den Widerstand R_4 einigermaßen entladen hat (Entlade-Zeitkonstante $30 \cdot 10^3 \Omega \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 1,5 \text{ s}$).

Abgleich der Schaltung

Man stellt zunächst am Widerstand R_{22} die Strombegrenzung auf einen niedrigen Wert ein. Dann bringt man mit dem Abgriff am Widerstand R_{16} die maximale Ausgangsspannung bei Stellung 4 des Stufenschalters auf 350 V.

Nun setzt man den Sicherungsteil außer Funktion, indem man die an R_{12} abgegriffene Spannung zu Null macht, läßt einen Laststrom von 105 mA fließen und sorgt mit Einstellen an R_{22} für ein merkliches Absinken der Ausgangsspannung.

Anschließend reduziert man den Laststrom auf 100 mA und verstellt den Abgriff an R_{12} langsam so weit, bis der Relaisanker abfällt.



Mit Abgleichen des Widerstandswertes von R_{13} kann der Spannungsquellen-Innenwiderstand der Schaltung (R_{Gen}) nahezu auf Null gebracht werden.

Kühlung der Transistoren

Die Transistoren $T_1 \dots T_3$ müssen auf einen gemeinsamen Kühlkörper (oder Kühlblech; Wärme-Außenwiderstand $R_{thU} - R_{thG} \leq 1^\circ\text{C/W}$) montiert werden. Der Leistungstransistor T_9 benötigt keine besondere Kühlung.

Schalteilliste

R_1	1 M Ω	R_{23}	2 k Ω 0,1 W 2%	C_{12}	100 μF 10 V
R_2	150 Ω 0,5 W	R_{24}	3 k Ω 0,1 W 2%	C_{13}	1 μF 450/550 V
R_3	10 k Ω 2 W	R_{25}	6 k Ω 0,1 W 2%		
R_4	30 k Ω 0,1 W	R_{26}	75 k Ω 0,25 W 2%	D_1	BY 112 ²)
R_5	6,8 k Ω 0,1 W	R_{27}	250 k Ω 0,5 W 2%	D_2	BY 112 ²)
R_6	1 k Ω 0,1 W	R_{28}	300 k Ω 0,5 W 2%	D_3	BY 112 ²)
R_7	47 Ω 0,1 W 2%	R_{29}	50 k Ω Draht	D_4	AA 134
R_8	47 Ω 0,1 W 2%	R_{30}	56 Ω 1 W	D_5	OA 182
R_9	47 Ω 0,1 W 2%	R_{31}	2 k Ω 0,25 W	D_6	BZY 85/C 16
R_{10}	150 Ω 4 W	R_{32}	1,5 k Ω 0,5 W	D_7	BZY 85/D 12
R_{11}	5,6 k Ω 0,1 W			D_8	BZY 85/C 2 V 7
R_{12}	10 k Ω 0,1 W lin.	C_1	100 μF 350/385 V	D_9	BZY 85/C 7 V 5
R_{13} ca.	1,2 Ω 0,1 W ¹⁾	C_2	100 μF 350/385 V	G_1	OA 182 B
R_{14}	1,3 k Ω 0,5 W 5%	C_3	250 μF 35/40 V	T_1	BD 128
R_{15}	1 k Ω 0,1 W 5%	C_4	250 μF 35/40 V	T_2	BD 128
R_{16}	2,5 k Ω 0,1 W lin.	C_5	250 μF 35/40 V	T_3	BD 128
R_{17}	4,7 k Ω 0,1 W	C_6	50 μF 35/40 V	T_4	BC 148
R_{18}	22 k Ω 0,1 W	C_7	5 μF 10 V	T_5	AC 170
R_{19}	820 Ω 0,5 W 5%	C_8	25 μF 350/385 V	T_6	BC 149
R_{20}	15 k Ω 0,1 W	C_9	200 pF 125 V	T_7	BC 148
R_{21}	82 k Ω 0,1 W	C_{10}	50 μF 25 V	T_8	BC 148
R_{22}	2,5 k Ω 0,1 W lin.	C_{11}	200 pF 500 V	T_9	BD 129
Si	Sicherung 1 A				
Rel	400 Ω ; Kontakte a	100 mA, 300 V			
	b_2	1 A, 300 V			
	c	100 mA, 20 V			

La_1 Glühlampe (wenn Widerstand eingebaut, fällt R_1 weg)

La_2 10 V, 50 mA

Tr_1 Netztransformator Kern M 85 a Dynamoblech IV

Wicklung	w_1	w_2	w_3	w_4	w_5	w_6	w_7
Windungen	1000	220	205	395	100	70	70
CuL-Draht- \varnothing	0,40	0,40	0,40	0,40	0,10	0,18	0,18
Wicklung w_1 innen.							

¹⁾ Wert ausprobieren. Hiermit $R_{Gen} \approx 0$ erreichbar.

²⁾ zu beziehen von: AEG-TELEFUNKEN, Fachbereich Leistungshalbleiter, 4785 Belecke

Netzgerät mit elektronischer, selbsttätig wiedereinschaltender Sicherung

Übersicht

Die elektronische Sicherung, deren Schaltung nachstehend beschrieben wird, ist integrierender Bestandteil eines Konstantspannungs-Speisegerätes. Diese Sicherung verhindert das Auftreten eines unzulässig hohen Stromes, solange dieser bei der konstant gehaltenen Ausgangsspannung aufgrund eines abgesunkenen Lastwiderstandswertes möglich wäre.

Wenn der Laststrom seinen höchstzulässigen Wert überschreitet, bewirkt die elektronische Sicherung, daß die Konstantspannungs-Regelung abrupt von einer Konstantreststrom-Regelung abgelöst wird.

Ist der Lastwiderstand wieder auf einen zulässigen Wert angestiegen, so tritt an die Stelle der Konstantreststrom-Regelung automatisch wieder die Konstantspannungs-Regelung: Die Schaltung kippt wieder in ihren normalen Betriebszustand zurück.

Konstantspannungs-Regelung

Bild 1 zeigt das im vorliegenden Fall dafür verwendete Schaltungs-Prinzip. Abweichend von üblichen auf gleiche Weise arbeitenden Schaltungen wird hier zusätzlich zur Speisepannung U_B noch eine Hilfsspannung U_H verwendet. Dies geschieht im Interesse der stabilen Funktion der Schaltung, ist aber für die prinzipielle Wirkungsweise belanglos.

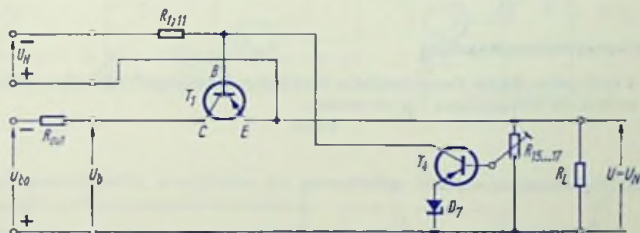


Bild 1

Die Bezeichnungen der Widerstände, der Transistoren und Dioden wurden für die Bilder 1 ... 3 in Übereinstimmung mit dem Schaltplan der ausgeführten Schaltung (Bild 4) gewählt.

Bekanntlich arbeitet die Schaltung nach Bild 1 so: Der Transistor T_1 dient als Stellglied für die auf dem Nennwert U_N zu haltende Ausgangsspannung, die die Klemmenspannung des

Lastwiderstandes R_L darstellt. Das heißt: Der Transistor T_1 muß jeweils so gesteuert werden, daß die Gleichung gilt:

$$U_b + U_{CE} = U_N$$

wobei U_{CE} einen negativen Zahlenwert hat.

Gesteuert wird der Transistor T_1 mit Hilfe des Transistors T_4 : In der aus dem Transistor T_4 , der Referenz-Diode D_7 und der Widerstands-Kombination $R_{15} \dots R_{17}$ bestehenden Schaltung wird ein an $R_{15} \dots R_{17}$ gegen den Pluspol der Speisespannung einstellbar abgegriffener Anteil der Last-Klemmenspannung mit der Referenz-Dioden-Spannung verglichen. Mit der an $R_{15} \dots R_{17}$ abgegriffenen Spannung stellt man den Collectorstrom des Transistors T_4 ein. Er durchfließt den Widerstand $R_{11:11}$ und bestimmt so die an diesem Widerstand auftretende Spannung. Mit der Hilfsspannung U_H und der ihr entgegengerichteten Spannung am Widerstand $R_{11:11}$ ist die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 festgelegt. Daraus ergibt sich die an diesem Transistor auftretende Collector-Emitter-Spannung U_{CE} .

Wenn die Last-Klemmenspannung ihren Sollwert z. B. überschreitet, steigt die an $R_{15} \dots R_{17}$ abgegriffene Spannung im selben Verhältnis an, was einen erhöhten Betrag der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_4 zur Folge hat. Hierzu gehört ein Anstieg des Collectorstrom-Betrages des Transistors T_4 . Es tritt dann an dem von diesem Strom durchflossenen Widerstand $R_{11:11}$ eine höhere Spannung auf. Daher sinkt der Betrag der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 und mit ihm der Leitwert seiner Collector-Emitter-Strecke. Folglich steigt der Betrag der Spannung U_{CE} an, was einem Anstieg der Ausgangsspannung über den Wert U_N hinaus entgegenwirkt.

Konstantreststrom-Regelung

Bild 2 stellt das in diesem Zusammenhang verwendete Schaltungs-Prinzip dar. Auch hier wird wieder die Hilfsspannung U_H verwendet.

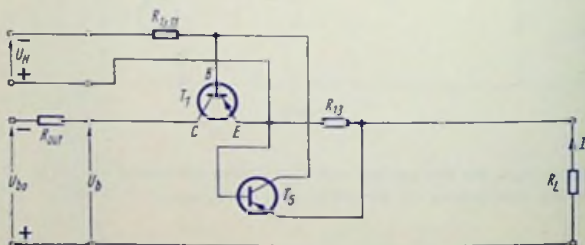


Bild 2

Der Strom, der den Lastwiderstand durchfließt, geht auch durch den Widerstand R_{13} . Die deshalb an R_{13} auftretende Spannung steuert (als dessen Basis-Emitter-Spannung) den Transistor T_5 . Dieser beeinflusst, wie im Falle des Bildes 1, unter Vermittlung des Widerstandes $R_{1;11}$ den Leitwert der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 . Bei Zunahme des den Widerstand R_{13} durchfließenden Stromes sinkt so der Leitwert der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 . Dies wirkt dem Stromanstieg entgegen.

Würde auf eine Hilfsspannung U_H verzichtet, d. h. $R_{1;11}$ an den Minuspol der Speisespannung U_b angeschlossen, so würde der Strom durch $R_{1;11}$ vom Laststrom beeinflusst. Folglich wäre die Stabilität der Ausgangsspannung bei gleichem Gesamtaufwand weniger gut als mit Verwenden der Hilfsspannung U_H .

Kombination beider Regelungen

Die Schaltung nach Bild 3 enthält außer den bereits erwähnten Bauelementen zusätzlich noch zwei Spannungsteiler, nämlich $R_{2;3}$ mit R_4 sowie D_6 mit $R_{5;6}$ und R_9 . Diese

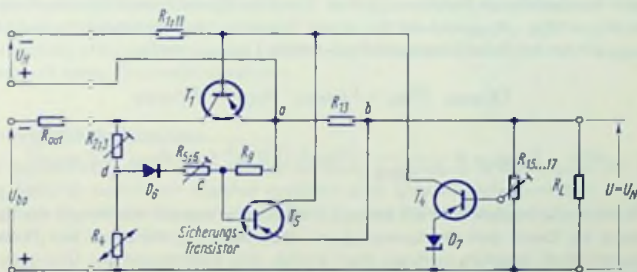


Bild 3

beiden Spannungsteiler ermöglichen die sprunghaften Übergänge zwischen Konstantspannungs- und Konstantreststrom-Steuerung.

Die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_5 ist die Summe aus den Spannungen U_{ca} und U_{ab}

$$U_{BE} = U_{cb} = U_{ca} + U_{ab}$$

Dabei ist der Zahlenwert von U_{ca} positiv und von U_{ab} negativ. Mit $R_{5;6}$ stellt man die Spannung an R_9 (die Spannung U_{ca}) so ein, daß ihr Betrag den der Spannung an R_{13} solange übertrifft, als der Strom noch unter seinem Abschaltwert bleibt. Hiermit bleibt der Transistor T_5 gesperrt, bis $U_{cb} = U_{BE} = U_{ca} + U_{ab}$ durch Null gegangen ist und ungefähr den Wert -120 mV erreicht hat.

Das Ansprechen der Sicherung

Beim Erreichen des Strom-Abschaltwertes nimmt, wie bereits angedeutet, die Spannung am Widerstand R_{13} einen Wert an, der zusammen mit der Spannung am Widerstand R_9 für den Transistor T_5 eine Basis-Emitter-Spannung ergibt, die ausreicht, ihn in den Durchlaßzustand zu versetzen.

Der Collectorstrom des Transistors T_5 (zusätzlich zu dem Collectorstrom des Transistors T_4) durchfließt den Widerstand $R_{11,11}$. Damit ergibt sich an dem Widerstand $R_{11,11}$ eine höhere Spannung und deshalb ein geringerer Betrag der negativen Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 . Die Folgen hiervon sind:

- ein herabgesetzter Leitwert der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 sowie
- der Sperrzustand für den Transistor T_4

Mit dem Sperren des Transistors T_4 ist die Konstantspannungs-Regelung unterbunden. Sie wird nun von der Stromregelung abgelöst, die sich aus dem Zusammenwirken zwischen T_5 , R_{13} und T_1 ergibt. Die hierfür maßgebenden Werte stimmt man so aufeinander ab, daß sich der einstellende Reststrom I_R dem Transistor T_1 nicht mehr schaden kann. Mit $U_b = U_{b0} - I_R \cdot R_{out}$ und der für diesen Transistor höchstzulässigen Verlustleistung P_{Cmax} gilt für den dabei höchstzulässigen Betrag I_{Rmax} von I_R

$$I_{Rmax} \cdot (U_{b0} - I_{Rmax} \cdot R_{out}) = P_{Cmax}$$

$$\text{oder} \quad I_{Rmax} = \frac{1}{2 \cdot R_{out}} \cdot (U_{b0} + |\sqrt{U_{b0}^2 + 4 \cdot R_{out} \cdot P_{Cmax}}|)$$

Mit Abnahme des Stromes sinkt die Spannung des Punktes a gegen den Pluspol der Speisespannung ab. Damit geht die Spannung am Widerstand R_9 , die zuvor den Transistor T_5 gesperrt hielt, ebenfalls in ihrem Wert zurück. Das beschleunigt den Übergang von der Konstantspannungs-Regelung auf die Konstantreststrom-Regelung. Beim weiteren Absinken des Betrages der Spannung des Punktes a gegen den Pluspol der Speisespannung geht der Wert der Spannung des Punktes a gegen den Punkt d durch Null. Die Diode D_6 verhindert jedoch einen hierbei möglichen Strom in der Richtung von a nach d .

Das selbsttätige Wiedereinschalten

Wenn der Lastwiderstand wieder auf einen zulässigen Wert ansteigt, nimmt proportional damit auch die Spannung zwischen dem Punkt a (Bild 3) und dem Pluspol der Speisespannung zu, da sowohl R_{13} wie auch R_L von dem konstant gehaltenen Reststrom durchflossen werden. Hierbei wird für einen Wert von R_L , der etwa gleich dem zum Ansprechen der Sicherung gehörenden Wert ist oder zwischen diesem und dem betriebsmäßigen Wert von R_L liegt, der Transistor T_5 gesperrt. Als Folge hiervon

- steigt der Leitwert der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 an und

• wird der Transistor T_4 wieder in den Durchlaßzustand versetzt und erhält so seinen früheren Einfluß auf den Transistor T_1 zurück.

Jetzt steuert der Transistor T_4 den Transistor T_1 wieder derart, daß die Ausgangsspannung auf ihrem an $R_{15} \dots 17$ eingestellten Wert gehalten wird.

Einstellungen und Kompensation des Temperatur-Einflusses

Den Stromwert, bei dem die Sicherung ansprechen soll, stellt man am Spannungsteiler R_9 , $R_5:6$, D_6 ein. Demgemäß ist in Bild 3 $R_5:6$ als Einstellwiderstand gezeichnet.

Den Spannungswert, bei dem die Sicherung in den Durchlaßzustand zurückkippen und damit die Konstantspannungs-Regelung wieder wirksam werden soll, wählt man am Spannungsteiler $R_2:3$, R_4 .

Zum Vermindern des Temperatur-Einflusses auf den Abschaltstromwert und insbesondere auf die Wiedereinschaltspannung ist für R_4 ein Heißeiter vorgesehen.

Dieser Heißeiter ist so zu bemessen, daß er den Wiedereinschaltspunkt konstant hält: Der Betrag der Basis-Emitter-Spannung des Sicherungs-Transistors T_5 muß bei steigender (Sperrschicht-)Temperatur um das Produkt aus Temperatur-Zunahme und Temperatur-Durchgriff dieses Transistors abnehmen.

Die ausgeführte Schaltung

Der Regelteil entspricht weitgehend der Schaltung nach Bild 3. In der ausgeführten Schaltung (Bild 4) enthält der Regelteil zusätzlich zwei Zwischenstufen zwischen dem Stell-Transistor T_1 und den Transistoren T_4 bzw. T_5 . Die Zwischenstufen sind mit den Transistoren T_2 und T_3 bestückt.

Die gegenüber der Schaltung nach Bild 3 hinzugekommenen Kondensatoren haben folgende Aufgaben:

C_1 und C_3 stellen übliche Ladekondensatoren dar

C_2 und C_6 sind Beruhigungskondensatoren

C_5 dient zusätzlich zur Siebung

C_4 verhindert im Verein mit dem Widerstand R_{14} Regelschwingungen.

Beim Einschalten und automatischen Übergang von der Reststrom-Konstanz auf die Ausgangsspannungs-Konstanz verlangsamt der Kondensator C_6 den Anstieg der Ausgangsspannung und des Laststromes. Die hieraus folgenden Verzögerungen belaufen sich auf wenige 100 ms. Das Verlangsamen des Anstiegs der Ausgangsspannung erklärt sich so:

Der noch nicht betriebsmäßig aufgeladene Kondensator C_6 »täuscht« dem Transistor T_4 einen zu hohen Wert der Ausgangsspannung vor. Daraus folgt während des Einschalt-

vorganges ein zu geringer Collector-Emitter-Leitwert des Transistors T_1 . Die hiermit gegebene Verzögerung des Spannungs-Anstieges hat jedoch mit der prinzipiellen Funktion der hier beschriebenen elektronischen Sicherung nichts zu tun.

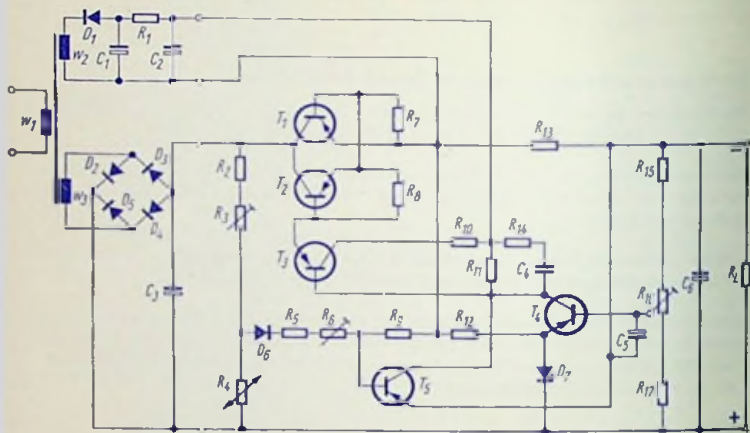


Bild 4

R_1	2,2 k Ω	R_{11}	4,7 k Ω	C_6	100 μ F 35/40 V
R_2	4,7 k Ω	R_{12}	1,5 k Ω	C_4	200 μ F 35/40 V
R_3	5 k Ω , linear	R_{13}	0,56 Ω Draht 3 W	D_1	OA 182
R_4	1 k Ω Heißeleiter (TK = -2%/°C)	R_{14}	82 Ω	$D_2...D_5$	B 30/24-2,4
R_5	10 k Ω	R_{15}	390 Ω	D_6	OA 182
R_6	10 k Ω , linear	R_{16}	100 Ω , linear	D_7	OA 126/11
R_7	47 Ω	R_{17}	330 Ω	T_1	AD 149
R_8	100 Ω	C_1	100 μ F 35/40 V	T_2	AC 124
R_9	1 k Ω	C_2	100 μ F 35/40 V	T_3	AC 122
R_{10}	3,9 k Ω	C_3	2500 μ F 70/80 V	T_4	AC 122
		C_4	1 μ F 50 V	T_5	AC 122

Transformator Kern EI 84 b Dynamoblech III

w_1 820 Windungen 0,35 CuL

w_2 94 Windungen 0,13 CuL

w_3 110 Windungen 1,2 CuL

Ausgangsspannung U_N 24 V

Stromwerte: I_N 2 A I_{abschalt} 2,4 A $I_{\text{einschalt}}$ 2,2 A

Elektronische Sicherung

Übersicht

Die hier beschriebene elektronische Sicherung — als Zweipol in eine Speiseleitung eingefügt — setzt den Strom beim Überschreiten eines einstellbaren oberen Grenzwertes I_{GR} innerhalb einer Zeitspanne von der Größenordnung $100\ \mu\text{s}$ auf einen geringen Restwert herab. Die drei Transistoren, mit denen die Schaltung bestückt ist, arbeiten im Schalterbetrieb. Zum Zurückstellen der Sicherung dient eine Unterbrechertaste. Die Sicherung benötigt keine zusätzliche Stromversorgung.

Die Schaltung

Sie besteht aus vier parallelgeschalteten Stromzweigen (Bild 1). Solange der Strom I unter dem eingestellten Grenzwert I_{GR} bleibt, befinden sich die Transistoren T_1 und T_2 im Durchlaßzustand. Dabei entfällt der weitaus größte Anteil des Stromes auf die Reihenschaltung der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 mit dem Widerstand R_1 . Die an der Parallelschaltung auftretende Gesamtspannung ist hierbei so niedrig, daß die an dem Widerstand R_5 abgegriffene Teilspannung noch unter dem Wert der Summe der Schleusenspannungen der Diode D und der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_3 bleibt. Der Transistor T_3 ist deshalb gesperrt.

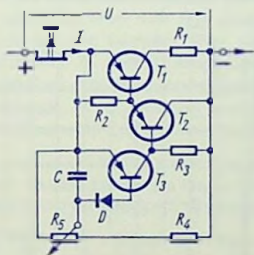


Bild 1

Erreicht der Strom I den Grenzwert I_{GR} so ist die am Widerstand R_5 abgegriffene Spannung gleich der Summe der beiden eben genannten Schleusenspannungen. Folglich wird der Transistor T_3 beim Überschreiten des Strom-Grenzwertes I_{GR} in den Durchlaßzustand gesteuert. Als Folge seines Emittlerstromes tritt jetzt am Widerstand R_3 eine Spannung auf. Damit wird der Betrag der negativen Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_2 herabgesetzt und so dessen Emittlerstrom vermindert, der großenteils den Widerstand R_2 durchfließt. Das bedeutet für den Transistor T_1 ebenfalls eine Abnahme seines Collector-Emitter-Leitwertes.

Zwar geht nun durch den vorher gesperrten Transistor T_3 ein Strom, doch wird insgesamt der Leitwert der Parallelschaltung herabgesetzt. Das bedeutet ein Ansteigen der Spannung U . Mit ihr nimmt auch die am Widerstand R_5 abgegriffene Spannung zu. Dies beschleunigt

den Übergang des Transistors T_3 aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand. Mit dem Überschreiten des Strom-Grenzwertes wird daher das Kippen der Schaltung vom Durchlaßzustand der Transistoren T_1 und T_2 sowie dem Sperrzustand des Transistors T_3 in den Durchlaßzustand dieses Transistors sowie in den Sperrzustand der beiden anderen Transistoren veranlaßt.

Über den dann durchgeschalteten Transistor T_3 und den Widerstand R_3 fließt nur noch ein geringer Reststrom, der mit dem Widerstand R_3 begrenzt wird. Der Strom, der die diesem Stromzweig parallelliegende Serienschaltung der Widerstände R_4 und R_5 durchfließt, kann dagegen vernachlässigt werden.

Sobald die Ursache der Strom-Überhöhung weggefallen ist, kann der ursprüngliche Zustand der Sicherung mit kurzzeitigem Unterbrechen des Reststromes (Druck auf die Rückstellaste) wiederhergestellt werden.

Das Verhalten

In Bild 2 ist die statisch gemessene Strom-Spannungs-Kennlinie der Sicherung eingetragen. Diese Kennlinie gilt für einen langsamen Anstieg des Stromes. Bis zum Erreichen des Strom-Grenzwertes I_{Gr} wirkt die Sicherung lediglich wie ein Vorwiderstand mit einem nur geringen Widerstandswert. Beim Erreichen des Grenzwertes I_{Gr} steigt der Widerstandswert der Sicherung abrupt an, womit der Strom auf einen geringen Restwert herabgedrückt wird.

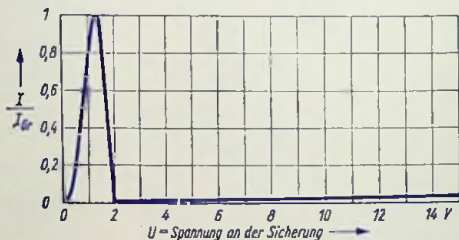


Bild 2

Die Sicherung kippt auch ohne Drücken der Rückstellaste in den Durchlaßzustand zurück, wenn die Speisespannung unter 2 V abgesenkt wird. Die Zeitkonstante, die nach dem Ansprechen der Sicherung dem Absinken des Stromes auf den Restwert zugeordnet ist, hängt in erster Linie von den Grenzfrequenzen der verwendeten Transistoren ab. Sie beträgt hier etwa 50 μs . Damit ist der Reststromwert innerhalb von ungefähr 200 μs erreicht.

Wesentlich für die Funktion der Sicherung ist die Kapazität des Kondensators C . Dieser Kondensator hat den Zweck, zu verhindern, daß die Sicherung bei einem sehr raschen Stromanstieg bereits vor Erreichen des Strom-Grenzwertes I_{Gr} anspricht. Bei Fehlen des Kondensators oder bei einer zu geringen Kapazität gelangt der gesamte Anstieg der an R_5

abgegriffenen Spannung über die Dioden-Kapazität an die Basis-Emitter-Strecke des Transistors, während sonst die Basis-Emitter-Spannung um die Schleusenspannung der Diode niedriger ist als die an dem Widerstand R_5 abgegriffene Spannung. Mit einer Kapazität von 15 nF wird dies praktisch verhindert. Mit einer sehr hohen Kapazität des Kondensators C könnte jedoch das Ansprechen der Sicherung gegen den Zeitpunkt des Überschreitens des Grenzstromes I_{Gr} unzulässig verzögert werden.

Temperatureinfluß

Mit steigender Temperatur nehmen die Schleusenspannungen der Diode D und der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_3 ab. Demgemäß sinkt mit steigender Temperatur der Wert von I_{Gr} . Das heißt: Bei erhöhter Temperatur spricht die Sicherung »früher« an als sonst. Dies kann von Vorteil sein, weil sich die höchstzulässigen Verlustleistungen der von der Sicherung zu schützenden Halbleiter-Bauelemente mit steigender Temperatur verringern.

Werte-Tabelle

In folgender Tabelle sind — für 5 verschiedene Grenzstrom-Bereiche — die Reststrom-Werte I_{rest} für die höchstzulässige Speisespannung von 30 V angegeben. Darunter stehen die höchsten Spannungswerte, die sich an den Klemmen der beschriebenen Sicherung ergeben können, bis I den eingestellten Wert von I_{Gr} erreicht hat. (Die angegebenen Spannungswerte beziehen sich auf den höchsten Wert des betreffenden Grenzstrom-bereiches.) Die zu den Widerständen R_1 und R_3 eingetragenen Leistungswerte sind die bei der Wahl der Widerstands-Typen zu berücksichtigenden Widerstands-Belastungen. Dabei beziehen sich die Leistungen für R_1 auf den jeweils höchsten Wert des Strom-bereiches von I_{Gr} und die Leistungen für R_3 auf eine Speisespannung von 30 V.

Die Widerstände R_4 und R_5 werden unabhängig vom Grenzstrom-Bereich so bemessen: $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 5 \text{ k}\Omega$ linear. Ebenso gilt für die Diode D durchweg der Typ BZY 87. Die Kapazität des Kondensators C wurde bereits mit 15 nF genannt.

I_{Gr}	0,2 ... 0,5	0,5 ... 1	1 ... 2	1,5 ... 3	3 ... 6	A
I_{rest}	≤ 30	≤ 40	≤ 70	≤ 150	≤ 250	mA
U	≤ 2	≤ 2	≤ 2	≤ 2	$\leq 2,5$	V
R_1	3 1	1,5 2	0,8 4	0,4 4	0,2 8	Ω W
R_2	100	100	100	100	30	Ω
R_3	1500 1	800 2	450 2	210 5	120 8	Ω W
T_1	AC 124	AC 124	AD 160	AD 160	AD 160	
T_2	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 124	
T_3	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 124	

Transistoren als Stellglied in Gleichspannungs- bzw. Gleichstrom-Konstanthaltern

Übersicht

Gleichspannungs- und Gleichstrom-Konstanthalter enthalten eine Regelschaltung, in der ein veränderbarer Vor- oder Nebenwiderstand des Lastwiderstandes als Stellglied dient. Als veränderbarer Widerstand wird in vielen Fällen ein Transistor verwendet.

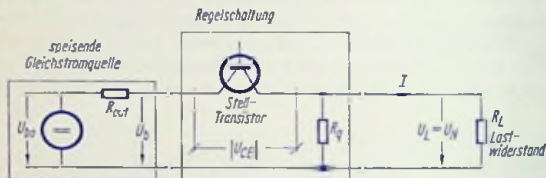


Bild 1

Dieser als Stellglied benutzte Längs- oder Quer-Transistor wird deshalb in diesem Beitrag auch als **Stell-Transistor** bezeichnet. (Man nennt ihn auch oft — fälschlich — Regel-Transistor.)

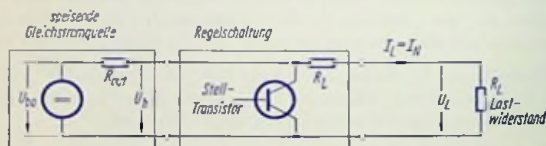


Bild 2

Die Bilder 1 und 2 zeigen die Prinzipschaltungen, wie sie den hier behandelten Konstanthaltern zugrunde liegen.

In diesen Schaltungen muß die Klemmenspannung der speisenden Gleichstromquelle die konstant zu haltende Ausgangsspannung $U_L = U_N$ bzw. die höchste Spannung, die an dem vom gleichzuhaltenden Strom $I_L = I_N$ durchflossenen Lastwiderstand entsteht, übersteigen.

Die zu beachtenden Transistor-Grenzwerte

Für einen Transistor gibt es drei hier zu beachtende höchstzulässige Werte. Diese sind:

- $|U_{CE}|_{max}$ = der höchstzulässige Betrag der Collector-Emitter-Spannung
- $|I_C|_{max}$ = der höchstzulässige Betrag des Collector-Gleichstromes

- P_{C+Emax} = der höchstzulässige Wert der Transistor-Verlustleistung, der meistens gleich P_{Cmax} — dem höchstzulässigen Wert der Collector-Verlustleistung — gesetzt werden darf.

Die Betriebsgrenzen im Spannungs-Konstanthalter

Im Spannungs-Konstanthalter (Bild 1) muß dessen Ausgangsspannung U_L auf dem vorgegebenen Wert U_N gehalten werden ($U_L = U_N$). Eine der drei mit dem Transistor gegebenen Grenzen ist der höchstzulässige Laststrom I_{max} . Dieser liegt mit $|I_C|_{max}$ — dem höchstzulässigen Wert des Collector-Gleichstromes des Transistors — bzw. mit dem ihm hier in guter Näherung gleichzusetzenden Wert von $|I_E|_{max}$ fest.

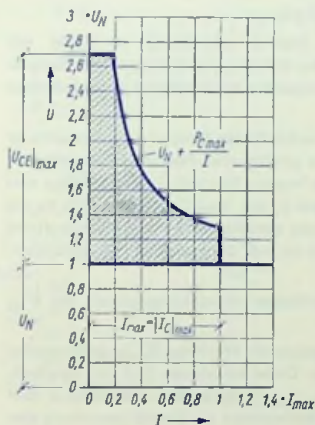


Bild 3

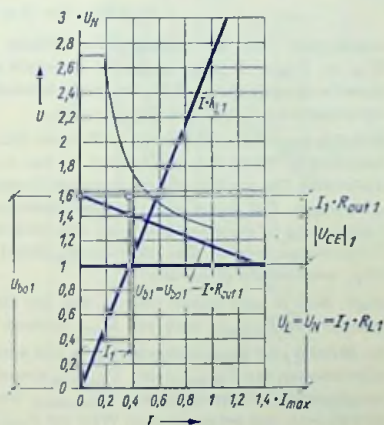


Bild 4

Eine zweite Grenze, die vom Transistor aus in Frage kommt, ist mit $|U_{CE}|_{max}$ — dem höchstzulässigen Betrag der Collector-Emitter-Spannung — gegeben: Die Speisespannung U_b darf daher die konstant zu haltende Last-Klemmenspannung $U_L = U_N$ um nicht mehr als $|U_{CE}|_{max}$ überschreiten.

Die dritte Grenze hängt mit P_{Cmax} — dem höchstzulässigen Wert der Collector-Verlustleistung — zusammen: Es muß immer die Bedingung eingehalten werden $|I_C| \cdot |U_{CE}| \leq P_{Cmax}$. Der Betrag $|U_{CE}|$ der Collector-Emitter-Gleichspannung darf daher bei Fließen des Stromes I den Wert P_{Cmax}/I nicht übersteigen.

In Bild 3 sind diese drei Grenzen eingetragen. Dabei wurden die Zahlenwerte der Spannungen auf den konstant zu haltenden Wert U_N der Ausgangsspannung und die Zahlen-

werte der Ströme auf den höchstzulässigen Laststrom $I_{max} = |I_C|_{max}$ normiert. Man erkennt in Bild 3 die dort dick eingetragenen Grenzen, und zwar

- rechts den kurzen, senkrechten Strich für die mit $|I_C|_{max}$ gegebene Grenze,
- oben den kurzen, waagerechten Strich für die mit $U_N + |U_{CE}|_{max}$ gegebene Grenze, sowie
- die Hyperbel als die Grenze, die mit P_{Cmax} festliegt und mit $U_N + (P_{Cmax}/I)$ beschrieben ist.

Ergänzt werden diese drei Grenzen mit der Senkrechten bei

$$I = 0 \text{ für } U = U_N \dots (U_N + |U_{CE}|_{max})$$

sowie mit der Waagerechten bei

$$U = U_N \text{ für } I = 0 \dots |I_C|_{max}$$

Innerhalb der so eingegrenzten Fläche (in Bild 3 schraffiert) muß die mit $U_b = U_{b0} - I \cdot R_{out}$ gegebene Kennlinie der die Schaltung speisenden Gleichstromquelle so verlaufen, daß U_b für den in Betracht kommenden Maximalwert des Laststromes wenigstens gleich $U_N + U_{CEmin}$ ist.

Bild 4 veranschaulicht hierzu ein Beispiel. Darin sind die diesem Beispiel speziell zugrunde liegenden Werte mit dem Index 1 an den zu ihnen gehörenden Formelzeichen gekennzeichnet. Die aus Bild 3 übernommenen Grenzlinien wurden hier mit dünnen Strichen eingetragen. Das Bild 4 zeigt, daß bei einem Laststrom I_1 am Stell-Transistor (Bild 1) die Spannung $|U_{CE}|_1$ auftreten muß. Das wird mit einem dementsprechenden Steuern dieses Transistors erreicht. Der Wert von R_Q (Bild 1) kann im hier dargestellten Fall gegenüber R_L vernachlässigt werden.

Aus Bild 4 geht weiter hervor, daß der höchstzulässige Schwankungsbereich für U_{b0} außer von P_{Cmax} auch von R_{out} abhängt.

In Bild 5 sind die zu einem bereits in Bild 4 angenommenen Wert von R_{out1} gehörenden Kennlinien für U_{b1max} und U_{b1min} eingetragen. Diese Kennlinien sind den Leerlaufspannungen (Urspannungen) U_{b01max} und U_{b01min} zugeordnet. Das Bild 5 läßt erkennen, daß bei gegebenem Wert von R_{out} der Minimalwert der Leerlaufspannung den Maximalwert des Stromes für $U_L = U_N$ bestimmt und der Maximalwert der Leerlaufspannung mit der zulässigen Verlustleistung begrenzt ist.

Die Differenz $U_{b0max} - U_{b0min}$ nimmt mit steigendem Mittelwert U_{b0} der Urspannung und dementsprechend zu erhöhenden Ausgangswiderstand R_{out} der speisenden Gleichstromquelle ab. Der für U_{b0} höchstzulässige Schwankungsbereich wird zu Null (Bild 4) für

$$U_{b0gr} = U_N + 2 \cdot \frac{P_{Cmax}}{0,5 \cdot I_{max}} = U_N + 4 \cdot \frac{P_{Cmax}}{I_{max}} \quad \text{bzw.}$$

$$R_{outgr} = \frac{U_{b0gr} - U_N}{I_{max}}$$

wobei U_{b0gr} gleichzeitig den höchstzulässigen Spannungswert der speisenden Gleichstromquelle bedeutet.

Für den Lastwiderstand liegen als Grenzentast:

$$R_{Lmin} = U_N / I_{max} \quad \text{und} \quad R_{Lmax} = \infty$$

Um auch für $R_{Lmax} = \infty$, d. h. für den Leerlaufall die Regelung auf U_N zu ermöglichen, muß der Ausgang des Spannungs-Konstanthalters mit einem Widerstand R_q überbrückt sein. Für diesen ist der höchstzulässige Wert R_{qmax} gegeben mit:

$$R_{qmax} = \frac{U_N}{|I_{CE0}|}$$

worin I_{CE0} der Collector-Emitter-Reststrom des Stellt-Transistors ist.

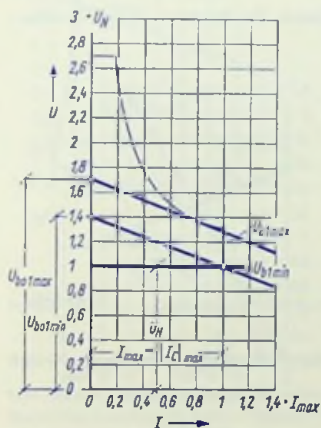


Bild 5

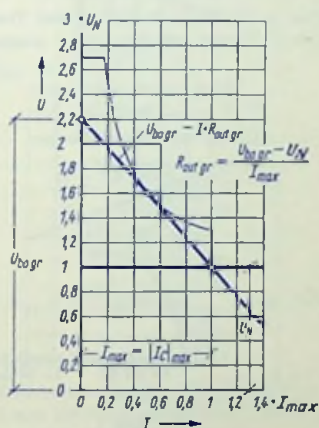


Bild 6

Betriebsgrenzen im Strom-Konstanthalter mit Längs-Transistor

Strom-Konstanthalter mit gesteuertem Längs-Transistor (Bild 1) verwendet man nur zum Schutz von Spannungs-Konstanthaltern: Bei Überstrom wird der Spannungs-Konstanthalter in einen solchen Strom-Konstanthalter umgewandelt, wodurch der Strom auf einem niedrigen Restbetrag konstant gehalten wird.

Daß ein Strom-Konstanthalter mit gesteuertem Längs-Transistor lediglich für einen kleinen Strom brauchbar ist, dessen Wert weit unter $|I_{C|max}|$ liegt, stellt für diesen Verwendungszweck keinen Nachteil dar.

Weil der Strom-Konstanthalter mit Längs-Transistor wohl immer in Verbindung mit einem Spannungs-Konstanthalter auftritt, sind in den folgenden Bildern wieder die Spannungen

auf die mit dem Spannungs-Konstanthalter konstant zu haltende Spannung U_N und die Ströme auf den hierbei in Betracht kommenden Strom $I_{max} = |I_C|_{max}$ normiert.

Das Bild 7 zeigt die für einen Strom-Konstanthalter nach Bild 1 geltenden Grenzen. Dafür wurden wieder die dem Bild 4 zugrunde liegenden Werte (U_{b01} und R_{out1}) vorausgesetzt. Bezüglich des Transistors handelt es sich hier um folgende zwei Grenzen:

- Die eine Grenze liegt mit dem höchstzulässigen Strom $I_{max} = |I_C|_{max}$ fest (kurzer, senkrechter Strich rechts im Bild 7).
- Die andere Grenze, die sich auf die mit $U_{b01} - I \cdot R_{out1}$ gegebene Kennlinie der speisenden Gleichstromquelle bezieht, beruht auf der höchstzulässigen Transistor-Verlustleistung P_{Cmax} .

Bei einem Strom I darf auf den Transistor höchstens die Spannung U_{CE} entfallen, deren Betrag mit P_{Cmax}/I gegeben ist.

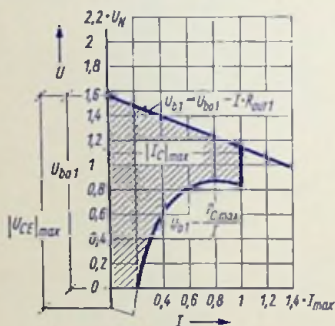


Bild 7

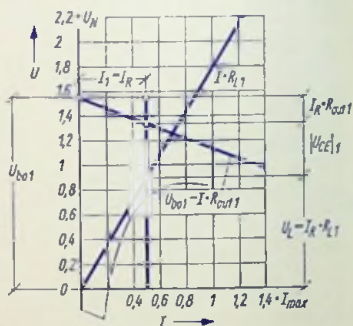


Bild 8

Dabei ist die am Transistor auftretende Spannung stets gleich dem Spannungs-Betrag, um den die zum Strom I gehörende Klemmenspannung der speisenden Stromquelle die Last-Klemmenspannung übersteigt. Demgemäß gilt für diese Grenze:

$$U_{b1} - \frac{P_{Cmax}}{I} = U_{b01} - I \cdot R_{out1} - \frac{P_{Cmax}}{I}$$

Die an sich mit $|U_{CE}|_{max}$ festgelegte Grenze berücksichtigt man hier in der Weise, daß man U_{b0max} stets kleiner wählt als $|U_{CE}|_{max}$. Damit braucht diese Grenze nicht weiter beachtet zu werden (siehe Bild 7 links unten).

In Bild 8 sind die Zusammenhänge, die für die Schaltung nach Bild 1 gelten, dargestellt. Die Bilder 9 und 10 betreffen die Fälle, in denen die Ursprungung der speisenden Gleich-

stromquelle ihre Grenzwerte annimmt. In diesen Bildern ist, der Verwendung eines solchen Strom-Konstanthalters als Schutz eines Spannungs-Konstanthalters gemäß, ein geringer Wert I_{R1} als konstant zu haltender Reststrom vorausgesetzt. Bild 10 macht deutlich, daß es für kleine Werte von I_R notwendig ist $U_{bo1\max} \leq |U_{CE}|_{\max}$ zu wählen.

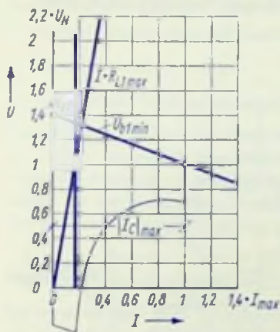


Bild 9

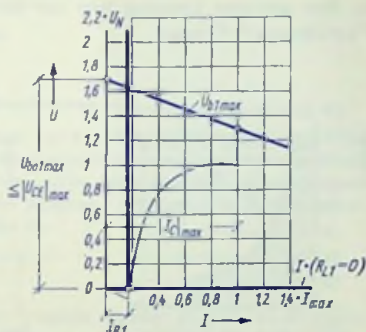


Bild 10

In Bild 10 ist die Lastgerade für den Kurzschlußfall ($R_{L1} = 0$) eingetragen.

Betriebsgrenzen im Strom-Konstanthalter mit Quer-Transistor

Um höhere Lastströme innerhalb eines bis zu Null herunterreichenden Lastwiderstandsbereiches konstant zu halten, benutzt man meistens eine Schaltung gemäß Bild 2. Darin ist der Stell-Transistor als Quer-Transistor parallel zum Lastwiderstand angeordnet.

In dieser Schaltung wird der Transistor so gesteuert, daß sein Leitwert mit abnehmendem Lastwiderstand ansteigt. Da der Transistor einen Strom nur durchlassen kann, wenn an ihm zumindest eine entsprechende Collector-Emitter-Restspannung auftritt, würde die Regelung für extrem kleine Lastwiderstandswerte und für den Kurzschluß des Ausganges aussetzen. Das wird mit dem in Bild 2 eingetragenen Längswiderstand R_1 verhindert. Dieser Widerstand hat einen nur geringen Wert. Folglich kann er hier beim Betrachten der grundsätzlichen Zusammenhänge außer acht gelassen werden.

Das Bild 11 veranschaulicht die in diesem Fall geltenden Betriebsgrenzen mit der Umrandung der dort schraffierten Fläche. Hier wurden die Zahlenwerte der Spannung auf $|U_{CE}|_{\max}$ und die des Stromes auf I_N normiert. Die Grenzlinie der schraffierten Fläche setzt sich aus fünf Teilstücken zusammen:

- Die lange, waagerechte Strecke ist mit dem konstant zu haltenden Strom I_N gegeben.

- Die lange, senkrechte Strecke gehört zum Wert Null des Lastwiderstandes, d. h. zum Kurzschluß des Ausganges.
- Die obere, kurze, waagerechte Strecke ist die mit $|I_C|_{max} + I_N$ gegebene Grenze, für die hier $|I_C|_{max} = 1,3 \cdot I_N$ angenommen wurde.
- Die kurze, senkrechte Strecke (rechts) liegt mit $|U_{CE}|_{max}$ fest.
- Der gebogene Linienzug folgt aus der höchstzulässigen Transistor-Verlustleistung $P_{(C+E)max} \approx P_{Cmax}$

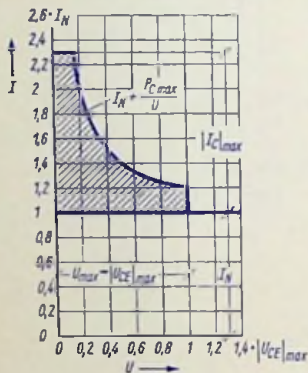


Bild 11

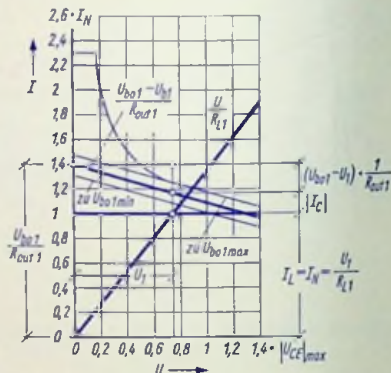


Bild 12

Aus Bild 12 gehen die für die Schaltung nach Bild 2 geltenden Zusammenhänge hervor. Es enthält die Kennlinie der speisenden Gleichstromquelle mit der Ursprungsspannung U_{b01} und dem Ausgangswiderstand R_{out1} . Der Index 1 soll wieder darauf hinweisen, daß die hierzu gehörenden Werte als Beispiel angenommen sind. Außerdem ist in das Bild 12 eine Lastkennlinie eingetragen. Der höchstzulässige Wert des Lastwiderstandes ist mit

$$R_{Lmax} = \frac{|U_{CE}|_{max}}{I_N}$$

gegeben, wovon — genau genommen — der (niedrige) Wert des Längswiderstandes R_L (Bild 2) abgezogen werden muß. Für einen gegebenen Wert von R_{out1} folgt U_{b01min} aus:

$$\frac{U_{b01min}}{R_{out1} + R_{Lmax}} = I_N \quad \text{oder} \quad U_{b01min} = I_N \cdot (R_{out1} + R_{Lmax})$$

Stabilisierte Netzgeräte zum Speisen von Batteriegeräten

Übersicht

Die hier behandelten Netzgeräte bestehen durchweg aus folgenden Teilen:

- Netztransformator für 220 V Eingangsspannung
- Graetz-Gleichrichter mit Ladekondensator
- flinke Schmelzsicherung
- Spannungs-Stabilisierungsschaltung mit Strombegrenzung

Diese Netzgeräte sind für Ausgangsspannungen von 6 V, 9 V, 12 V und 24 V sowie für (6 ... 12) V einstellbar bemessen. Zu jeder Ausgangsspannung wurden zwei maximale Ausgangs-Stromwerte berücksichtigt. Die maximalen Gleichstrom-Ausgangsleistungen liegen für die niedrigeren maximalen Ströme zwischen 1,5 W und 3 W, für die höheren maximalen Ströme zwischen 4,2 W und 8,4 W.

Die Stabilisierungsschaltung

Sie wird mit dem Bild 1 veranschaulicht. Der Transistor T_2 dient als Stellglied. Er wirkt als gesteuerter Belastungs-Vorwiderstand. Gesteuert wird er unter Vermittlung des Transistors T_1 . Dessen Basis-Emitter-Strecke steht unter dem Einfluß des Unterschiedes zwischen dem am Spannungsteiler R_4 R_5 abgegriffenen Teil der Ausgangsspannung U_{out} und der praktisch konstanten Referenz-Dioden-Spannung.

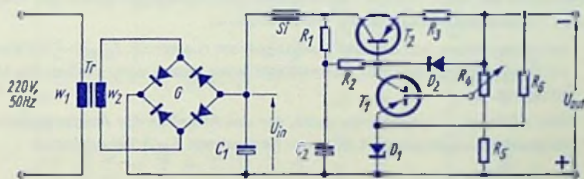


Bild 1

Zu sinkender Ausgangsspannung gehört ein abnehmender Betrag der negativen Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 . Hiermit wird sein Collectorstrom gedrosselt. Ein hoher Anteil dieses Collectorstromes durchfließt die Widerstände R_1 und R_2 . Mit dem Collectorstrom nimmt daher auch die an der Reihenschaltung dieser Widerstände herrschende Spannung ab. Das bedeutet für den Transistor T_2 eine Zunahme des Betrags seiner (negativen) Basis-Emitter-Spannung und deshalb einen höheren Leitwert der Collector-Emitter-Strecke dieses Transistors. Hiermit wird das Absinken der Ausgangsspannung zwar nicht völlig, aber doch weitgehend ausgeglichen.

Mit dem Widerstand R_3 wird im Zusammenwirken mit der Diode D_2 der Laststrom auf seinen Höchstwert begrenzt. Den Widerstand R_3 bemißt man so, daß die an ihm auftretende Spannung zusammen mit der Basis-Emitter-Spannung von T_3 erst bei Überschreiten der für den Laststrom vorgesehenen oberen Grenze höher wird als die Schleusenspannung der Diode D_2 . Diese läßt dann Strom durch. Damit überträgt sie die vom Laststrom herrührende Spannung am Widerstand R_3 auf die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 . Zugleich wird dessen Leitwert vermindert. Dies geschieht in einem Maße, daß beim weiteren Ansteigen des Laststromes über den Laststrom-Höchstwert I_{outmax} hinaus, die vorher konstant gehaltene Klemmenspannung U_{out} absinkt.

Bei jetzt relativ hohem Strom am Transistor T_2 tritt zwischen dessen Collector und Emitter auch ein höherer Anteil der Gleichrichter-Ausgangsspannung auf. Die damit gegebene Transistor-Verlustleistung erhöht die Sperrschicht-Temperatur des Transistors T_2 . Die bereits erwähnte Ilnke Sicherung unterbricht die Stromzufuhr aus dem Gleichrichterteil, bevor der Transistor T_2 aufgrund der — durch den zu großen Laststrom verursachten — zu hohen Verlustleistung Schaden leiden kann.

Die Sicherung S_2 wird deshalb für I_{outmax} ausgelegt.

Am Einstellwiderstand R_4 stellt man den jeweils gewünschten Wert der Ausgangsspannung ein.

Um eine einwandfreie Funktion der angegebenen Schaltung sicherzustellen, darf der Stromverstärkungsfaktor β des für T_2 eingesetzten Transistors einen bestimmten Mindestwert nicht unterschreiten. (Angaben in Tabelle 1.)

Datenlisten

Nachstehende Tabelle 1 enthält die Bemessungsangaben für die bereits erwähnten 10 Fälle. Die Eigenschaften der nach Tabelle 1 dimensionierten Schaltungen sind in der hier folgenden zweiten Tabelle zusammengestellt. Darin bedeutet

I_{Gr} den Grenzstrom, auf den der Ausgangsstrom (Laststrom I_{out}) — bei Kurzschluß an den Ausgangsklemmen — ansteigen kann, wenn nicht vorher die Sicherung anspricht.

r_{out} den mittleren Ausgangswiderstand, der das Absinken der Ausgangsspannung bei steigendem Laststromwert (bis zum Grenzstrom I_{Gr}) kennzeichnet

Technische Daten (Tabelle 2)

U_{out}	6	6	9	9	12	12	24	24	6...12	6...12	V
I_{outmax}	250	1000	200	750	200	700	100	300	250	700	mA
I_{Gr}	600	1400	600	1100	650	1100	350	550	550	1100	mA
r_{out} (etwa)	1,7	0,2	0,2	0,1	1,1	0,5	5	3			Ω
bei $U_{out} = 12$ V									0,9	0,5	Ω
bei $U_{out} = 6$ V									0,6	0,2	Ω
\bar{U}_{Brumm} bei											
1 · I_{outmax}	5	7	0,4	1	1	1	2	4	5	1	mV
0,5 · I_{outmax}	1	4	0,1	0,2	0,6	0,2	1	1	1,2	0,2	mV

Dimensionierung (Tabelle 1)

U_{out} V	$I_{out max}$ mA	G	D_1 BZY 85 C/	$T_{20}^{(*)}$ blech	C_1 μF	C_2 μF	$R_1=R_2$ V	R_3 Ω	R_4 Ω	R_5 Ω	R_6 k Ω	w_2	CuL mm
6	250	B 30 C 600/350 K 6	/5 V 6	AC 117 a	2000	25	15/18	1000	1	250	820	2 198	0,38
6	1000	B 30 C 2000/1200 K 6	/5 V 6	AD 160 b	5000	100	15/18	150	0,5	250	820	2 109	0,70
9	200	B 30 C 350/250 K 1	/7 V 5	AC 117 a	2000	25	25/30	1000	1	250	820	2 276	0,34
9	750	B 30 C 800 K 41	/7 V 5	AD 160 b	5000	100	25/30	330	0,5	250	820	2 146	0,55
12	200	B 30 C 350/250 K 1	/11	AC 117 a	2000	25	25/30	1500	1	250	820	2 318	0,34
12	700	B 30 C 800 K 41	/11	AD 160 b	5000	100	25/30	510	0,5	250	820	2 166	0,55
24	100	B 60 C 220/150 K 1	/22	AC 117 a	500	10	70/80	1500	2,7	1000	5100	4,3	620
24	300	B 60 C 850/400 K 6	/22	AD 160 b	2000	50	35/40	820	1	1000	5100	4,3	320
6...12	250	B 30 C 350/250 K 6	/5 V 6	AD 155 c	2000	25	25/30	1500	1	500	470	2 360	0,34
6...12	700	B 30 C 800 K 41	/5 V 6	AD 160 d	5000	100	25/30	510	0,5	500	470	2 166	0,55

Belastbarkeit der Widerstände: $R_1, R_2, R_4, R_5, R_6: 0,1 W$ $R_3: 0,5 W$

Kühlblech: Aluminium 1 mm dick, geschwärzt, quadratisch, Mindest-Seitenlängen:

$$a = 6 \text{ cm} \quad b = 8 \text{ cm} \quad c = 11 \text{ cm} \quad d = 16 \text{ cm}$$

Transformator: Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet

zu $I_{out max}$	Kern	w_1	Draht	w_2 siehe Tabelle, dort auch Drahtdurchmesser
niedriger Wert	M 42/15	4300	0,1 mm CuL	
hoher Wert	M 55/21	2400	0,13 mm CuL	

Transistor T_1 : durchweg AC 122 violett

Diode D_2 : durchweg BZY 87

*) AC 117: $B \geq 250$; AD 155: $B \geq 200$; AD 160: $B \geq 125$

Automatisches Ladegerät für Blei-Akkumulatoren

Eigenschaften

Mit dem Gerät können Blei-Akkumulatoren mit Nenn-Spannungen von 6 V oder 12 V bei Ladeströmen zwischen 1 A und 10 A geladen werden, wobei nach Erreichen der vollen Ladung automatisch von Laden auf Frischhalte-Betrieb (Dauerladung mit einem Strom von etwa 40 mA) umgeschaltet wird. Sinkt die Spannung aufgrund einer Entladung von der Lade-Endspannung auf 6,3 V bzw. 12,6 V ab, so setzt die Ladung des Akkumulators mit dem zuvor eingestellten Strom selbsttätig von neuem ein.

Beim Anschließen eines 6-V- bzw. 12-V-Akkumulators schaltet sich das Gerät automatisch auf die hierzu gehörende Spannung um. Bei automatischem Betrieb zeigen ein grün leuchtendes Lämpchen den Ladevorgang und ein gelb leuchtendes Lämpchen den Frischhalte-Betrieb an.

Das Gerät kann auch ohne Automatik verwendet werden, wobei es dann möglich ist, auch Akkumulatoren mit beliebigen Spannungen zwischen 6 V und 12 V zu laden.

Die Schaltung und ihre Funktion

Der an die Wicklung w_2 des Netztransformators angeschlossene Teil der Schaltung stellt die eigentliche Ladeschaltung dar. Diese ist mit einem Spannungsmesser sowie mit einem Strommesser ausgerüstet und mit einer 10-A-Sicherung abgesichert. Der Widerstand R_1 soll lediglich die Strom-Spitzenwerte etwas absenken.

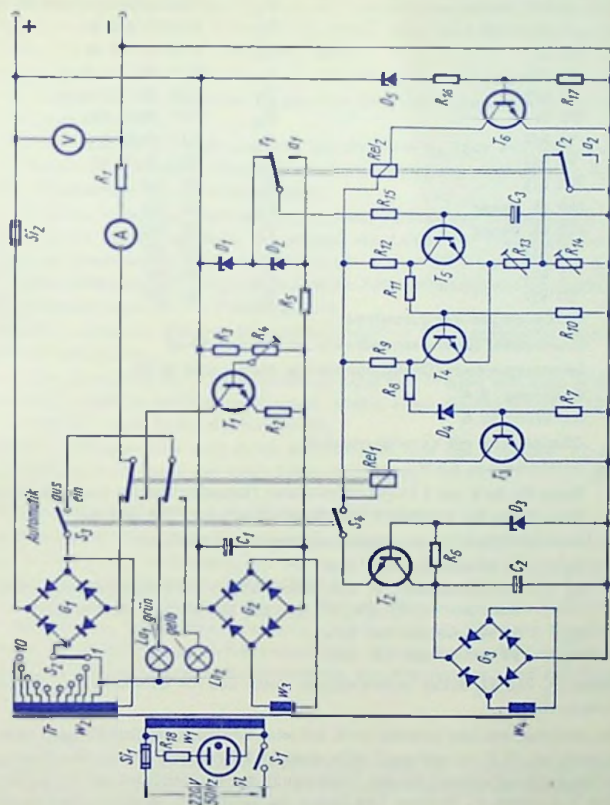
An der Wicklung w_3 liegt der Teil der Schaltung, der die Frischhalte-Ladung besorgt und die Spannung liefert, mit der die Akkumulatortension verglichen wird.

Der Wicklung w_4 ist die eigentliche Automatik-Schaltung zugeordnet. Sie besteht aus einem Schmitt-Trigger, zu dem die Transistoren T_4 und T_6 gehören, aus einer von dem Trigger geschalteten Stufe, die das Relais Rel_1 betätigt, und aus einer Umschalt-Stufe, die mit dem Relais Rel_2 die Vergleichsspannung je nach Akkumulator-Spannung (6 V oder 12 V) auf den dazu passenden Wert schaltet (Abgriff dieser Spannung entweder an D_1 allein oder an $D_1 + D_2$).

Nachdem man den Akkumulator, richtig gepolt, an die zwei Buchsen (im Schaltplan oben rechts) angeschlossen hat, stellt man den an w_2 liegenden Stufenschalter S_2 in die Stellung 1 und schaltet den Netzschalter S_1 ein.

Mit Ändern der Einstellung des Stufenschalters erhöht man nun den vom Strommesser angezeigten Strom-Effektivwert, normalerweise bis auf den Wert, der sich rechnerisch ergibt, wenn man die in Amperestunden angegebene Akkumulator-Kapazität durch 10 h teilt. Dann schließt man den doppelpoligen Schalter $S_3 S_4$. Hiermit kommt die Ladespannung unter den Einfluß der Automatik.

Ist die Akkumulatortension mit rund 6 V gegeben, so bleibt der Transistor T_6 gesperrt. Bei einer Akkumulatortension über 10 V wird dieser Transistor in den Durchlaßzustand versetzt. Folglich zieht das Relais Rel_2 seinen Anker an. Aufgrund dessen wird nun als Vergleichsspannung für die Triggerschaltung die Gesamtspannung an der Reihenschaltung der Dioden $D_1 + D_2$ und des Emittierwiderstandes von T_4 ($R_{13} R_{14}$) wirksam.



R_1	0,2 Ω	C_1	500 μ F 35 V
R_2	10 Ω	C_2	1000 μ F 25 V
R_3	5 k Ω	C_3	100 μ F 15 V
R_4	1 k Ω , linear	G_1	Graetz-Gleichrichter 25 V, 12 A
R_5	1 k Ω 1 W	G_2	B 60/C 600 Si
R_6	680 Ω	G_3	B 60/C 600 Si
R_7	10 k Ω	D_1	BZY 85/C 5 V 6
R_8	2 k Ω	D_2	BZY 85/C 5 V 6
R_9	820 Ω	D_3	BZY 85/C 18
R_{10}	15 k Ω	D_4	BZY 85/C 5 V 6
R_{11}	10 k Ω	D_5	BZY 85/C 10
R_{12}	3,3 k Ω	T_1	BC 140
R_{13}	250 Ω , linear	T_2	BC 140
R_{14}	250 Ω , linear	T_3	BC 140
R_{15}	1 k Ω	T_4	BC 107
R_{16}	1 k Ω	T_5	BC 107
R_{17}	10 k Ω	T_6	BC 107
R_{18}	Glimmlampen-Vorwiderstand		
A	Strommesser (Dreheisenmeßwerk, Meßbereich 10 A)		
V	Spannungsmesser (Drehspulmeßwerk, Meßbereich 20 V)		
Si_1	Sicherung 2 A		
Si_2	Sicherung 10 A		
Gl	Glimmlampe mit Vorwiderstand R_{18}		
La_1, La_2	Glühlämpchen 6,3 V		
Rel_1	Relais für 24 V mit 2 Umschaltkontakten (Belastbarkeit der Kontakte = 10 A)		
Rel_2	Klein-Relais für 24 V mit 1 Umschaltkontakt und 1 Ruhekontakt		
Tr	Kern M 102b 0,5 mm Luftspalt, wechselseitig geschichtet		
w_1	585 Windungen 0,65 CuL		
w_2	37 Windungen 2,0 CuL, Anzapfungen (im Schaltplan von unten) nach der 16., 17., 19., 21., 23., 25., 28., 31. und 34. Windung		
w_3	65 Windungen 0,4 CuL		
w_4	50 Windungen 0,4 CuL		

Die Dioden D_1 und D_2 sollen untereinander gleich und für eine Referenzspannung von 5,7 V ausgesucht sein.

Der Akkumulator, der jetzt geladen wird, hat seine Endspannung (ca. 8 V bzw. beim 12-V-Akkumulator ca. 16 V) vorerst noch nicht erreicht. Hierzu gehören für den Transistor T_5 der Sperrzustand und deshalb für den Transistor T_4 der Durchlaßzustand, der den Sperrzustand des Transistors T_3 bedingt. Der Anker des Relais Rel_1 ist daher nicht angezogen. Folglich bleibt der Collector-Stromkreis des Transistors T_1 noch unterbrochen.

Sobald der Akkumulator voll aufgeladen und so die Akkumulatorspannung von 8 V (bzw. 16 V) erreicht ist, wird (aufgrund eines entsprechenden einmaligen Abgleichs an den Widerständen R_{13} und R_{14}) der Transistor T_5 über den Widerstand R_{15} in den Durchlaßzustand versetzt.

Für einen 6-V-Akkumulator wird der Abgleich für das Umschalten mit dem Einstellwiderstand R_{13} vorgenommen. Das Relais Rel_2 ist dann in Ruhestellung und R_{14} durch den Kontakt τ_2 überbrückt. Bei Anschließen eines 12-V-Akkumulators zieht das Relais Rel_2 an, der Kontakt τ_2 öffnet und mit R_{14} kann der Umschaltpunkt für 16 V Klemmenspannung fixiert werden. Sowie der Transistor T_8 leitend wird, kippt die Triggerschaltung in den Zustand, in dem nun der Transistor T_4 sperrt.

Der Wegfall des zuvor den Widerstand R_9 durchfließenden Collectorstromes des Transistors T_4 bedeutet für den Transistor T_3 den Durchlaßzustand und deshalb das Anziehen des Ankers von Relais Rel_1 .

Jetzt wird der Akkumulator statt über den Gleichrichter G_1 über den Gleichrichter G_2 und den Transistor T_1 gespeist. Dessen Basis-Emitter-Spannung stellt man an R_1 so ein, daß nun ein Ladestrom von etwa 40 mA fließt.

Infolge der unterschiedlichen Werte der Collectorwiderstände der Transistoren T_4 und T_5 (Schmitt-Trigger), ändert sich beim Umschalten von Laden auf Frischhalte-Betrieb die Spannung am gemeinsamen Emitterwiderstand von vorher 2,3 V auf ca. 0,6 V. Die Automatik schaltet wieder zurück auf Laden, sobald die Akkumulatorspannung gegenüber der Ladeschlußspannung um ca. 1,7 V abgefallen ist.

Während des Ladens war das grün leuchtende Lämpchen La_1 eingeschaltet. Nun leuchtet das gelbe Lämpchen La_2 .

Aufgrund der Bemessung der Triggerschaltung kippt der Trigger erst dann in den zum Laden des Akkumulators gehörenden Zustand zurück, wenn die Akkumulator-Klemmenspannung auf 6,3 V bzw. 12,6 V abgesunken ist.

Die Trigger-Speisespannung wird durch die Diode D_3 und den Transistor T_2 auch bei Netzspannungsschwankungen auf ihrem Sollwert gehalten.

Die Übersetzungsverhältnisse des Netztransformators

Für die Eingangswicklung ist die Netzwechselspannung mit ihrem zeitlichen Sinusverlauf und ihrem Effektivwert maßgebend. Von der zum Laden dienenden Transformator-Ausgangsspannung kommt hingegen nicht der Effektivwert sondern ein zwischen dem Effektivwert und dem Scheitelwert liegender Wert zur Geltung. Demgemäß ist der Effektivwert der an der Wicklung w_2 auftretenden Spannung niedriger als der Wert der Klemmenspannung eines voll aufgeladenen 12-V-Akkumulators. Diesem Sachverhalt entsprechen die Transformator-Übersetzungsverhältnisse zwischen der Wicklung w_1 und den Teilen der Wicklung w_2 .

Die Instrumenten-Meßwerke

Als Spannungsmesser verwendet man zweckmäßigerweise ein Instrument mit Drehspul-Meßwerk wegen dessen niedrigem Eigenverbrauch, zumal hier allein die von einem solchen Instrument angezeigte Gleichspannung von Interesse ist.

Als Strommesser ist ein Dreheisen-Instrument zu empfehlen. Obwohl nämlich für das Laden des Akkumulators nur der arithmetische Mittelwert des Stromes, d. h. dessen Gleichstrom-Anteil, von Belang ist, erwärmt sich die Transformatorwicklung entsprechend dem Quadrat des Strom-Effektivwertes. Außerdem wird auch der Akkumulator beim Laden mit dem Effektivwert des Stromes und nicht nur mit dessen Gleichstrom-Anteil beansprucht.

Gleichspannungswandler für niedrige Speisespannung

Übersicht

Die Anwendung von thermo- und photoelektrischen Stromquellen scheitert oft an der niedrigen Ausgangsspannung dieser Bauteile, denn häufig kommt eine Reihenschaltung von vielen Elementen aus räumlichen und preislichen Gründen nicht in Frage.

So kann ein Silizium-Photoelement mit einer Fläche von $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ (Solarzelle) wenn es mit direktem Sonnenlicht bestrahlt wird, bei einer Spannung von rund 400 mV eine Leistung von ungefähr 40 mW abgeben. Diese Leistung ist für viele Zwecke ausreichend, jedoch benötigt man oft höhere Spannungen. Diese lassen sich dann z. B. aus zwei in Reihe geschalteten Solarzellen mit je etwa 4 cm^2 Fläche mit Hilfe eines Gleichspannungswandlers gewinnen.

Im folgenden wird ein solcher Gleichspannungswandler mit geringen Abmessungen und hohem Wirkungsgrad beschrieben.

Schaltung

Es handelt sich um einen Gegentakt-Sinus-Oszillator, dessen Transistoren im Schallerbetrieb arbeiten (Bild 1). Er ist so ausgelegt, daß er bereits bei der gegebenen niedrigen Eingangsspannung einen Wirkungsgrad von etwa 0,6 aufweist.

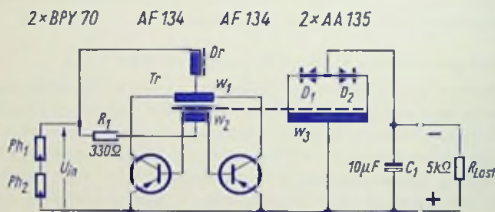


Bild 1

Wegen der niedrigen Eingangsspannung sind hier Germanium-Transistoren besonders günstig. Ihre Basis-Emitter-Spannungen sind kleiner als die der Silizium-Transistoren.

Mit der Drosselspule Dr wird ein weitgehend konstanter Strom erreicht, den die Spannung an der Rückkopplungswicklung w_2 wechselweise auf den einen und anderen Transistor umschaltet. Der aus der Induktivität der Wicklung w_3 und der hierzu wirksamen Schaltungskapazität bestehende Resonanzkreis hat eine Resonanzfrequenz von ungefähr 40 kHz . Die dort auftretende Wechselspannung wird mit den Dioden D_1 und D_2 gleichgerichtet. Zum Glätten der damit gewonnenen Gleichspannung dient der Kondensator C_1 .

Eigenschaften

Bei einer Eingangsspannung von 800 mV stellt die Schaltung an einen Lastwiderstand von $5\text{ k}\Omega$ eine Klemmenspannung von etwa 13 V zur Verfügung. Dabei beträgt der Wirkungsgrad 0,62.

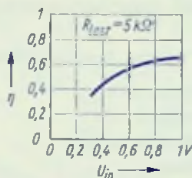


Bild 2

Bild 2 zeigt, wie der Wirkungsgrad mit der Eingangsspannung zusammenhängt, wenn der Ausgang mit $5\text{ k}\Omega$ belastet ist.

Transformator und Drosselspule

Für den Transformator wurde ein Siferrit-Schalenkern $18\varnothing \times 11$ ohne Luftspalt ($\Delta L = 2000$, Werkstoff 1100 N 22) gewählt, auf den eine weitere Schalenkern-Hälfte gleichen Typs für die Drosselspule aufgesetzt ist.

Es gelten folgende Wickeldaten

Transformator Tr

w_1 2×3 Windungen bifilar 0,5 CuL

w_2 2×1 Windung bifilar 0,2 CuL

w_3 2×70 Windungen bifilar 0,2 CuL

Drosselspule Dr

70 Windungen 0,3 CuL

Variante mit größeren Abmessungen

Kommt es nicht so sehr auf die geringen Abmessungen des Wandlers an, so kann die Schaltung mit Leistungstransistoren, die besonders kleine Restspannungswerte aufweisen, und mit größeren Ferrit-Schalenkernen — die einen kleineren Wicklungswiderstand ermöglichen — aufgebaut werden. Man kann so bei einer Eingangsspannung von 400 mV bereits Wirkungsgrade um 0,8 erreichen.

Lichtelektrisches Steuerelement BPX 28

Schaltung

Dieses lichtelektrische Steuerelement ist die Kombination eines Silizium-Photoelementes mit einer Transistor-Verstärkerstufe. Es stellt daher einen Lichtfühler dar, an dem eine hohe Ausgangsleistung zur Verfügung steht. Diese Leistung genügt zum Betreiben eines elektromagnetischen Relais.

Bild 1 zeigt die Innenschaltung mit den vier Anschlußpunkten

- B** Basis (über Photoelement)
- C** Collector des Transistors
- D** Diode, die als Freilaufdiode dient
- E** Emitter des Transistors

Den Anschluß E verbindet man normalerweise mit dem Minuspol der Speisespannung, legt

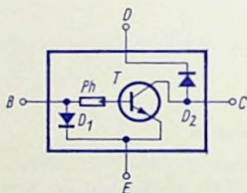


Bild 1

dazu den Anschluß B über einen solchen Vorwiderstand an den Pluspol der Speisespannung, daß sich hiermit ein Diodenstrom von ungefähr 1 mA ergibt, und schließt an

den Anschluß C den einen Pol des Lastwiderstandes (z. B. eines Relais), wobei der andere Pol dieses Bauelementes an den Pluspol der Speisespannung kommt.

Den Anschluß D verbindet man ebenfalls mit dem Pluspol der Speisespannung, wenn an den Anschluß C eine Relaiswicklung gelegt ist. Hiermit verhindert man das Auftreten von Abschalt-Überspannungen, wie sie sich sonst beim abrupten Unterbrechen der Beleuchtung des Photoelementes oder des Speisestromes (bei stark beleuchtetem Photoelement) ergeben könnten.

Die Durchlaßspannung, die an der Diode D_1 auftritt, dient als Vorspannung für die Basis-Emitter-Strecke des Transistors. Diese Vorspannung entspricht der Schwellenspannung des Transistors. Beide hängen von der Temperatur in derselben Weise ab. Deshalb kann sich die Spannung des beleuchteten Photoelementes auf den Collectorstrom des Transistors unabhängig von der Temperatur des Steuerelementes auswirken.

Aufbau

Das Steuerelement ist in einem TO 5-Gehäuse (DIN 5 A 3) mit licht- und infrarot-durchlässiger Front untergebracht. Dahinter befindet sich das Photoelement mit einer Fläche von 2 mm × 2 mm (Außenabmessungen).

Bild 2 veranschaulicht den Aufbau. Der Transistor ist mit seinem Collector auf den Gehäuseboden aufgelötet. Als Dioden D_1 und D_2 dienen die Collector-Basis-Strecken von Transistor-Systemen gleicher Art.

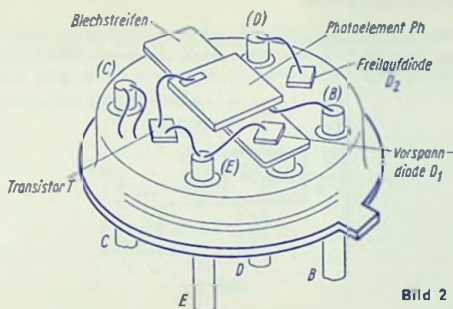


Bild 2

Kennwerte und Kennlinien

Die Kennwerte und die Kennlinien (Bild 4) gelten für 25°C Umgebungstemperatur und einen Wert des über den Anschluß B fließenden Stromes von 1 mA. Außerdem liegt den Kennwerten α und t_T sowie der angefügten Tabelle eine Collector-Emitter-Spannung von 3 V zugrunde.

Lichtempfindliche Fläche	A	3,25 mm ²		
Beleuchtungsstärke-Empfindlichkeit	μ	6,5 μ A/Lux		
Anstiegszeit (I_C von 0 mA bis 50 mA)	t_T	2 μ s		
Beleuchtungsstärke	0	100	1000	10 000 Lux
Collectorstrom	< 60 nA	> 0,6 mA	> 7 mA	> 65 mA

Bild 3 zeigt das Empfindlichkeits-Spektrum, d. h. den relativen Collectorstromwert als Funktion der Wellenlänge der einwirkenden Strahlung.

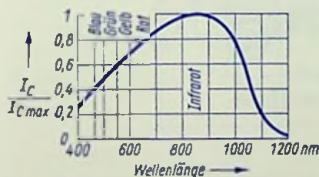


Bild 3

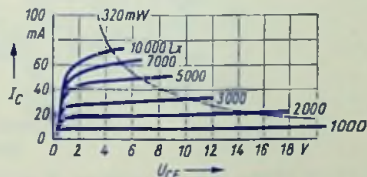


Bild 4

Die Beziehung zwischen Collectorstrom und Collector-Emitter-Spannung ist in Bild 4 für mehrere Beleuchtungsstärken aufgetragen. Diesem Bild liegt das Licht einer Wolframdraht-Glühlampe mit einer Farbtemperatur von 2850°K zugrunde.

Schaltungen mit dem lichtelektrischen Steuerelement BPX 28

Empfänger für Lichtschranken

Die einfachste Möglichkeit, einen solchen Empfänger aufzubauen, besteht darin, daß man das Steuerelement BPX 28 mit einem Widerstand und einem Relais ergänzt (Bild 1).

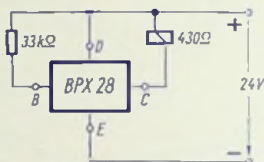


Bild 1

Wegen der hohen Empfindlichkeit im Infrarotbereich eignet sich das Steuerelement BPX 28 besonders gut für Lichtschranken mit unsichtbaren Infrarotstrahlen.

Licht- bzw. Strahlungs-Empfänger hoher Empfindlichkeit mit Kippschaltung

Kombiniert man das Steuerelement BPX 28 mit einem Schmitt-Trigger und einem Relais, so erhält man z. B. eine Schaltung wie sie in Bild 2 dargestellt ist. Parallel zum Relais liegt hier eine gesonderte Freilaufdiode, weil die im Steuerelement enthaltene Diode (Anschlußpunkt D) hierfür nicht verwendet werden kann. Diese Diode bietet jedoch die zusätzliche Möglichkeit, den Schmitt-Trigger wahlweise außer Funktion zu setzen: Werden

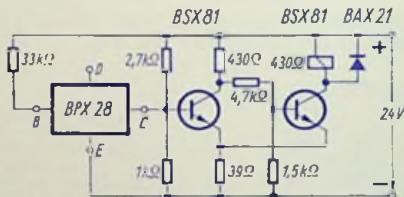


Bild 2

die Steuerelement-Anschlüsse D und E miteinander verbunden (z. B. über einen Relaiskontakt oder über einen durchgeschalteten Transistor), so verbleibt der Schmitt-Trigger auch bei Beleuchtung des Steuerelementes in dem der fehlenden Beleuchtung zugeordneten Zustand. Herrscht hingegen am Anschluß D gegen den Anschluß E die (positive) Speisespannung, so arbeitet die Schaltung wie bei frei gelassenem Anschluß D.

Die Schaltung nach Bild 2 ist wegen ihres Kippverhaltens auch bei langsamen (schleichen- den) Änderungen der Beleuchtungsstärke, also z. B. als Dämmerungsschalter bzw. als Feuerwarngerät, verwendbar.

Empfänger für modulierte Strahlung und Strahlungs-Impulse

Das Steuerelement BPX 28 ist wegen seiner hohen Infrarot-Emplindlichkeit auch für Infrarot-Lichtsprechgeräte gut geeignet.

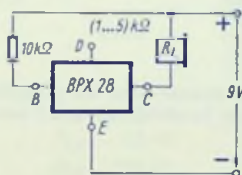


Bild 3

Die Bilder 3 und 4 veranschaulichen Schaltungen solcher Empfänger für ein Überbrücken geringer (Bild 3) und größerer Entfernungen (Bild 4).

Den Klirrgrad hält man bei der hier zweckmäßigen Amplitudenmodulation niedrig, indem man die Strahlung um einen mittleren Wert beidseitig moduliert. Damit wird auf der Empfängerseite A-Betrieb erreicht.

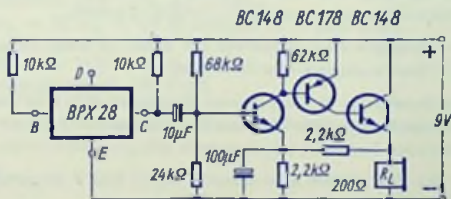


Bild 4

Für ein Übertragen von codierten Signalen (z. B. von Morsesignalen) arbeitet man hin- gegen so, daß der Sender nur die Signale ausstrahlt, daß in den zwischen den Signal- Impulsen liegenden Zeitspannen also keine Leistung ausgestrahlt wird.

Verwendet man auf der Senderseite als Strahler eine GaAs-Lumineszenz-Diode, so kann ein Frequenzband von (0...150) kHz übertragen werden.

Die Anordnung nach Bild 5 läßt sich auch zum rückwirkungsfreien Koppeln ausnutzen. Man erreicht dabei im Steuerelement BPX 28 Collectorstrom-Änderungen, die etwa das

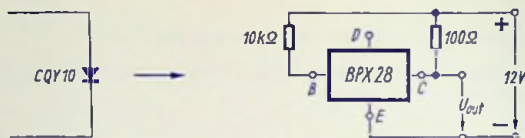


Bild 5

0,4fache der Änderungen des Stromes durch die GaAs-Diode CQY 10 betragen. Die Anstiegs- und Abfallzeiten in der Schaltung nach Bild 5 betragen etwa 2,5 μ s.

Infrarot-Schranke mit selektivem Empfänger

Mit dem Verwenden von Infrarot-Strahlung bleibt der Strahl der Lichtschranke auch bei völliger Dunkelheit unsichtbar.

Als Strahlenquelle dient die GaAs-Lumineszenz-Diode CQY 10, die von einem 50-kHz-Sinusgenerator gespeist wird. Im Empfänger wird das 50-kHz-Signal selektiv verstärkt. Die Anordnung ist damit unempfindlich gegen Fremdstrahlung. Als Empfänger kommt das lichtelektrische Steuerelement BPX 28 in Betracht. Nur bei extrem starkem Fremdstrahlungs-Einfall verwendet man statt dessen eine Schaltung aus diskreten Bauelementen, die eine Gleichstrom-Gegenkopplung (R_6 , C_2 in Bild 7) enthält.

Bild 6 zeigt die Senderschaltung. Es handelt sich dabei um einen einfachen Sinus-Oszillator, der an 24 V Gleichspannung betrieben wird.

Die Schaltung des ebenfalls an 24 V betriebenen Empfängers ist in Bild 7 so dargestellt, daß der Schaltplan sowohl für das lichtelektrische Steuerelement BPX 28 wie auch für die aus diskreten Bauelementen bestehende Eingangsstufe gilt.

Bei Verwenden des BPX 28 hat man lediglich die in Bild 7 eingetragenen Anschluß-Bezeichnungen zu beachten.

Der mit C_3 überbrückte Widerstand R_7 begrenzt den Collectorstrom des Transistors T_2 . Der aus C_4 und L bestehende Resonanzkreis ist auf 50 kHz abgestimmt. Mit der aus der Wechsellspannung an der Diode D_3 gewonnenen Gleichspannung wird der mit den Transistoren T_3 und T_4 bestückte Schmitt-Trigger angesteuert. Wird der Infrarotstrahl unterbrochen, so fällt das Relais ab.

Bei geeigneten optischen Systemen auf der Sende- und Empfangs-Seite können hiermit Entfernungen bis zu ungefähr 50 m überbrückt werden.

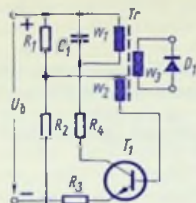


Bild 6

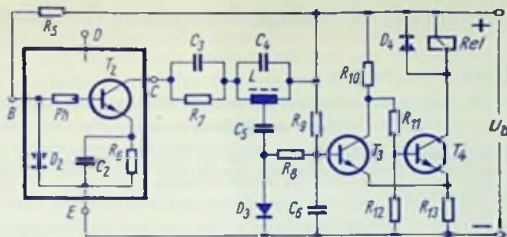


Bild 7

R_1	12 kΩ	R_{11}	5,1 kΩ	D_1	CQY 10
R_2	1,5 kΩ	R_{12}	1,1 kΩ	D_2	1N 4154
R_3	620 Ω	R_{13}	120 Ω	D_3	1N 4154
R_4	200 Ω			D_4	1N 4154
R_5	24 kΩ	C_1	10 nF	T_1	BC 237B
R_6	5,1 kΩ	C_2	1 μF	T_2	BC 239B
R_7	1,2 kΩ	C_3	100 nF	T_3	BC 237B
R_8	7,5 kΩ	C_4	10 nF	T_4	BC 237B
R_9	56 kΩ	C_5	10 nF	Ph	BPY 79
R_{10}	1,3 kΩ	C_6	15 nF	Rcl	1,1 kΩ

T7 Siferit-Schalenkern $14\varnothing \times 8$, $d_L = 160$
 $w_1 = 79$, $w_2 = 20$, $w_3 = 4,5$ Windungen $10 \times 0,05$ CuLS

L Siferrit-Schalenkern 11 Ø x 7, $A_L = 160$
2 x 39 Windungen 10 x 0,05 CuLS

Bei Verwenden des lichtelektrischen Steuerelementes BPX 28 für den in Bild 7 dick umrandeten Schaltungssteil fallen weg:

 Ph, D_2, C_2, T_2, R_6

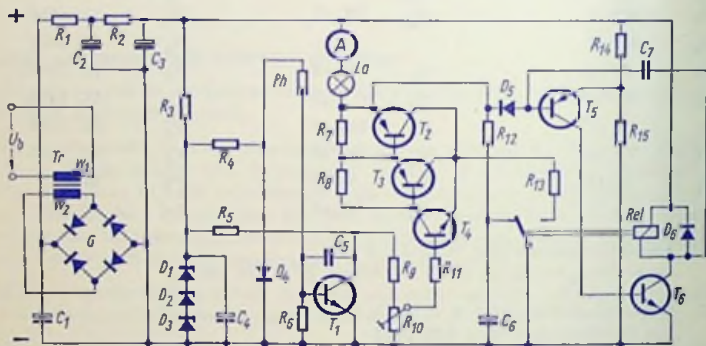
Netzgerät mit Helligkeitsregelung für Halogen-Lampe

Zweck und Prinzip

Das Netzgerät wurde als Spannungsquelle für eine 30 V/200 W-Halogen-Lampe entwickelt, die zum Messen von photoelektrischen Bauelementen bei konstanter Helligkeit dient. Da bei einem Regeln mit Thyristor-Phasenanschnittsteuerung die Gefahr von Störungen der Meßgeräte besteht, wurde eine Proportionalregelung für den Lampen-Gleichstrom gewählt.

Aufbau der Schaltung

Die Schaltung (Bild) besteht aus einem Netztransformator, einem Brückengleichrichter, einer Siebkette, einer einstellbaren Konstantstromschaltung (Transistoren T_2 , T_3 , T_4), einem Silizium-Photoelement mit Verstärkerslufe (Transistor T_1) und einer Anlaßschaltung (Transistoren T_5 , T_6 sowie Relais).



Funktion

Im Betriebsfall ist der Anker des Relais angezogen und deshalb der Widerstand R_{13} an den Minuspol der Gleichspannung angeschlossen. Dabei wird der Lampenstrom von der Differenz der am Widerstand R_{10} (gegen den Minuspol) abgegriffenen Spannung und der Spannung am Widerstand R_{13} bestimmt. Bei Erhöhen der am Widerstand R_{10} abgegriffenen Spannung nimmt der Lampenstrom zu.

Die Helligkeit der Lampe wird mit dem Photoelement Ph überwacht. Sinkt dessen Beleuchtung, so nimmt die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 ab. Damit geht der Wert seines Collectorstromes zurück. Die Folge ist ein Ansteigen der Collector-Emitter-Spannung und deshalb auch der am Widerstand R_{10} abgegriffenen Spannung. Das bewirkt eine Zunahme des Lampenstromes.

Beim Einschalten der Lampe würde in der Betriebsschaltung (R_{13} am Minuspol) mit dem Anfangs-Lampenstrom und der noch geringen Lampenspannung die höchstzulässige Verlustleistung des Transistors T_2 weit überschritten. Deshalb läßt man den Lampenstrom zunächst — statt durch den Transistor T_2 — durch den Widerstand R_{12} fließen. Wenn die Lampenspannung einen höheren Wert erreicht hat, werden die Transistoren T_5 und T_6 durchgeschaltet. Das Relais zieht an und die Regelschaltung ist damit in Aktion.

Mit den Dioden D_1 , D_2 , D_3 wird die Speisespannung der Verstärkerstufe (T_1) konstant gehalten. Die Diode D_4 sorgt für die passende Basis-Emitter-Vorspannung von T_1 . Gleichzeitig verhindert sie den Einfluß von Temperaturschwankungen auf die Funktion dieses Transistors, denn ihre hier ausgenutzte Schwellenspannung hat etwa denselben Temperaturgang wie die Basis-Emitter-Schwellenspannung des Transistors T_1 .

Die Diode D_5 schützt die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_5 vor zu hohen Sperrspannungen. Die Diode D_6 verhindert (als Freilaufdiode) das Auftreten von Abschalt-Überspannungen an der Relaiswicklung und damit am Collector von T_6 .

Der Kondensator C_7 führt das Kippverhalten der die Transistoren T_5 und T_6 enthaltenden Schaltung herbei.

Schaltteilliste

R_1	0,1 Ω	R_{14}	4,7 k Ω	D_4	BAX 20
R_2	0,1 Ω	R_{15}	2,2 k Ω	D_5	BAX 20
R_3	2 k Ω	C_1	2000 μ F	D_6	BAX 20
R_4	18 k Ω	C_2	2000 μ F	T_1	BC 237B
R_5	10 k Ω	C_3	2000 μ F	T_2	AUY 28
R_6	9,1 k Ω	C_4	100 μ F	T_3	AC 188K
R_7	4,7 Ω	C_5	5,6 nF	T_4	BC 237B
R_8	100 Ω	C_6	100 μ F	T_5	BC 177
R_9	10 k Ω	C_7	2,2 nF	T_6	BC 237B
R_{10}	10 k Ω , linear				
R_{11}	18 k Ω	D_1	BZY 85/C 6 V 2	P_h	BPY 79
R_{12}	1,3 Ω 8 W	D_2	BZY 85/C 6 V 2	G	4xSi 11 E*)
R_{13}	0,12 Ω 6 W	D_3	BZY 85/C 6 V 2	R_{cl}	600 Ω
La	Halogen-Lampe 30 V; 6,6 A				
Tr	Kern EI 150 a wechselseitig geschichtet				
	w_1	710 Windungen	1 CuL (220 V Netzspannung)		
	w_2	120 Windungen	2,5 CuL		

*) zu beziehen von: AEG-TELEFUNKEN, Fachbereich Leistungshalbleiter, 4785 Belecke

Automatischer Parklichtschalter für Kraftfahrzeuge

Übersicht

Die hier beschriebene Schaltung eines automatischen Parklichtschalters enthält einen Photowiderstand als Lichtfühler, einen Schmitt-Trigger, mit dem sich auch bei schleichenden Helligkeits-Änderungen eindeutige Schaltzustände ergeben, und einen als Schalter dienenden End-Transistor.

Die Schaltung und ihre Funktion

Das Bild zeigt die Schaltung des Parklichtschalters. Der Photowiderstand Ph bildet mit dem Einstellwiderstand R_1 einen Spannungsteiler. Mit R_1 kann die für das Einschalten des Parklichts nötige Beleuchtungsstärke des Photowiderstandes gewählt werden.

Bei starker Beleuchtung des Photowiderstandes ist dessen Widerstand klein. Das bedeutet für den Transistor T_1 eine Basis-Emitter-Spannung, die diesen Transistor durchschaltet. Dadurch befindet sich der Transistor T_2 im Sperrzustand. Mit ihm ist der End-Transistor T_3 ebenfalls gesperrt.

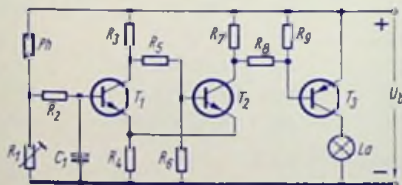
Mit abnehmender Beleuchtungsstärke des Photowiderstandes nimmt dessen Widerstand zu und damit die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 ab. Der Strom, der T_1 und die Widerstände R_3 und R_4 durchfließt wird kleiner, und der Transistor T_2 beginnt zu leiten. Die Rückkopplung über den gemeinsamen Emitter-Widerstand R_4 unterstützt diesen Vorgang so lange, bis schließlich T_1 völlig gesperrt und T_2 völlig leitend ist.

Gemeinsam mit T_2 ist der Transistor T_3 ebenfalls durchgeschaltet, und die Glühlampe L liegt nun an der um die Restspannung des Transistors T_3 verminderten Speisespannung U_B . Bei wiederansteigender Helligkeit soll das Parklicht erst bei einer etwas höheren Beleuchtungsstärke abgeschaltet werden als zum Einschalten erforderlich ist. Dies wird durch die unsymmetrische Ausführung des Schmitt-Triggers erreicht. Mit dem vor die Basis von T_1 geschalteten RC -Glied (R_2, C_1) wird eine Ansprech-Verzögerung erreicht, die verhindert, daß kurzzeitiges Beleuchten des Photowiderstandes — etwa durch die Scheinwerfer von vorbeifahrenden Kraftfahrzeugen — das Parklicht ausschaltet.

Unterster Wert der das Einschalten bewirkenden Beleuchtungsstärke
Zulässiger Batterie-Spannungsbereich

20 Lux

9 V ... 15 V



R_1	10 k Ω , linear	R_5	3,9 k Ω	R_9	200 Ω	T_2	BC 148
R_2	2,4 k Ω	R_6	6,8 k Ω	C_1	500 μ F	T_3	AC 117
R_3	2 k Ω	R_7	3 k Ω	Ph	LDR 03	La	12 V, 1,8 W
R_4	130 Ω	R_8	620 Ω	T_1	BC 148		

Elektronischer Drehzahlmesser für Benzinmotoren

Übersicht

Grundlage dieser Drehzahlmessung bilden die Zündimpulse, deren Pulsfrequenz der Drehzahl (U/min) proportional ist: z. B. bedeuten 50 Hz Pulsfrequenz und damit 3000 Impulse je Minute

bei Zylinderzahl		1	2	3	4	6
für Zweitakter	U/min	3000	1500	1000		
für Viertakter	U/min	6000	3000		1500	1000

Eine von den Zündimpulsen gesteuerte monostabile Kippschaltung liefert hier je Zündimpuls über einen Ausgangswiderstand von $560\ \Omega$ einen Impuls mit einer konstanten Amplitude von rund 6 V und einer konstanten Dauer von ungefähr 3,5 ms.

An dieser Impulsspannung liegt die Reihenschaltung eines Einstellwiderstandes mit der Parallelschaltung eines Drehspul-Instruments mit einem Elektrolytkondensator.

Um Einflüsse der Batteriespannungs-Schwankungen zu unterbinden, ist die an der Drehzahlmesser-Schaltung liegende Speisespannung mit einer Z-Diode und einem Vorwiderstand stabilisiert.

Die Schaltung und ihre Funktion

In den Impulspausen ist der Transistor T_1 aufgrund der mit dem Basisspannungsteiler R_3 , D_1 und R_4 gegebenen Basis-Emitter-Spannung durchgeschaltet.

Da die Collector-Emitter-Restspannung hierbei weniger als 100 mV beträgt, ist der galvanisch angekoppelte Transistor T_2 sicher gesperrt.

Der Kondensator C_2 wird deshalb mit seinem im Schaltplan rechts eingetragenen Belag gegen dessen anderen Belag positiv aufgeladen.

Ein Sprung der Spannung des Punktes E gegen den Minuspol von einem niedrigen auf einen höheren Wert ändert an diesem Zustand nichts. Springt diese Spannung aber von einem höheren auf einen niedrigeren Wert, so wird hiermit über den Kondensator C_1 der Transistor T_1 gesperrt.

Damit wird gleichzeitig der Transistor T_2 durchgeschaltet. Über T_2 wird nun der vorher positiv aufgeladene Belag des Kondensators C_2 an den Minuspol der Speisespannung gelegt. Da sich die Spannung am Kondensator nicht sprunghaft ändern kann, entsteht so am linken Belag von C_2 — der mit der Diode D_1 verbunden ist — eine negative Spannung, die das Sperren des Transistors T_1 über den Zeitpunkt hinaus bewirkt, in dem der Sprung der Eingangsspannung beendet ist.

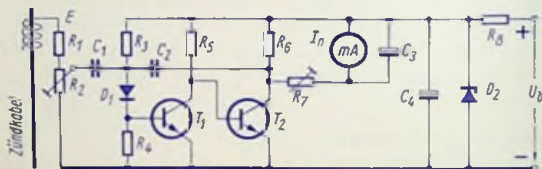
Anschließend kann sich der Kondensator C_2 entladen, weil er mit seinem im Schaltplan links eingetragenen Belag über R_3 an den Pluspol der Speisespannung angeschlossen ist. An sein Entladen schließt sich ein entgegengesetztes Aufladen an, bis der linke Belag von C_2 eine Spannung gegen den Minuspol der Speisespannung erreicht hat, die gleich der Summe der Schleusenspannungen der Diode D_1 und der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 ist. Damit wird T_1 wieder leitend und T_2 gesperrt.

Die Zeit, während der der Transistor T_2 durchgeschaltet bleibt, ist mit ungefähr $0,7 \cdot C_2 \cdot R_3$ gegeben.

Zum Übertragen der Impulse vom Zündkabel auf die Schaltung genügt ein dreimal um dieses Kabel gewickelter und auf ihm mit Isolierband befestigter Draht.

Das Drehspul-Instrument I_n zeigt den Mittelwert der aus der Impulsspannung folgenden Stromimpulse an. Der Kondensator C_3 hat die Aufgabe, die Mittelwert-Anzeige auch bei niedrigen Drehzahlen ohne störende Schwankungen des Zeigerausschlags zu sichern. Am Widerstand R_2 stellt man die Amplitude der den Transistor T_1 sperrenden Impulse so ein, daß die Schaltung über den gesamten zu erfassenden Drehzahlbereich zuverlässig arbeitet. Der Einstellwiderstand R_7 dient zum Eichen der Instrumenten-Anzeige.

Die Diode D_1 schützt die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 gegen das Einwirken unzulässig hoher negativer Spannungen.



Für eine Batterie-Nennspannung $U_b = 12 \text{ V}$ und einen Vierzylinder-Viertaktmotor gelten:

R_1	51 k Ω	R_7	5 k Ω , linear	D_1	BA 147
R_2	50 k Ω , linear	R_8	270 Ω	D_2	BZY 85/C 6 V 2
R_3	51 k Ω	C_1	1 nF	T_1	BC 148
R_4	39 k Ω	C_2	0,1 μF	T_2	BC 148
R_5	10 k Ω	C_3	25 μF	I_n	1 mA, 280 Ω
R_6	560 Ω	C_4	100 μF		

Technische Daten

Zulässiger Batterie-Spannungsbereich	9 V ... 15 V
Instrumenten-Vollauschlag bei	etwa 200 Hz \approx 6000 $\frac{\text{U}}{\text{min}}$
Maximale Eingangsfrequenz (theoretisch)	227 Hz \approx 8000 $\frac{\text{U}}{\text{min}}$
Maximale Anzeigefehler im Temperaturbereich (-20 ... +55) °C (bezogen auf +20 °C)	$\pm 5\%$

Motor-Zündschaltung mit Thyristor

Übersicht

In einer mit Thyristor arbeitenden Zündschaltung wird die zum Zünden benötigte Energie in einem Kondensator gespeichert, den man dann jeweils über die Eingangswicklung der Zündspule entlädt. Eine solche Zündschaltung besteht aus

- einem Gleichspannungswandler, der beispielsweise (wie im vorliegenden Fall) eine Batteriespannung von (9 ... 15) V in eine Gleichspannung von (250 ... 350) V wandelt,
- einem Speicherkondensator, der jeweils auf diese Spannung aufgeladen wird,
- einem Thyristor, der den Entladestromkreis schließt,
- einer Zündspule, deren Eingangswicklung vom Entladestrom des Speicherkondensators durchflossen wird und
- einer Schaltung, die beim Öffnen des Unterbrecherkontaktes einen Triggerimpuls für den Thyristor liefert.

Die Schaltung und ihre Funktion

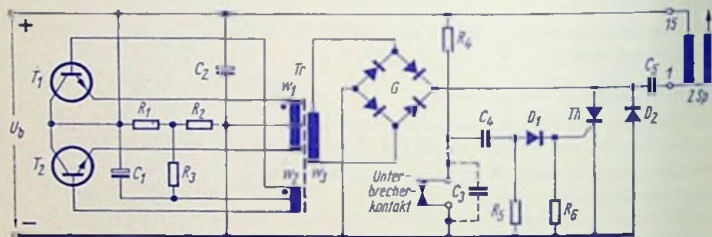
Der Gegentakt-Gleichspannungswandler enthält in seinem Ausgang einen Brückengleichrichter, über den der Speicherkondensator C_5 aufgeladen wird (siehe Schaltplan).

Der Unterbrecherkontakt, der ihn überbrückende Kondensator C_3 und die Zündspule $ZS\ p$ sind Bauelemente der bisher üblichen Zündung, bei der die Zündenergie als Magnetfeld der Zündspule gespeichert wurde und der Unterbrecherkontakt zum Schalten des Zündspulenstromes diente. Der Kondensator C_3 kann bei der Zündschaltung mit Thyristor entfallen, darf aber darin auch belassen werden.

Bei geschlossenem Unterbrecherkontakt ist der Thyristor Th gesperrt. Der Speicherkondensator C_5 wird aufgeladen. Über den Widerstand R_4 und den geschlossenen Unterbrecherkontakt fließt ein Strom.

Wird der Unterbrecherkontakt geöffnet, so tritt (gegebenenfalls Hand in Hand mit dem sehr kurz dauernden Aufladen des Kondensators C_3) am Unterbrecher eine Spannung auf, wobei der Spannungsanstieg im wesentlichen durch das Produkt $(R_4 + R_6) \cdot C_4$ bestimmt ist. Es ergibt sich durch die Diode D_1 ein Strom, von dem ein Teil als Thyristor-Starterstrom den Thyristor durchschaltet. Damit ist der Entladestromkreis des Speicherkondensators geschlossen. Beim erneuten Schließen des Unterbrecherkontaktes kann sich der Kondensator C_4 nur über R_5 entladen. Die dabei wirksame Entladezeitkonstante $(R_5 \cdot C_4 \approx 1\text{ ms})$ bildet einen Schutz gegen die Folgen des Kontaktprallens beim Aufsetzen der Unterbrecherkontakte (etwa 0,1 ms), weil die Ladung des Kondensators während der kritischen Zeit nur unwesentlich abnimmt. Der Entladestrom des Speicherkondensators C_5 durchfließt den Thyristor, die Batterie (von deren Minuspol nach deren Pluspol) und die Eingangswicklung der Zündspule. Dabei ergibt sich an dieser Eingangswicklung ein Spannungssprung, dessen Höhe mit der Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers gegeben ist. Dieser Spannungssprung wird in der Zündspule von deren Eingangswicklung auf die Ausgangswicklung transformiert. Von ihr wird ein Teil der ursprünglich im Speicherkondensator C_5 enthaltenen Energie für das Zünden verbraucht. Der nach verbleibende Energie-Anteil steckt

im Zündspulen-Magnetfeld, das beim Entladen des Speicherkondensators entstand. Dieses Magnetfeld baut sich anschließend ab. Dabei werden die Eingangswicklung der Zündspule und der Thyristor von einem abklingenden Strom durchflossen. Dieser Strom ist für den Kondensator ein Ladestrom, der den Kondensator mit entgegengesetzter Polung wie zuvor auflädt. Wenn der Strom bis auf den Haltestromwert des Thyristors abgesunken ist, sperrt der Thyristor. Jetzt ist für den Kondensator ein Entladestromweg über die Zündspulen-Eingangswicklung, die Batterie und die Diode D_2 gegeben. Mit dem Entladestrom baut sich von neuem ein Zündspulen-Magnetfeld auf, das den Strom als neuerlichen Kondensator-Ladestrom noch weiterfließen läßt, nachdem sich der Kondensator entladen hat. Damit wird der Kondensator mit der Polung geladen, die derjenigen der Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers entspricht. Dieser Strom unterstützt somit das vom Gleichspannungswandler bewirkte Laden des Speicherkondensators.



Für einen Sollwert der Batteriespannung von 12 V gelten folgende Werte:

R_1	360 Ω	C_1	50 μF 15 V	D_1	BAY 86
R_2	33 Ω	C_2	1000 μF 15 V	D_2	Si D 01 K*)
R_3	10 Ω	C_3	(0,1 ... 0,3) μF	T_1	BDY 34
R_4	39 Ω 4 W	C_4	1 μF	T_2	BDY 34
R_5	1 k Ω	C_5	2 μF 400 V	Th	T 6 N 400*)
R_6	100 Ω			G	4 x BAY 89
Tr	Schnittbandkern SM 55				
	w_1	2 x 49 Windungen 0,8 CuL			
	w_2	2 x 65 Windungen 0,2 CuL			
	w_3	1020 Windungen 0,28 CuL			

Technische Daten

Batteriespannungsbereich (zulässig)

Umgebungstemperaturbereich

Frequenz des Gleichspannungswandlers

Strom aus Batterie bei stillstehendem Motor

Ausgangsspannung je nach Batteriespannung

9 V ... 15 V

- 20°C ... + 70°C

etwa 100 Hz

etwa 0,5 A

etwa 21 kV ... 29 kV

*) zu beziehen von: AEG-TELEFUNKEN, Fachbereich Leistungshalbleiter, 4785 Belecke

Impulsgeber für den Scheibenwischer

Übersicht

Es ist oft zweckmäßig, den Scheibenwischer in kürzeren oder längeren Zeitabständen zweimal wischen zu lassen. Dies kann mit Hilfe der nachstehend beschriebenen astabilen Kippschaltung erreicht werden.

Die Kippschaltung wird so ausgelegt, daß sie den Scheibenwischermotor jeweils für zweimaliges Wischen mit einer einstellbaren Pausenzeit an die Batterie legt.

Die astabile Kippschaltung

Bild 1 zeigt den Schaltplan. Die Schaltung enthält einen pnp-Transistor und einen npn-Transistor sowie ein Relais, dessen Kontakt als Schalter für den Scheibenwischermotor dient. Die Ströme, die die Collector-Emitter-Strecken beider Transistoren durchfließen, gehen gemeinsam durch die Wicklung des Relais.

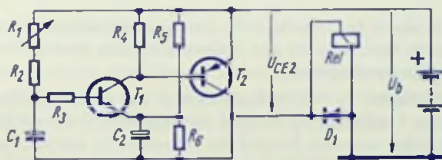


Bild 1

Schalteilliste für 12 V Speisespannung

R_1	500 k Ω linear	R_5	1,2 k Ω	D_1	BAX 20
R_2	10 k Ω	R_6	330 Ω	T_1	BC 148 B
R_3	330 Ω	C_1	250 μ F	T_2	BC 177
R_4	1,2 k Ω	C_2	10 μ F	Rel	100 Ω

Da es sich hier um zwei komplementäre Transistoren handelt, sind diese wechselweise gemeinsam gesperrt oder gemeinsam durchgeschaltet.

Funktion der Schaltung

Bei Anlegen der Batteriespannung an die Kippschaltung bleiben beide Transistoren zuerst noch gesperrt: Solange der Kondensator C_1 nicht genügend aufgeladen ist, fehlt die den Transistor T_1 durchschaltende Basis-Emitter-Spannung.

Mit den in der Schalteilliste für den Betrieb an einer 12-V-Batterie angegebenen Werten ergibt sich für C_1 — je nach dem Wert der Widerstands-Summe von R_1 und R_2 — eine Auflade-Zeitkonstante von etwa 2,5 s ... 130 s.

Dagegen ist die für das Aufladen des Kondensators C_2 geltende Zeitkonstante sehr klein, so daß C_2 für das Berechnen der Periodenzeiten vernachlässigt werden kann. Der Kondensator C_2 ist in die Schaltung nur als Schutz gegen die aus dem Gesamt-Stromnetz der Fahrzeugbatterie herrührenden Stromimpulse eingefügt.

Entsprechend dem Widerstandsverhältnis der als Spannungsteiler wirkenden Widerstände R_5 und R_6 ist der Kondensator C_2 kurz nach dem Einschalten auf 2,6 V aufgeladen. Der Stromdurchgang durch den Transistor T_1 beginnt erst, wenn die Spannung am Kondensator C_1 diese 2,6 V um die Schleusenspannung der Basis-Emitter-Diode des Transistors T_1 überstiegen, d. h. etwa $2,6 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 3,3 \text{ V}$ erreicht hat. Die 3,3 V liegen weit unter der 12-V-Endspannung. Daher darf man hier noch mit einem zeitproportionalen Spannungs-Anstieg rechnen. Demgemäß erhält man für die Zeitspanne, die vom Einschaltpunkt bis zum Erreichen der 3,3 V am Kondensator C_1 verstreicht

$$\frac{(2,5 \dots 130) \text{ s} \cdot 3,3}{12} \approx 0,7 \text{ s} \dots 36 \text{ s}$$

Sobald der Collectorstrom des Transistors T_1 einsetzt, ergibt sich mit der dann am Widerstand R_4 auftretenden Spannung für den Transistor T_2 eine Basis-Emitter-Spannung, die auch diesen Transistor durchschaltet.

Jetzt tritt an dem Transistor T_2 — und damit auch an der übrigen Schaltung — nur noch die Restspannung des Transistors T_2 auf. Der im Augenblick noch auf 3,3 V aufgeladene Kondensator C_1 hält den leitenden Zustand des Transistors T_1 und mit ihm den des Transistors T_2 vorerst aufrecht.

Das Entladen des Kondensators C_1 geht im wesentlichen über den Basis-Vorwiderstand R_3 vor sich. Wenn dadurch die Basis-Emitter-Spannung von T_1 wieder unter etwa 0,7 V abgesunken ist, wird der Transistor T_1 gesperrt, was auch das Sperren des Transistors T_2 bewirkt. Als Folge davon fällt der Relaisanker ab.

Mit dem Sperren des Transistors T_2 nimmt die Spannung U_{CE2} wieder den Wert der Batteriespannung U_b an. Deshalb beginnt das Nachladen der Kondensatoren.

Die Diode D_1 als Freilaufdiode verhindert Überspannungen beim Sperren der Transistoren.

Am Widerstand R_1 wird die Pausenzeit eingestellt. Die Länge des Startimpulses wird ebenfalls von der Kapazität des Kondensators C_1 , jedoch kaum von den Werten der Widerstände R_1 und R_2 , sondern in erster Linie vom Wert des Basis-Vorwiderstandes R_3 bestimmt. Höherer Wert dieses Widerstandes ergibt längere Einschaltdauer.

Technische Daten

Batteriespannungsbereich (zulässig)

9 V ... 15 V

Pausenzeit

einstellbar 2 s ... 30 s

Impulsdauer

etwa 1,4 s

Richtungs- und Warn-Blink-Steuerschaltung

Übersicht

Die Steuerschaltung enthält eine astabile Kippschaltung und ein hiermit betätigtes Relais.

Diese Schaltung ist so ausgelegt und angeschlossen, daß sie nur dann periodisch kippt, wenn über wenigstens eine Glühlampe der Blinkleuchten eine Verbindung mit der Masse und deshalb mit dem Minuspol der Batterie hergestellt ist. Das trifft zu bei eingeschalteter Zündung und betätigtem Richtungsblinkschalter oder bei gezogenem Warnblinkschalter.

Ein weiteres Relais zeigt den Ausfall einer Blinkleuchte durch Abschalten der Blinkkontroll-Glühlampe an.

Die Schaltung und ihre Funktion

Der konventionell geschaltete Multivibrator ist mit den Transistoren T_1 und T_2 bestückt. Die Dioden D_1 und D_2 dienen zum Schutz der Basis-Emitter-Sperrschichten der Transistoren: Sie verhindern den Durchbruch der Basis-Emitter-Dioden.

Sind beide Blinkschalter in Ruhestellung — wie im Schaltplan (Bild) gezeichnet —, so wird mit dem Einschalten der Zündung die Blinkrelais-Schaltung mit dem Pluspol der Batterie verbunden. Aufgrund dessen liegen dann

- die Reihenschaltung der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 mit dessen Collectorwiderstand R_1 und
- der Basis-Spannungsteiler des Transistors T_1 (nämlich R_5 , R_4 , D_1 und R_2) an der Batteriespannung.

Damit ist der Transistor T_1 durchgeschaltet. Der Transistor T_2 erhält keine negative Basis-Emitter-Spannung und ist daher gesperrt.

Der Kondensator C_2 liegt zwischen dem Minuspol der Batteriespannung — über den geringen Widerstand der Relaiswicklung Rel_1 — und einem Abgriff des Basis-Spannungsteilers des Transistors T_1 . Demgemäß wird C_2 so aufgeladen, daß sein im Bild links eingetragener Kondensatorbelag eine positive Ladung erhält. Erst nach dem Betätigen des Richtungsblinkschalters wird auch der Basis-Spannungsteiler des Transistors T_2 (nämlich R_3 , R_6 , D_2 und R_7) über die jeweils eingeschalteten Blinkleuchten (gemeinsam mit dem Widerstand R_8) an die Batteriespannung gelegt.

Das geschieht ebenfalls, wenn der Warnblinkschalter betätigt wird, denn er übernimmt die Funktion des Zündschlosses und des Richtungsblinkschalters in beiden Stellungen gleichzeitig.

Ist der im Schaltplan oben gezeigte Anschluß des Widerstandes R_3 auf diese Weise an den Minuspol der Batterie gelegt, so endet der Sperrzustand des Transistors T_2 . Mit dem Übergang von T_2 in den Durchlaßzustand geht gleichzeitig ein sprunghafter Wechsel des Transistors T_1 vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand vorstatten. Das Absinken der Collector-Emitter-Spannung des Transistors T_2 überträgt sich nämlich über den Kondensator C_2 auf die Basis des Transistors T_1 , was dessen Übergang in den Sperrzustand beschleunigt. Die Rückwirkung über den Kondensator C_1 auf die Basis des Transistors T_2 unterstützt dessen Übergang in den Durchlaßzustand.

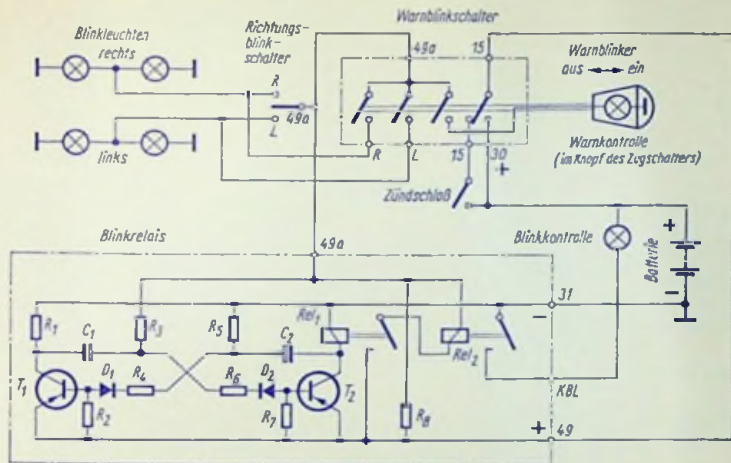
Bei durchgeschaltetem Transistor T_2 wird das Relais Rel_1 erregt. Mit dem nun geschlossenen Kontakt von Rel_1 ist die Wicklung des Relais Rel_2 parallel zu dem Widerstand R_4 geschaltet.

Die Wicklung des Relais Rel_2 hat einen sehr kleinen Widerstand, so daß die eingeschalteten Blinkleuchten praktisch an der Batteriespannung liegen. Die eingeschalteten Blinkleuchten sind daher sofort nach Betätigen des Richtungsblinkschalters bzw. nach Ziehen des Warnblinkschalters hell.

Bei durchgeschaltetem Transistor T_2 ergibt sich für den Kondensator C_2 ein Entladestrom über diesen Transistor und den Widerstand R_5 . Ist das damit gegebene Entladen des Kondensators genügend weit fortgeschritten, so ergibt sich für den Transistor T_1 wieder eine Basis-Emitter-Spannung, die dessen Sperrzustand beendet. Inzwischen hatte sich der Kondensator C_1 über den Widerstand R_1 gegen den Abgriff des Basis-Spannungsteilers des Transistors T_2 (negativ) aufgeladen.

Mit dem Beenden des Sperrzustandes des Transistors T_1 sinkt der Betrag seiner Collector-Emitter-Spannung ab. Diese Spannungsänderung wirkt sich über den Kondensator C_1 auf die Basis des Transistors T_2 derart aus, daß dessen Collectorstrom abnimmt. Die über C_2 gegebene Rückwirkung auf die Basis des Transistors T_1 beschleunigt dessen Durchschalten. Somit ergeben sich der Wechsel vom Durchschalt- in den Sperrzustand des Transistors T_2 und der damit verbundene Wechsel vom Sperr- in den Durchschaltzustand des Transistors T_1 als Kippen der Schaltung. Hiermit ist der Glühlampenstrom unterbrochen, bis die Schaltung nach entsprechendem Entladen des Kondensators C_1 in den entgegengesetzten Zustand kippt.

Die Wicklung des Relais Rel_2 ist so bemessen, daß es seinen Anker nur anzieht, wenn wenigstens zwei Glühlampen der Blinkleuchten gleichzeitig von Strom durchflossen werden. Die Blinkkontrollampe leuchtet deshalb nur auf, wenn die Blinkleuchten vorn und hinten am Wagen in Ordnung sind.



Für eine Batterie-Nennspannung von 12 V gelten:

R_1	220 Ω 1 W	R_6	1,1 k Ω	D_1	BA 147
R_2	3,3 k Ω	R_7	3,3 k Ω	D_2	BA 147
R_3	4,7 k Ω	R_8	910 Ω	T_1	BC 177
R_4	470 Ω	C_1	100 μF	T_2	BC 177
R_5	8,2 k Ω	C_2	100 μF		
Rel_1	100 Ω z. B. Kaco RA 19 100 S/1				
Rel_2	0,028 Ω z. B. Kaco RA 100 S/1 mit 20 Windungen 0,8 CuL				

Technische Daten

Batteriespannungsbereich (zulässig)	9 V ... 15 V
Umgebungstemperaturbereich	- 25°C ... + 55°C
Blinkfrequenz*)	(90 \pm 15) min ⁻¹
Hellzeit*)	(0,25 \pm 0,05) s

*) Diese Daten gelten für die vorstehend angegebenen Bereiche der Batteriespannung und der Umgebungstemperatur.

Stichwörter-Verzeichnis

TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I... V

Römische Ziffern geben den Band, arabische Ziffern die Seite an.

- A-Betrieb I/310
- AB-Betrieb I/310
- Abgebbare Rauschleistung. II/77, 78
- Abgegebene Leistung III/64
- Abgeschirmte Fassung I/206
- Abgleich
 - der AM-Zf-Kreise . II/155, 156, 157
 - der FM-Zf-Kreise . II/155, 156, 158
 - des Ratio-Detektors II/155, 156, 158
 - von Bandfiltern I/151
 - von Oszillator
 - und Vorkreis ... II/155, 157, 158
- Abgleichverfahren
 - für Rundfunkempfänger ... II/154
- Ablenkeinheiten
 - für FS-Bildröhren IV/169
 - der Lochmasken-Farb-
 - FS-Bildröhre IV/95
- Ablenkschaltung mit Lochmasken-
 - Farb-FS-Bildröhre IV/75
- Ablenkschaltungen, vertikal,
 - mit PL 805 V/186
- Abmessung der Kühlbleche
 - für Leistungs-Transistoren . V/34
- Abrunden IV/7
- Abschirmkappe IV/95
- Abschirmung, magnetische .. IV/95
- Absolute Bandbreite I/145
 - Grenzdaten IV/46
- Absoluter Betrag II/15
 - Pegel I/9
 - Wert II/15
- Absorptions-Frequenzmesser III/186
- Abstimm-Anzeigeröhre EM 800 V/291
- Abstimm-Diode
 - im UHF-Verstärker V/191
 - im VHF-Tuner V/195
- Abstrohlen
 - der Höhen I/170
 - der Tiefen I/166
- Abtastsysteme, Schaltungen . II/106
- Abweichung, mittlere III/35
 - Standard- III/35
- AC 129 im Kleinempfänger .. III/291
- AC 160, rauscharmer
 - Nf-Transistor IV/260
- Achromatisch IV/95
- Achtermikrophone II/101
- Achterspule IV/95
- AD 138/50 in Vertikal-Ablenk-
 - schaltung IV/165
- AD 152 in Gegentakt-B-
 - Verstärker IV/267
- AD 152 und AD 155 in
 - Nf-Verstärker-Schaltungen V/238
- Additionsverfahren V/169
- Additive Farbmischung .. IV/62, 106
- Additive Mischung I/276
- Admittanz-Matrix III/21
- Äquiband-Demodulator IV/96
- Äquivalente
 - Eingangs-Rauschleistung .. III/154
 - π -Schaltung II/146
 - Rauschleistung der Antenne II/82
 - Schichtdicke I/104
- Äquivalenter
 - Rauschleitwert III/151
 - Rauschvierpol III/125, 126, 135, 149
 - Rausch-
 - widerstand III/126, 137, 141, 151
 - unkorrelierter
 - Rauschleitwert . III/126, 138, 143
- Äquivalentspannung III/133
- Äquivalenz III/89

Äußere Induktivität	I/95	Anordnen der Röhren	I/205
Steilheit	III/115	Anormales Glimmen	II/172
Wärme-Zeitkonstante	V/44	Anschieben von Gleichungen	III/52
Äußerer lichtelektrischer		Antenne	
Effekt	III/236	-Ankopplung	I/130, II/235
Äußeres Produkt		-Anschlußwiderstand	I/128
zweier Vektoren	II/24	-Breitband-	
AF 128 in Kleinempfänger ...	III/291	zusammenschaltung	I/127
Aktive Zweipole	III/63	-Höhe, effektive	III/111
Aktiver Vierpol	I/35, 54, 214	künstliche	II/154
Zweipol	III/98, 104	-Nachbildung	III/169
Aktivität des Quarzes	I/334	-Physik	I/124
Allgemeiner Vierpol	I/35, 45	-Rauschleistung	II/81
Allglasröhren	I/202	-Rauschtemperatur	II/80
Alphabet, deutsch	II/8	-Schmalbandzusammen-	
griechisch	II/7	schaltung	I/127
Alternierender Burst	IV/96	-Strahlungswiderstand	I/128
AM-Empfänger		-Überhöhung	I/129, 158
mit Transistoren	III/273, 283	-Ursprung	III/111
Amerikanische		Antennenverstärker	
Abkürzungen	I/59	mit ECC 8100	IV/128
Drahtlehren	II/26	für Kanal 8	IV/128
Einheiten	I/89	für VHF mit ECC 2000	IV/134
Standardreihen	II/10	Antivalenz	III/89
AM-FM-Zf-Verstärker mit		Anzeigeröhre EAM 86	III/182
Si-Transistoren	V/205	EM 87	III/188, 191, 194
AM-Unterdrückung	I/297	EM 800	V/291
AM-Zf-Kreise abgleichen	II/155, 157	Anziehungskraft	II/41
Anfangs-Halbglied	IV/20	Aperiodische Kopplung	II/224
Angebotene Leistung	II/81	Aperiodische Parallelresonanz-	
Anheizzeit, messen	V/48	schaltung	I/335
normierte	V/48	Aperiodische Schaltung	I/335
Anheizzeiten der		Arbeitseinheiten	I/91
Elektronenröhre	V/45	Arbeitsfläche	II/105
Anlaufbereich	II/198	Arbeitsfrequenz	III/322
Annäherungsschalter		Arbeitsfrequenzbereich	II/123
mit ZC 1010	V/303	Arbeitsfrequenz des Quarzes	I/335
Anode	I/203	Arbeitsinhalt	
Anodenbasis-Schaltung	I/217, 291	des Magnetfeldes	II/36
Anodeninduktivität	II/142	Arbeitskennlinien und	
Anoden-Neutralisation	I/291	Gegentaketrieb	I/314
Anodenruhestrom-Streuung,		Arbeitskontakte	III/72
reduzierte	II/134	Arbeitspunkt-Stabilisierung	IV/128
Anodenstrom stabilisieren	II/132, 135	Arbeitspunktverlagerung ...	II/269
-Mittelwert und -Hub	III/198	Argument	II/56, IV/11

Arithmetischer Mittelwert ...	II/17
der Meßwerte	III/29
Arithmetisches Mittel	II/16
Assoziatives Gesetz	III/89
Astigmatismus	IV/169
Atmosphärisches Rauschen ..	II/80
Aufbau des Stereo-Multiplex-Signals	IV/222
Aufgenommene Leistung	III/64
Aufgespeicherte Arbeit und Blindleistung	II/38
Aufreden	IV/7
Aufsprechverstärker, Frequenzgang einstellen ..	II/111
Auftaststufe im Burst-Verstärker	IV/77
Aufzeichnungswellenlänge ..	II/108
Auge, helladaptiertes	IV/50
Augenblickswert	II/56
Augenblickswerte als Funktion der Zeit	II/54
des durchlaufenden Winkels	II/54
Ausfransen der Farben	IV/96
Ausgangs-Element	III/73
-Impedanz	II/124
-Kurzschlußresonanz	II/142
-Leitwert	I/44
-Leitwert, Imaginärteil	II/150, 153
-Widerstand	I/44, III/99, 106
Ausgangsleistung	V/262
Ausgangs-Impedanzwandler für Stereo-Decoder	IV/252
Ausgangsübertrager	
Drehdurchmesser	I/177
Eintakt-Endstufe	I/178
Eisenquerschnitt	I/174
Ersatzschaltung	I/174
Felddicke-Scheitelwert ...	I/174
für Transistoren	I/359
Gegentakt-Endstufe	I/179
Querinduktivität	I/174
Streuinduktivitäten	I/178
Wicklungsausführung	I/178
Windungszahl	I/176, 177

Ausgangsverstärker für Farbträger-Generator .	V/159, 161
Ausräumfaktor	IV/311, 312
Ausräumstrom	IV/312
Ausschaltfaktor	IV/312
Aussteuerung und Frequenzgang	II/111
Aussteuerungsanzeiger	III/317
Austasten der Störungen	III/213
Austrittsarbeit	III/91
Automatische Gittervorspannung	II/132
Automatischer Parklichtschalter	V/350
Automatisches Ladegerät ...	V/336
available gain	III/110
Avalanche Effekt	III/251
AVC-Spannung	II/262
BA 101 im UHF-Tuner	III/263
BA 173 in Zweidioden-Klemmschaltung	V/133
Bahnwiderstand	III/254, 263
Ballaströhre	IV/96
Ballast-Triode	V/137
Bandbreite ..I/117, 145, 154, 246, 293	
Bandbreite der Zf-Filter	III/285
Bandfilter für Zf	
Aufbau und Abgleich ..	I/151, 157
Kernstellung	I/152
mehrkreisige	I/157
Regelbarkeit der Bandbreite	I/152
Schaltungen	I/151
Selektionskurven	I/155
Spulen, Wickelsinn	I/152
Stufenverstärkung	I/295
Teilspeule	I/152
Übertragungseigenschaften	I/153
Werte	I/160, 162
zweikreisige	I/153
Bandfluß, permanenter magnetischer .	II/113
Bandfluß-Frequenzgang, Normen	II/108
Bandpaß	IV/19

Bandsperrre	IV/19	und Phase im	
Bandtypen	II/116	Smith-Diagramm	II/45
Bandverschachtelung	IV/96	Betriebsspannung beruhigen	II/241
Bandwellenlänge	II/108	Betriebsspannungen für	
Basis-Emitter-Gleichspannungs-		Oszillographen-Röhren ...	I/322
Einstellung	V/25	Bezugsfrequenz	II/113
Basis- und Emitterschaltung,		Bezugspegel	II/113
Vergleich	II/247	Bezugsphase	IV/96
Basisschaltung	I/351	Bezugspunkt für Spannungen	III/57
Basis-Spannungsteiler ..	V/26, 29, 30	BF 311 in Zf-Endstufe	V/117
Basis-Vorwiderstand ...	V/25, 28, 30	Biegerquarze	I/330
Baß-Reflex	I/168	Bild, monochromes	IV/119
BAX 26		Bildrauschen	II/68
im Hf-Meßgleichrichter	V/220	Bildwandler-Röhren,	
B-Betrieb	I/310	Hochspannungsquelle	V/308
Begrenzungswiderstand	II/184	Binär-Äquivalent	III/90
Begriffe der Fehlerrechnung ..	III/29	Binäres System	I/33
physikalischen Größe	III/52	Binärzahl/Dezimalzahl	I/34
Bel	I/7	Binomial Koeffizienten	I/28
Belasteter Vierpol	I/41, 44	Binomische Reihe	I/27
Beleuchtungsstärke	I/199	Blasse Farbe	IV/96
Belichtung	I/199	Blasse und satte Farben	IV/54
Berechnen		Blau-Durchgang	IV/96
Ausgangsübertrager ...	I/174, 179	Blauquer-Einstellung	IV/96
des Regelspannungs-		Blau-Schiebemagnet	IV/97
bedarfes	II/138	Blausignal	IV/97
eines Senders	I/247	Blaustatik	IV/97
Gegenkopplung	I/234	Blaustrahl	IV/97
Netztransformator	I/185	Blausystem	IV/97
Reaktanz-Kettenfiltern	IV/24	Blechschnitte 1/177, 184, 192, 193, 194,	
Transistor Nf-Verstärker ..	I/373	195, 360	
Zf-Verstärker	II/253	Blindanteil	II/61
Bernoullische Ungleichung ..	II/14	Blindleistung	II/38, 66
Beruhigung		Blindröhre	I/221
der Betriebsspannung	II/241	Blindwiderstand	II/48
Besselfunktionen	IV/11	Blockschaltpläne der	
Besselsche		Farb-FS-Empfänger	IV/70
Differentialgleichung	IV/14	Bogenentladung	II/172
Bestwert	III/29	Bogenmaß 0°...4,9°	III/12
Betrag	II/15	0'...50'	III/13
absoluter	II/15	Boosterdiode	II/165
einer komplexen Zahl	II/15	Boatstrap-Schaltung	V/33
einer reellen Zahl	II/15	Boucherot-Glied	IV/269
eines Vektors	II/15	BPX 28, lichtelektrisches	
Grundregeln für das Rechnen	II/15	Steuerelement	V/342

Breitband-Antennenverstärker für FS-Bereich III	IV/129	Cosinus-Winkelfunktionen ..	V/7
Breitbandverstärker für VHF mit EC 8020	IV/141	Cotangens-Winkelfunktionen	V/10
für VHF mit ECC 2000	IV/138	Cross-Color	IV/99, V/92
Bremsgitter-Neutralisation ..	I/290	Cyan	IV/99
Brenner	I/202		
Brennspannung	II/172	Dämpfungsdekrement	I/145
Briggssche Logarithmen	III/15	Dämpfungsfaktor I/144, 155, V/263, 264	
Brückenschaltung von Schaltkontakten	III/87	Dämpfungskonstante	II/94
Brückenschaltungen in selbst- schwingender Mischstufe	I/284, 287	Dämpfungsmaß	IV/21
Burst	IV/76, 97	Dämpfungs-pol-Frequenzen ..	IV/19
alternierender	IV/96, 98	Dämpfung von Leitungen ...	I/108
-Komponenten	IV/98	Daten für Hi-Fi-Nf-Verstärker	V/262
-Spektrum	V/107	der Nf-Signalquellen .	III/106
-Verstärker mit Auftaststufe	IV/77	dB	I/7
Buttler-Schaltung	I/336	D-Betrieb	I/311
		Decoder (Farb-FS)	IV/99
Candela	I/199	Decoder (Stereo)	IV/235
Carcinofon	I/244	-Abgleich	IV/254
Cascodeschaltung, Anodenstrom stabilisieren	II/135	-Arbeitsverfahren	IV/237
Cauchy-Schwarzsche Ungleichung	II/14	mit Pilotspannungs- verstärkung	IV/244
$c_{\text{F/a}}$ -Rückwirkung	I/294	nach Schalter-Verfahren ..	IV/249
Charakteristische Gleichung .	V/13	nach Zeit-Multiplex- Verfahren	IV/249
Chroma	IV/98	mit 19-kHz-Oszillator	IV/242
-Verstärker	IV/98	Deckfarben	IV/68
Chrominanz	IV/98	Deckungsfehler	IV/99
-Signal	IV/98	systematische	IV/125
-Verstärker	IV/98	Definitionsgleichung	IV/14
Coder	IV/98	Dehnungsfaktor	II/95
Collector	I/351	Dekalsockel	IV/149
-Diode	II/197	Dematrix	IV/99
-Dioden-Sperrstrom ..	II/201, 202	Demodulationskennlinie	II/262
Colorkiller	IV/99	Demodulator und Regelschaltung	III/279
Colpittsschaltung	I/254, III/267	Demodulator-Schaltung	III/287
Composite-Signal	IV/222	Demodulator, selbstbegrenzend	V/172
controlled heater warm-up time	V/48	Determinante Begriff	I/57
Cosinus -Potenzen	III/11	Rechenregeln	I/58
-Verlauf	II/55	Rechnung	I/55
		umformen	III/67

Deutsches Alphabet	II/8	Doppelindizes an Zählpeilen	III/56
Dezibel	I/7	Dappelleitungen	
Dezibel-Neper-Tafel	I/12	Arten	I/106, 109
Dezimaläquivalent	III/90	Induktivität	I/96
Dezimalzahl/Binärzahl	I/34	Kapazität	I/113
Dezimal- und Dual-Zahlen ..	V/49	Leitungsdämpfung	I/108
Dickenscherschwinger	I/331	Wellenwiderstand	I/106
Dielektrikum	I/147	Doppelspielband	II/118
Differentialgleichung,		Doppelspur	II/118
Besselsche	IV/14	Doppeltriode ECC 8100	
Differentialgleichungen,		im Antennenverstärker	IV/128
homogene	V/13	Doppelverstimmung	I/144
lineare	V/13	Doppelweggleichrichter	I/181
Differentialoperationen	II/19	Doppler-Effekt	I/173
Differentialquotient	I/16	Drahtantenne	I/129
Differentialrechnung	I/16	Drahtdurchmesser	I/177
Differentiationsregeln	I/16	Drahtlehren	II/26
Differentiation von Vektoren	II/25	Drahtringe, Induktivität	I/97
Differentieller Phasenfehler .	IV/99	Drahttabelle	I/196, 197, 361
Differenz-Signal	IV/222	Drehkupplungen	II/98
Differenzvektor	II/23	Drehzahlmesser,	
Digitale Datenverarbeitung,		elektronischer	V/351
Grundsaltungen	V/68	Drei-dB-Leistungsteiler	III/156
Digitalschaltungen,		Dreiecksglied	IV/19
monolithisch integriert	V/74	Dreifaches Vektorprodukt ...	II/25
Dimensionierung rauscharmer		Dreipol, vollständige	
Transistorstufen	V/234	Leitwert-Matrix	III/21
DIN-Bezugsbänder	II/113	Dreipunktschaltung	I/269
-Reihen	II/10, 11	Dreischenkelkern	I/182
Diode-Abstimmung		Drosselkupplungen	II/97
beim UKW-Tuner	V/201	Drosseln, Näherungsformeln	I/98
Diodegleichrichter	I/352	Drossel ohne Eisenkern ...	I/99, 100
Dipol		Druckeinheiten	I/91
Ganzwellen-	I/125	Drucktechnik, Zi-Verstärker in	V/112
Halbwellen-	I/124	DTL-Schaltungsart	V/76
Halbwellenfalt-	I/124	DTLZ-Schaltungsart	V/77
Dipolspannung und		Dual- und Dezimal-Zahlen ..	V/49
Feldstärke	III/111	Durchbruch-Mechanismus	III/251
Direkt geheizte Kathoden ...	I/202	Durchbruch-Spannung	II/199, III/252
Direktor	I/127	Durchlaßbereich	IV/19, 21
Disjunktion	III/89	für Transistor als Schalter .	IV/308
Disjunktive Normalform	III/89	Durchlaßdämpfung	IV/21
Diskret-Veränderliche	III/34	Durchlaß-Frequenzbereich ..	IV/19
Distributives Gesetz	III/89	Durchlaßkurve, Europa-Norm	I/121
Dominierende Wellenlänge .	IV/99	Durchmesser von Drähten	I/196, 197

Durchschnittlicher Fehler	III/31	Eichen des Rauschmeß-	
Durchstimmbarer		verstärkers	III/157
Zwischenkreis	II/224	Eichoszillator für 100 kHz	III/271
D-Verstärker	V/265	für 1 MHz	III/268
-Arten	V/265	Eigenkapazität von Spulen	I/102
-Bezeichnungen	V/265	Eigenrauschen	
, lineare	V/266	des Meßverstärkers	III/157
Dynamische		Eigenresonanz	
Kapazitätsänderungen		des Lautsprechers	I/168
und deren Kompensation	I/301	Eigenstreufeld	II/130
Konvergenz-Korrektur	IV/99	Eigentlicher Sperrbereich	II/199
Phasenfehler	IV/80	Eigenwelle von Spulen	I/102
Dynoden	III/234	Eigenwerte	V/13
EAM 86, Anzeigeröhre	III/182	Eindringtiefe	I/104
EBU	IV/227	Einfache Verstimmung	I/144
EC 8010 im Kleinsender	V/219	Einfluß des Tangensfehlers	III/199
EC 8020 im VHF-Breitband-		Einfügungs-Leistungs-	
verstärker	IV/141	verstärkung	III/110
EC 8020		Eingangs-Admittanz bei Regel-	
im Frequenzverdreifacher	V/213	röhren, Kompensation von	
im Verstärker	V/212	Änderungen	IV/198
ECC 808 im Stereo-		Eingangselement	III/73
Vorverstärker	IV/255	Eingangs	
ECC 2000		-Impedanz	II/123
im VHF-Antennenverstärker	IV/134	-Kurzschlußresonanz	
im VHF-Breitbandverstärker	IV/138	der Röhre	II/141
ECC 8100		-Leistung, rauschäquivalente	II/72
Im Antennenverstärker	IV/128	-Schaltungen	
ECH 84		für 400, 1000 MHz	II/141
in Impuls-Abtrennschaltung	III/207	-Scheinwiderstand	V/264
in Sinus-Generator-		-Symmetrieverhältnis	II/124
schaltung	III/214	Eingangskreise	I/161
ECL 86 als NF-Verstärker	III/224	Eingangsleitwert	I/41, 211
ECO-Schaltung	I/254	Eingangsrauschleistung,	
ECTL-Schaltungsart	V/79	äquivalente	III/154
EF 184 im Farb-Differenz-		Eingangsschaltung	
signal-Verstärker	V/126	mit Transistor	I/351
Effektive Antennenhöhe	III/111	Eingangsstufe	III/313
Rauschzahl	II/82	Eingangsstufe beim	
Effektivstrom der Kathode	III/161	Farbträger-Generator	V/157
Effektivwert	II/17, 56	Eingangsüberhöhung	I/129
Effektivwert-Diskriminator	IV/190	Eingangswiderstand	I/41, V/31
Effektivwertzeiger	II/60	Eingangswiderstände	
EI-Blechschnitte	I/177, 192, 193, 360	von Leitungen	I/110
		Eingangswindungszahl	I/176

Eingeschränkte Nennwert-	
Grenzdaten	IV/47
Einheitengleichungen	III/55
Einheit, imaginäre	II/60
Einheiten	
Arbeit	1/91
Beleuchtungsstärke	I/200, 201
Druck	1/91
Kraft	1/90
Leistung	1/90
Leuchtdichte	1/199, 201
Lichtstärke	1/199
Lichtstrom	1/199
Raumwinkel	1/200
Einheitshyperbel	I/13
Einheitskreis	I/13
Einkanal-Nf-Verstärker	III/224
Einsattelung	1/154
Einschalt-Zeitkonstante	IV/312
Einströmung	1/214, III/101
Eintakt-A-Endstufe ..	V/236, 238, 239
5W, gleitender Arbeitspunkt	V/239
3,5 W Gegentakt-A-Endstufe	V/241
Eintakt auf Gegentakt,	
Übergang	II/278
Eintakt-Endstufe	I/178, 304
Eintakt-Gleichspannungs-	
wandler	III/329
Eintaktschaltanordnung	III/74
Einteilungen, logarithmische .	II/9
Einweggleichrichter	I/181, 190
Einzelkreis-Stufenverstärkung	1/293
Einzelwert	III/38, 39
Eisenkern mit Luftspalt	I/93, 175
Eisenlose Nf-Verstärker	V/244
Vertikal-Ablenk-	
schaltung	V/180
Eisenquerschnitt	1/174
Eisenweglänge	1/176
Elektrische Antenne	1/129
Elektrisch idealer Schalter ..	V/276
Elektrische Verzögerungs-	
leitung	V/99
Elektroakustische Eigenschaften	
der Magnettonbänder	II/117

Elektrochemische	
Spannungsreihe	III/92
Elektron	
im elektrischen und	
magnetischen Feld	1/132
im magnetischen	
Wechselfeld	1/140, 142
im stationären	
Magnetfeld	1/136, 138
Elektronenbahn	1/134, 137
Elektronenbewegung	1/135, 138
Elektronenröhren,	
Anheizzeiten	V/45
Aufbau	1/202
Steilheit	III/113
Elektronische	
Admittanz	III/133, 134, 148
Bandbreite	1/246
Kapazität	III/134
Sicherung	V/323
Elektronischer	
Drehzahlmesser	V/351
Elektrothermische	
Spannungsreihe	III/92
Element	
einer Schaltanordnung	III/73
Elliptische Schrift	II/105
EM 87, Anzeigeröhre	III/188, 191, 194
EM 800, Anzeige-Röhre	V/291
Emissionsschicht	1/202
Emission, thermisch	II/172
Emitter	1/351
-Basisschaltung, Vergleich .	II/247
-Diode	II/197
-Diodensperrstrom	II/202
Empfänger für	
modulierte Strahlung	V/345
Strahlungs-Impulse	V/345
Empfangsantennen	1/124
Empfindlichkeit	III/237
Empfindlichkeits-	
verteilung	III/238
End-Halbglied	IV/20, 33
Endstufe in Vertikal-Ablenk-	
schaltung	IV/167

Endstufen		
Eintakt-	I/304, III/224	
Gegentakt-	I/314	
Endstufen mit		
Komplementär-Transistoren	V/251	
Komplementär-Transistoren in der Treiberstufe	V/244	
Endstufen von		
PDM-Verstärkern	V/271	
„end-to-end“-Bauweise	I/261	
Englische		
Abkürzungen	I/59	
Drahtlehren	II/26	
Einheiten	I/89	
Entdämpfen des Mischstufen- eingangs	I/274	
Ent-Ionisierungszeit	II/182	
Entkopplungswiderstand	II/262	
Entladung, selbständig	II/171	
unselbständig	II/171	
Entladungsstrecke, Zonen	II/172	
Entmagnetisieren		
von Farbbildröhren	V/152	
Entmagnetisierungswicklung .	IV/100	
Entsättigte Farbe	IV/100	
Entwurf von		
Gleichspannungswandlern	III/322	
Entzerren im Wiedergabe- verstärker	II/110	
Entzerrung bei Magneton- aufnahme und -wiedergabe	II/108	
Envelope-Verfahren	IV/237	
Erde, Nachbildung	III/169	
Ersatzspannungs- quelle	III/99, 102, 103, 104	
Ersatz- stromquelle ..	III/101, 102, 103, 105	
Erster Kirchhoffscher Satz	III/60	
Erwartungswert	III/35, 38, 39	
estimates	III/34	
„et“	II/60	
Europäische FS-Form	I/121	
E-Winkel	II/98	
Exemplarstreuungen	II/178, 205	
Exklusives Oder	III/89	
expectation	III/35	
Exponentialtrichter	I/169	
Fachausdrücke zur		
Physik und		
Technik der Halbleiter	II/298	
Technik des Farbfernsehens	IV/95	
Faktor j	I/24	
Fakultäten	I/28	
Fallzeit	IV/310	
Faltdrahtbrenner	I/203	
Farbabschalter	IV/100	
Farbart	IV/51, 53, 101	
-Demodulator	IV/101	
-Dreieck	IV/59	
-Flimmern	IV/101	
-Gleichrichter	IV/101	
-Kennzeichen	IV/51	
-Koordinaten	IV/101	
-Modulation	IV/101	
reele	IV/57	
-Tafel	IV/56, 102	
-Verstärker	IV/102	
Farbarten, virtuelle	IV/57	
Farbart-Signal	IV/101, V/90	
Imaginärteil	IV/113	
komplexes	IV/114	
Komponenten	IV/114	
konjugiert komplexes	IV/115	
bei PAL	V/90	
Realteil	IV/123	
Farbauszug	IV/102	
Farbauszugs-Signal	IV/102	
Farbbalken-Generator	IV/102	
-Muster	IV/102	
Farb-Bildröhre	IV/102	
Farb-Bildröhren,		
Entmagnetisierung	V/152	
Farbbild-Signal	IV/102	
-Gemisch	IV/103	
Farbbild-Wiedergaberöhre .	IV/103	
Farbcode,		
allgemein	II/28	
für Kondensatoren	II/30	
für Widerstände	II/29	

Farbcoder	IV/103	Farbphosphor	IV/106
Farb		Farbrauschen	IV/106
-Deckung	IV/103	Farbreinheit	IV/107
-Deckungsfehler	IV/103	Farbreinheits-Magnet	IV/107
-Decoder	IV/103	Farbreiz	IV/51, 107
-Demodulator	IV/103	Farbsättigung	IV/51, 107
Farb-Differenzsignale	IV/92, 103	Farbsättigungsgrad	IV/107
reduzierte	IV/123	Farbsaum	IV/107
transformierte	IV/126	Farbschwelle	IV/108
Farb-Differenzsignal-		Farbsignal	IV/108
Steuerung	IV/93	Farbsperre	IV/108
Verstärker	V/126	-Verstärker	IV/108
Farbdreieck	IV/52, 104	Farbstreifen-	
Farbe	IV/105	Generator	IV/108, V/163
blasse	IV/54, 96	Forb-Synchronisier-Signal ..	IV/108
entsättigte	IV/100	Farbtafel	IV/57
gebrochene	IV/60, 111	Farblon	IV/51, 108
Farben, Ausfransen	IV/96	Farbtongleiche Wellenlänge	IV/108
Farbenpaar	IV/105	Farbträger	IV/109, V/88
Farbfernsehen		-Offset	IV/109
Fachausdrücke	IV/95	-Unterdrückung	IV/109
Farbträger-Regenerator ..	V/106	-Versatz	IV/110
Hochspannungskaskade ...	V/146	Farbträger-Frequenz	
Klemmen in FS-Empfängern	V/130	bei NTSC	V/91
Klemmschaltung	V/128	bei PAL	V/88
Zf-Endstufe	V/117	Farbträger-Generator	V/157
Zf-Verstärker in Drucktechnik	V/112	Farbträger-Regeneratoren ..	IV/76
Zweiododen-Klemmschaltung	V/133	mit drei Transistoren	IV/86
Farbfernseh-Verfahren		mit Röhrenbestückung	IV/89
sequentielle	IV/124	Farbträger-Regenerator,	
simultane	IV/125	passiver	V/106
Farb-Hilfsträger	IV/105, V/88	Farbtripel	IV/110
Farbiges Rauschen	II/67	Farb-Übersprechen	IV/110
Farb		Farbvalenz	IV/51, 110
-Information	IV/106	Farbvektor	IV/51, 110
-Koordinaten	IV/106	Farbwahrnehmung	
Farbleuchtstoff	IV/106	und Hellempfindlichkeit ...	IV/50
Farblichtstrahlung	IV/106	und Licht	IV/49
Farblichtstrahlungen mischen	IV/62	Farbwert	IV/110
Farbmatrix (I-Schaltung)	IV/106	-Signal	IV/110
Farbmischung		Farbzeiger	IV/110
additive	IV/62, 106	Fassungen	
subtraktive	IV/68	abgeschirmte	I/206
Farbmodulator	IV/106	Ausziehungskraft	I/206
Farbort	IV/57, 106	Eindrückkraft	I/206

federnde	I/206	Filter-Aufbau	IV/20
Prüfen	I/206	Filterglieder	IV/19
Verdrahten	I/206, 207	Filterquarze	I/329
Fassungs-Lehrdorn	I/206	Flachgitter	I/203
FBA-Signal	IV/110	Fläche	
FBAS-Signal	IV/71, 110	der reellen Farbarten	IV/57
FCC	IV/227	Flächenintegral	
-Stereo-Norm	IV/227	eines Vektors	II/18
-Verfahren	IV/227	Flächenscherschwinger	I/331
Federnde Fassung	I/206	Flimmern	IV/110
Fehlende Korrelation	III/121	Flipflops	
Fehler	III/30	Logikgleichungen	V/83, 86
durchschnittlicher	III/31	Logiktafel	V/82, 85
-Fortpflanzung	III/33	Flußwandler	II/289, 291
mittlerer des arithmetischen		Flußzeit	II/285
Mittelwertes	III/31	FM-Demodulator, neuartiger	V/173
mittlerer des einzelnen		FM-ZF-Kreise	
Meßwertes	III/31	abgleichen	II/155, 156, 158
normierter	III/32	„folded-back“-Anordnung ..	I/261
-Rechnung, Begriffe	III/29	Folgewirkung	III/74
relativer	III/30	Formeln	
relativer durchschnittlicher	III/31	der Vektorrechnung	II/22
scheinbarer, eines		für Einzelkreise	II/254
Meßwertes	III/30	für Felder	II/18
systematischer	III/30	für Magnetfeld-Arbeitsinhalt	II/37
wahrer, eines Meßwertes ..	III/30	für transistional gekoppelte	
wahrscheinlicher des arith-		Zweikreisbandfilter	II/255
metischen Mittelwertes ..	III/31	für ZF-Verstärker	II/253
wahrscheinlicher des		Formelzeichen	
einzelnen Meßwertes ...	III/31	der physikalischen Größe ..	III/52
zufälliger	III/30	Formfaktor	II/17
Felddichte-Scheitelwert	I/174	Formgitter	I/203
Felder, Formeln	II/18	Fortpflanzungsgeschwindigkeit	
Feldstärke		in Leitungen	I/108
und Dipolspannung	III/111	Fortschreitende Welle	II/95
Feldwellenwiderstand	II/96	Fourier-Reihen	I/29
Fernseh-Antennen	I/124	FPJ 101 in Zähldekaden	V/80
Fernseh-Bereiche	I/120, III/96	Fraktile	III/37
Fernseh-Bildröhre,		Freiheitsgrad der Stichprobe	III/34
geschichtliche Entwicklung	IV/172	Freiwerdezeit	II/182
Fernseh-Empfänger,		Fremdfeld-Einfluß	II/130
Heizstromzweig	IV/176	Fremdionisation	II/169
Fernsehkanaäle	III/96	Fremdionisierung	II/169
Fernseh-Normen	I/121, 123	Fremdspannung	II/126
Ferrit-Antenne	I/130, 352	Fremdspannungs-Abstand ...	V/264

Frequenzabhängige		
Gegenkopplung	I/232	
Spannungsteilung	IV/155	
Frequenzabhängigkeit		
der Rauschkenngößen	III/153	
der Rauschzahl	III/153	
Frequenzänderungen,		
temperaturbedingt	I/146, 334	
Frequenzbeeinflussen beim		
Multivibrator	I/321	
Frequenzbereiche		
des Gesanges	I/164	
der Musikinstrumente	I/164	
der Nf-Signalquellen	III/107	
Frequenzen und Wellen	I/116	
Frequenzgang		
des Aufsprechverstärkers .	II/111	
des Bandflusses, Normen .	II/108	
für Musikwiedergabe	III/224	
für Sprachwiedergabe	III/224	
und Aussteuerung	II/111	
Frequenzhub	I/222	
Frequenz, normierte	IV/19	
Frequenzunabhängige		
Spannungsteilung	IV/155	
Frequenzverdreifacher		
mit EC 8020	V/213	
Frequenzverkämmung .	IV/110, V/90	
FS-Bildröhre,		
geschichtliche Entwicklung .	IV/172	
FS-Empfänger,		
Heizstromzweig	IV/176	
F-Signal	IV/111	
Funkелеffekt	III/131	
Funksprechgeräte,		
Sender-Endstufe	V/210	
Funktionen von n	III/7	
Fußpunktkopplung	I/151	
Gabelfeder	I/205	
Ganzwellendipol	I/125	
Gasgefüllte Photozelle	III/234	
Gasgefüllte Ziffernanzeige-		
röhren	V/293	
Gasverstärkung	III/234	
Gatter	V/69	
Gaußsche		
Fehler-Verteilung ...	III/31, 32, 39	
Methode	IV/9	
Zahlenebene	II/43	
Gaußsches		
Fehlerintegral	III/33	
Gebrochene Farbe	IV/60, 111	
Gegendiode	II/293, 294	
Gegenkopplung		
I/226, 258, 305, 368, III/225, 315		
Gegenstandsfarben	IV/67	
Mischen von	IV/67	
weiße	IV/67	
Gegentakt-A-Endstufe		
3,5 W, eisenlos	V/241	
Gegentakt auf Eintakt,		
Übergang	II/278	
Gegentakt-B-Endstufe		
6,5 W bzw. 10 W	V/242	
Gegentakt-B-Endstufe mit		
komplementären		
Transistoren	IV/286	
Gegentaktbetrieb		
Arbeitskennlinien	I/314	
Ausgangsübertrager ..	I/179, 311	
Endstufen	I/310	
Gegenkopplung	I/239, 240	
Gittervorspannung	I/317	
mit Transistoren .	I/358, II/264, 274	
Gegentakt-B-Verstärker mit		
AD 152 für 4 W	IV/267	
für 5 W	IV/267	
für 8 W	IV/267	
Gegentakt-Endstufe ohne		
Ausgangs-Trafo	IV/282	
Gegentakt-Gleichspannungs-		
wandler	III/333, 347	
Gegenverknüpfung	III/89	
Gehäuse für Lautsprecher		
geschlossene	I/167	
hinten offene	I/167	
Genauigkeits-Kennzeichnung		
von Zahlen	IV/7	

Generator	III/98	Gittervorspannung bei	
-Ersatzschaltungen	III/99	Gegentaktbetrieb	I/317
Geometriestreuungen	II/132	Gleichgrößen	III/59
Geometrisches Mittel	II/16	Gleichlaufzeichen,	
Geometrische Reihe	I/27	Europa-Norm	I/121
Geräuschspannung	II/127	Gleichrichterschaltungen	I/181
Germanium-Dioden		Gleichrichtwert	II/17
im Ratiodektor	I/300, II/261	Gleichspannungsanzeige ...	III/183
im Ringmodulator	I/326	Gleichspannungs	
Vorteile	I/300	-Konstanthalter	V/326
Germanium,		Gleichspannungswandler	
physikalische Eigenschaften	III/94	mit Transistoren	II/284, V/340
Gesättigte und nicht gesättigte		Eintakt-	III/329
Farben	IV/54	Einwurf	III/322
Gesang, Frequenzbereich ...	I/164	Gegentakt-	III/333, 347
Geschichtliche Entwicklung der		bei Nennlast	III/337
FS-Bildröhre	IV/172	6 V/25 V, 25 mA	II/294
Geschwindigkeits-		6 V/70 V, 5...10 mA	II/295
abweichung	II/107	6 V/1500 V, 0,5 mA	II/296
Geschwindigkeits-Effekt	IV/342	Gleichstrom-Konstanthalter .	V/326
Geschwindigkeitsschwankung	II/107	Gleichstromkreis mit idealem	
Gesetz, assoziatives	III/89	Schalter	V/276
distributives	III/89	Gleichstromleistung bei	
kommutatives	III/89	Endstufen	I/304
Getapert	II/99	Gleichstromteilheit,	
Getastete Regelung	II/140	reduzierte	II/134
Gelter	I/204	Gleichung, charakteristische .	V/13
„Gewichte“	III/90	Gleichungen, anschreiben ..	III/52
Gewicht von Drähten	I/196, 197	Gleichungspaare der Vierpole	I/38
Gitter	I/203	Gleichungssystem, lineares ..	IV/9
-Ableit-		Gleichverknüpfung	III/89
widerstand ..	I/208, 209, III/177	Glimmen, anormal	II/172
-Anlaufstrom	III/175	Glimm-Relaisröhre	V/303
-Anodenkapazität	I/287	Glimmstrecken-Spannungs-	
-Basisschaltung	I/216, 260, 291	stabilisator	
	III/144	Aufbau und Arbeitsweise .	I/383
-Emission, thermische	I/209	Brennspannung und Lebens-	
-Neutralisation	I/288	dauer	I/389
Gitterinduktivität	II/142	Eigenschaften	I/383
Gitterstrom	I/208, 209, 210	Schaltung	I/384
-Einsatzpunkt	I/208	Vorwiderstand	I/385
-Kennlinien	I/208, III/177	Goniometer-Eingangsverstärker	
Gittervorspannung durch		für Farbräger-Generator .	V/161
Gitterableitwiderstand		Groetzgleichrichter	I/181
erzeugt	III/175	Grau-Abgleich	IV/111

Grenz- bzw. Mindestwerte für		
Hi-Fi-Verstärker	V/262	
Grenzdaten-Systeme für		
Elektronen-Röhren	IV/46	
Grenzempfindlichkeit	II/74	
Grenzfrequenzen	II/122, IV/19	
Grenzfrequenz photoelektro-		
nischer Bauelemente	III/238	
Grenzfrequenz und		
Zeitkonstante	IV/45	
Grenzkopplung	II/253	
Grenzröhre	IV/48	
Grenzspannung	III/252	
Grenzwelle	II/88	
Grenzwellenlänge	II/88	
Grenzwert-Grundlage	IV/48	
Griechisches Alphabet	II/7	
„Grieß“	II/68	
Größengleichungen	III/54	
Grün-Signal	IV/111	
-Statik	IV/111	
-Strahl	IV/111	
-System	IV/111	
Grundfarben beim Farb-FS	IV/112	
Grundglieder der		
Reaktanz-Filter	IV/22	
Grundintegrale	I/17	
Grundkoeffizienten		
der Vierpole	I/40	
Grundlagen der vollständigen		
Leitwert-Matrix	III/22	
Grundregeln		
der Schaltalgebra	III/79	
Grundschaltungen, digitale		
Datenverarbeitung	V/68	
Gruppengeschwindigkeit	II/88	
Häufigkeit des Klassenwertes	III/30	
eines Meßwertes	III/29	
Häufigkeiten, relative	III/45	
Häufigster Wert	III/29	
Halbglieder	IV/19	
Halbleiter-Diode im		
FS-Heizstromzweig	IV/182	
Halbleiter-D-Verstärker	V/265	
Halbwellen		
-Dipol	III/111	
-Direktor	I/127	
-Faldipol	I/124	
Halbzeilen-Offset	IV/112, V/91	
Halogen-Lampe, Netzgerät	V/348	
Haltepunkt	IV/339	
Halteschaltung	II/191	
H-AND-Schaltung	V/70	
Harmonisches Mittel	II/16	
Hartley-Schaltung	I/254	
Hauptgleichung	V/13	
Hautwirkung	I/103	
Heißleiter schalten	IV/322	
Heizer-Anheizzeit	V/45	
messen	V/48	
normierte	V/48	
Heizfaden	I/202	
Heizfaden-Widerstand,		
Temperaturabhängigkeit	V/47	
Heizfäden, Reihenschaltung	V/47	
Heizkreis, verdrasseln	V/217	
Heizstromzweig		
im FS-Empfänger	IV/176	
Heizung der 2 C 39 A	I/267	
Helladaptiertes Auge	IV/50	
Hell-Adaptierung	IV/112	
Hellempfindlichkeitsgrad,		
spektraler	IV/112	
Hellempfindlichkeit und		
Farbwahrnehmung	IV/50	
Helligkeit	IV/112	
Helligkeits-Flimmern	IV/112	
-Signal	IV/112	
-Verstärker	IV/112	
Helligkeitsregelung für		
Halogen-Lampe	V/348	
Hf-Litze behandeln	I/105	
Hf-Meßgleichrichter		
mit Schottky-Dioden	V/220	
Hf-Stufen-Stabilität	I/286	
Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit		
Si-Transistoren	V/257	
Hi-Fi-Verstärker,		
Datenangaben	V/262	

Hilfsträger	IV/112	Imaginärteil	II/60, 150
Hinderniskonzept	III/88	des Farbart-Signals	IV/113
Hinterwandzellen	III/235	des Korrelationsleitwertes	
H-NAND-Schaltung	V/72	bei Pentoden	III/151
H-NOR-Schaltung	V/73	Impedanzwandlerstufe	II/268
Hochfrequenz-		Impedanz-Wandlung	I/229
vormagnetisierung	III/317	Impuls-Abtrenn-	
Einfluß	II/111	schaltung	III/207, IV/149
Hochpaß	IV/19, 26	Impulsbreite	
-Grundglied	IV/27	bei Sperrschwingern	I/319
-m-Glieder	IV/30	Impulsfolge	
Hochspannungs-Generator ..	IV/113	bei Sperrschwingern	I/319
-Stabilisierung	IV/113	Impulsfolgefrequenz ..	I/321, II/285
Hochspannungskaskade	V/146	Impulsformer	III/219
Hochspannungsquelle für		Impulsgeber für	
Bildwandler-Röhren	V/308	Scheibenwischer	V/355
Hochvakuum-Photozelle	III/234	Impuls-Verarbeitung	
Hörbares Rauschen	II/67	mit PCH 200	IV/149
Hörkopf, idealer	II/110	Indirekt	
tatsächlicher	II/110	geheizte Kathode	I/202
Hörkopfspannung	II/110	Induktivität	
Hörkurven	I/165, II/68	äußere	I/95
Hohlleiter		allgemein	I/93
als Leitung	II/94	Doppelleitung	I/96
Beispiele für Wellen	II/90	Drahtringe	I/97
Verbindungselemente	II/97	innere	I/95
Hohlleitertechnik,		koaxiales Kabel	I/96
Geschwindigkeiten und		Leitungen	I/95
Wellenlängen	II/87	Luftspulen	I/97
Grundbegriffe	II/83	Induktive Kopplung	I/151
Homogene Differential-		Induktiver Widerstand	I/100
gleichungen	V/13	Infrarot-Schranke mit	
H-OR-Schaltung	V/71	selektivem Empfänger	V/346
Horizontal-Ablenk-Endstufe ..	II/159	Inklusives Oder	III/89
H-Schaltung	V/73	Innenwiderstand	III/99
Hüllkurven-Verfahren ..	IV/237, 242	Innere Feldemission	III/251
Huth-Kühn-Schaltung	I/254	Induktivität	I/95
H-Winkel	II/98	Kopplungen	II/143
Hyperbel-Funktionen	I/13	Neutralisation	II/148
H-Zuordnung	V/70	Rauschleistung	II/78
		Steilheit	III/116
		Wärme-Zeitkonstante ..	V/43
		Wellenlänge	II/88
Idealer Hörkopf	II/110	Innerer photoelektrischer	
Imaginäre Einheit	II/60	Effekt	III/236
Komponente	II/60		

Inneres Produkt		
zweier Vektoren	II/23	
insertion gain	III/110	
„inside left“	II/104	
Integralrechnung	I/17	
Integrationsregeln	I/20	
Integrationszeit	II/172	
Intensitäts-Stereophonie	II/101	
Intermodulation	I/173	
Intermodulationsgrad	II/120, V/264	
Internationale Reihen	II/10, 11	
Interstellares Rauschen	II/80	
Inverter	V/72, 74	
Ionisierungsspannung	III/91	
Ionisierungszeit	II/182	
„ip“	II/60	
I, Q-Koordinatensystem	IV/113	
I-Richtung	IV/113	
I-Signal	IV/113	
Isolation des Gitters	I/208	
Isolierscheibe	I/204	
Jalousie-Effekt	IV/113	
JK-Flipflop FJ 101		
in Zähldekaden	V/80	
Kabel	I/96, 108, 113	
Kalkkathoden-Glimmrelais	II/168	
Kalkkathoden-Relaisröhre	V/303	
Kalkkathodenröhre	II/168, 184	
Kalkkathoden-Schaltröhre	V/303	
Kaltleiter, schalten	IV/320	
Kamm-Spektrum	IV/113, V/88	
Kanalverstärker für VHF	IV/134	
Kanalzuordnung	II/104	
Kanten-Effekt	IV/113	
Kapazität	I/112	
Doppelleitung	I/113	
elektronische	III/134	
Formeln	I/112	
koaxiales Kabel	I/113	
Kondensator	I/112	
Kapazitätshub	III/263	
Kapazitätsvariationsdiode	III/263	
im UHF-Verstärker	V/191	
im UKW-Tuner	V/201	
im VHF-Tuner	V/195	
Kapazitiver Widerstand	I/114	
Karnaugh-Tafeln	V/54	
Aufbau	V/54	
zum Darstellen von		
Logik-Verknüpfungen	V/55	
zum Vereinfachen von		
Logik-Funktionen	V/57, 65	
Kaskadenschaltung	V/308	
Kathode	I/202	
Kathoden-Anheizzeit	V/45	
messen	V/47	
Kathodenbasis-		
Schaltung	I/215, 217, III/144	
Kathoden-Effektivstrom	III/161	
Kathodeninduktivität	II/142	
Kathodenvorspannung	II/132	
Kathode, virtuelle	III/133	
Kehr-Doppelwendel	I/203	
Keilfeder	I/205	
Kelvin-Funktionen	IV/14	
Kennliniendarstellung		
negativer Zahlenwerte	III/47	
Kennlinien mit logarithmischen		
Maßstäben	III/50	
Kennlinienverlauf		
zur Glimmentladung	II/170	
Kennzeichen		
der Farbart	IV/51	
einer genauen Zahl	IV/7	
einer Ungenauigkeit	IV/7	
einer Unsicherheit	IV/7	
Kennzeichnende Wellenlänge	IV/114	
Keramik-Dielektrikum	I/147	
Kernstellung bei Bandfiltern	I/152	
Kerntransformator	I/182	
Kernwerkstoffe	I/184	
Kernwiderstand	I/40	
Kettenfilter	IV/20	
Kettenschaltung von Vierpolen	I/45	
Killer	IV/114	
Kippzündung	II/185	
Kirchhoffscher Satz, erster	III/60	
zweiter	III/61	

Kissen-Entzerrung ..	IV/114, 170, 171	Komplementäre Transistoren im	
Kissenförmig		Nf-Verstärker	IV/286
verzerrtes Raster	IV/169	Komplementärfarben	IV/114
Klassen-Bestwert	III/30	Komplementär-Farbtöne	IV/64
-Einteilung	III/38	Komplementär-Transistor	
-Wert	III/30	in Endstufen	V/251
-Wert-Häufigkeit	III/30	in Treiberstufen	V/244
-Zahl	III/30	Komplexe Leistung	II/66
Klaviatur	I/164	Spannungsverstärkung	I/41
Kleinsender für 1,3 GHz	V/219	Werte	I/24
Klemmdioden	V/134	Komplexer Effektivwert	II/60
Klemmenleistung	II/65	Komplexes Farbart-Signal ..	IV/114
Klemmschaltung	V/127, 128	Komponente	
in Farb-FS-Empfänger	V/131	imaginäre	II/60
mit BA 173	V/133	reelle	II/60
Klirrfaktor, Klirrgrad ..	I/305, II/120	Komponenten	
Klirrgrad nach DIN 45 403 ..	V/264	des Farbart-Signals	IV/114
Knotenregel für Ströme	III/60	des Primär-Farbart-Signals	IV/114
Koaxiales Kabel	I/96, 107	des Stereo-Multiplex-	
Dämpfung	I/109	Signals	IV/222
Induktivität	I/96	Kompressorsystem	I/170
Kapazität	I/113	Kondensator-Dielektrikum ..	I/147
Koaxial-Schwingkreise	I/260	Kondensator	
Koeffizienten der		im FS-Heizstromzweig	IV/181
Vierpole	I/49	Kondensator-Schaltungen	
Koeffizienten-Umrechnung .	I/51, 52	Temperatur-Koeffizient ...	I/147
Kollektor siehe Collector		Konfetti	IV/115
Kombinations-		Konjugiert komplexe Größen	II/62
Schaltanordnungen	III/74	komplexe Werte .	I/26
Kombinierter Zf-Verstärker .	II/250	Konjugiert komplexes	
Kommutatives Gesetz	III/89	FARBART-SIGNAL	IV/115
Kompatibilität ..	II/101, IV/114, 222	Konjunktion	III/89
Kompensation		Konjunktive Normalform	III/90
dynamisch	I/149	Verbindung	III/89
statisch	I/149	Konstant-Leuchtdichte-	
des Temperaturganges ...	I/149	Übertragung	IV/115
Kompensation des Temperatur-		Konstantreststrom-Regelung .	V/318
Einflusses im Schaller-		Konstantspannungs-Regelung	V/317
verstärker	V/289	Kontakt	III/72
Kompensation von Änderungen		-Netzwerke	III/72
der Eingangs-Admittanz bei		-Parallelschaltung	III/75
Regelröhren	IV/198	-Reihenschaltung	III/75
Kompensante Wellenlänge .	IV/114	-Spannung	III/178
Komplement	III/73	Kontaktfederformen	I/205
-Kontakt	III/73, 77	Kontaktkupplungen	II/97

Konventionelle Stromrichtung	III/56	Kurzgeschlossene Leitung	I/110, 111
Konvergenz	IV/115	Kurzschluß	
-Fehler	IV/115	-Ausgangsadmittanz	III/240, 247
-Fehler, systematische	IV/126	-Eingangsadmittanz	III/240, 242
-Korrektur	IV/115	-Fluß	II/113
-Korrektur, dynamische	IV/99	-Punkt	III/98
-System	IV/115	-Steilheit	III/113
Kopplung		-Übertragungs-	
aperiodisch	II/224	admittanz	III/113, 115, 240
Fußpunkt-	I/151	KW-MW-Eingangsschaltung	II/221
induktive	I/151		
Kopf-	I/151	Ladegerät für	
kritische	I/153, 155, II/253	Blei-Akkumulatoren	V/336
normierte	I/153	Ladungsträger-Lawine	III/251
optimale	II/253	Längsdämpfungskonstante	II/94
Serienspulen-	I/151	Längsschwinger	I/330
transitionale	II/253	Längs-Transistor	V/326
überkritische	I/153, 155	Lagrange	V/22
unterkritische	I/153, 155	Langspielband	II/118
zwischen Vor- und Mischstufe	II/239	Lasurfarben	IV/68
Kopplungsfaktor	I/151, 153, 155	Lateral-Magnet	IV/116
Korrekturströme	IV/115	Laufzeit-Ausgleich	IV/116
Korrelation		-Decoder	IV/116
zweier Rauschgrößen	III/119	-Decoder bei PAL	V/93, 96
Korrelations-Admittanz	III/125, 138	-Demodulator	IV/116
-Leitwert	III/125	-Leitung	IV/116
-Leitwert der Pentode	III/151	Laufzeitröhren	I/241
Krafteinheiten	I/90	Laufzeitsteuerung	I/241
Kreise und Bandfilter	I/158	Laufzeitwinkel	I/212
Kreisfrequenz	II/55	Lautsprecher, Eigenresonanz	I/168
Kreisgüte	I/144	Lautsprecherweiche	II/279
Kreuzprodukt, mittleres	III/119	Lautstärken in Phon	I/165
Kritische Kopplung	I/153, 155, II/253	Lawinen-Effekt	III/251
Kühlblech		Lebensdauer-Untersuchungen an	
Wärme-Teilwiderstände	V/36	NSF-Tantal-kondensatoren	IV/196
Wärmewiderstand	V/36	Leck-Widerstand	II/199
Kühlbleche für		Leerlaufpunkt	III/98
Leistungs-Transistoren	V/34	Leerlaufspannung messen	II/76
Kühlkörper, Wärmewiderstand	V/36	Leistung	
Kühlung der 2 C 39 A	I/267	abgegebene	III/64
von Senderöhren	I/338	angebotene	II/81
Kühlung mit zusätzlicher		aufgenommene	III/64
Luftströmung	V/43	Blind-	II/66
Künstliche Antenne	II/154	in komplexer Darstellung	II/64
Kupferfüllfaktor	I/187	Klemmen-	II/65

komplexe	II/66	Lichtempfindlichkeit	III/237
Schein-	II/66	Licht, monochromatisches	IV/119
verfügbare	II/71, 81	Licht und Farbwahrnehmung ..	IV/49
Wechsel-	II/66	Lichtquant	III/238
Wirk-	II/66	Lichtquelle, punktförmig	I/200
Leistungsanpassung und		Lichtstärke	I/198
Rauschzahl	II/74	Lichtstrahlung	IV/118
Leistungsbandbreite	V/263, 264	unbunte	IV/65
Leistungsdichten	IV/62	weiße	IV/65
Leistungseinheiten	I/90	Lichtstrom	I/198
Leistungsfrequenzgang	II/123	Lineare Differential-	
Leistungs-Resonanzkreise ...	II/142	gleichungen	V/13
-Störabstand	II/69	Lineare D-Verstärker	V/266
Leistungs-Transistoren,		Linearer Generator	III/98
Abmessungen der Kühlbleche	V/34	Vierpol	I/36, III/122
Leistungsverstärker-		Linearer Hf-Meßgleichrichter	V/220
Normwerte	II/131	Lineares Gleichungssystem ..	IV/9
Leistungs		Linienintegral eines Vektors ..	II/18
verstärkung	I/41, 44, II/240, III/109	Linienpektrum	IV/118
Leistungsverstärkungsmaß ..	III/110	Links-Signal	IV/222
Leiter, gestreckt,		Lochmaske	IV/118
Induktivität	I/95	Lochmasken-	
Leitung, kurzgeschlossen ..	I/110, 111	Farb-FS-Bildröhre	IV/118
offen	I/109, 111	Ablenkeinheit	IV/95
Leitungen		Ablenkschaltung	IV/75
Induktivität	I/95	Löschgenerator mit	
Preisverhältnisse	I/109	Transistoren	III/313
Leitungsdämpfung	I/108	Logarithmen, Briggsche	III/15
Leitwertmatrix	I/50, III/21	natürliche	III/18
vollständige, eines Dreipols	III/21	Logarithmische Einteilungen ..	II/9
Leuchtdichte	I/198, 201, IV/116	Logarithmische Maße	I/7
-Signal	IV/117	Logik-Funktionen	V/68
Prinzip der konstanten	IV/117	in Schaltungen	V/69
Leuchtfeld	III/182	Logik-Gleichungen	
Leuchtpunkt-Anordnung	IV/117	für Flipflops	V/83, 86
Leuchtstoff-Farbarten	IV/117	Logik-Tafel für Flipflops ...	V/82, 85
-Wirkungsgrad	IV/117	Logik-Tafeln	V/68
Lichtäquivalent	I/200	L-Schaltung	V/73
Lichtausbeute	I/199	Luftkühlung	I/338
Lichtbogen	II/172	Luftspalt im Eisenkern	I/93
Lichtelektrische Zelle	III/234	Luftspulen-Induktivität	I/97
Lichtelektrischer Empfänger	III/234	Lumen	I/199
-Effekt, äußerer	III/236	Luminanz	IV/118
Lichtelektrisches Steuerelement		-Signal	IV/118
BPX 28	V/342	-Verstärker	IV/118

Luminophor	IV/118	Oberströme beim Einschalten von Kalkleitern	V/280
Lux	I/200	Oberströme beim Einschalten von Kapazitäten	V/280
L-Zuordnung	V/70	Mathematisch positiver Sinn ..	II/58
Mac Laurinsche Reihe	I/27	Matrix	
Magenta-Farben	IV/49, 119	Anwendungsschema ...	III/24, 26
„Magic-T“	II/100	Begriff	I/55
Magnetbandgeräte, Begriffs- erklärung und Klassen	II/107	der Grundsaltung	III/21
Magnetfeld		Kehrwert	I/56
-Anziehungskraft	II/41	-Schaltung ..	IV/74, 119, V/121, 123
-Arbeitsinhalt	II/36	singuläre	I/57
Blindleistung und aufgespeicherte Arbeit ..	II/38	-Verfahren	IV/237
Einheiten	II/36	Matrize	III/21
Formeln	II/37	Addition	I/55
Formelzeichen	II/36	Darstellung der Vierpole ..	I/49
Größen	II/36	Division	I/56
Zahlenwerte	II/40	Gleichheit	I/55
Magnetische		Multiplikation	I/55
Abschirmung	IV/95	Max	II/14
Ausbreitung	I/183	Maximal abgebbare Spannung	III/107
Einstreuung	I/183	Maximale Eingangsspannung	II/123
Magnetische Eigenschaften der Magnettonbänder	II/117	Maximal verfügbare Leistungsverstärkung	III/110
Magnettonbänder	II/116	maximum available gain ...	III/110
Bandtypen	II/116	M-Blechschnitte	I/192, 193
elektroakustische Eigenschaften	II/117	Mechanische Eigenschaften der Magnettonbänder	II/116
magnetische Eigenschaften	II/117	Mechanisches Lichtäquivalent	I/200
mechanische Eigenschaften	II/116	Mechanische Verzögerungsleitung	V/99
Spulen	II/117	Mehr-Ebenen-Antennen	I/127
Spurlagen	II/118	Mehrtakt-Schaltanordnungen	III/74
Magnettonverstärker mit Transistoren	III/313	Meißner-Schaltung	I/254
„man made noise“	II/80	Messen der Anheizzeit	V/46
Manteltransformatoren ..	I/182, 184	der Heizer-Anheizzeit	V/48
Maschenregel für Spannungen	III/61	der Kathoden- Anheizzeit ...	V/47
Maschenschaltung für Kontakte	III/87	der Röhren-Anlaufzeit	V/46
Maßeinheiten, physikalische	I/90	Messen von Störungen	III/168
Maßnahmen gegen Überspannung beim Ab- schalten von Induktivitäten	V/281	der Störspannung	III/170
		der Störstrahlung	III/171

Messen wichtiger Werte der	
Horizontal-Ablenk-Endstufe	II/159
Meßgleichrichter mit	
Schottky-Dioden	V/220
Meß-Rauschleistung	III/154, 155
Messung der Rauschzahl	III/154
Meßverstärker, eichen	III/157
Eigenrauschen	III/157
Meßwert	III/29
m-Glieder	IV/23
m-Halbglied	IV/29, 30, 31, 32
Millimeter/Zoll	I/92
Min	II/14
Mindest- bzw. Grenzwerte	
für Hi-Fi-Verstärker	V/263
Minimalprodukt	III/90
Minimale Rauschzahlen	II/75
Minimalsumme	III/90
Mischen	
von Farblichtstrahlungen	IV/62
von Gegenstandsfarben	IV/67
Mischkollektive	III/44
Mischschaltungen	I/276
Mischsteilheit	I/277
Mischstufe	III/276, 285
geregelt	V/205
selbstschwingend	I/268, 273, II/222, 237, V/204
Mitlaufende	
Entladespannung	III/311
Mitnahme-Oszillator	IV/119
Mittel,	
arithmetisches	II/16
geometrisches	II/16
harmonisches	II/16
quadratisches	II/16
Mittelröhre	IV/48
Mittelwert	
arithmetischer	II/17
quadratischer	II/17
Mittlere Abweichung	III/35
Mittlerer Fehler	III/31
Mittlerer Fehler des	
arithmetischen Mittelwertes	III/31
einzelnen Meßwertes	III/31
Mittleres Kreuzprodukt	III/119
Mixed-Highs-Prinzip	IV/119
Modifikator	IV/119
Modulationsarten	I/117
Modulatordämpfung	I/327
Modulierte Strahlung,	
Empfänger	V/345
Monochromatisches Licht	IV/119
Monochromes Bild	IV/119
Monochrom-Kanal	IV/120
Monolithisch integrierte	
Digitalschaltungen	V/74
Motor-Zündschaltung	
mit Thyristor	V/353
MS-Verfahren	II/101
m-Transformation	IV/24
Multiplikation eines Vektors	II/23
Multiplikative Mischung	I/276
Multivibrator	I/318
Musikinstrumente,	
Frequenzbereiche	I/164
Musikleistung	V/262
Musik-Spitzenleistung	V/262
Nachbildungen der Antenne	
und Erdleitung	III/169
Nachstimm-Gleichspannung	III/263
Nachweisgrenze	III/238
Näherungsformeln für Spulen	
und Drosseln	I/98
Näherungsgleichungen	I/21
Nanometer	IV/120
Natürliche Logarithmen	III/18
Naturkonstanten	III/93
Negation	III/89
Negative Logik	V/70
Negative Schattenbreite	III/182
Negative Zahlenwerte	
in Kennliniendarstellung	III/47
Negativer Gitterstrom	I/208
Nenn-Ausgangs-	
leistung	II/119, V/262, 263
-Ausgangs	
spannung	II/119, 120, V/263

-Belastungs-Schein-		Neutrode,	
widerstand	V/262, 263	Kennzeichen einer	IV/145
-Belastungswiderstand	V/262	Nf-Ausgangsübertrager	
-Eingangs-Schein-		Drahtdurchmesser	I/172
widerstand	V/263	Eintakt-Endstufe	I/178
-Eingangsspannung	II/123, V/263, 264	Eisenquerschnitt	I/174
-Leistung	II/119, 120	Ersatzschaltung	I/174
-Verstärkung	II/122	Felddichte-Scheitelwert ...	I/174
Nennwert-Grenzdaten	IV/47	für Transistoren	I/359
Nennwiderstand	IV/23	Gegentakt-Endstufe	I/179, 311
Neper	I/9	Querinduktivität	I/174
Neper-Dezibel-Tafel	I/12	Streuinduktivitäten	I/178
Netzgerät		Wicklungsausführung	I/178
für Halogen-Lampe	V/348	Windungszahl	I/176, 177
mit elektronischer		Nf-Eintakt-Endstufen	I/304
Sicherung	V/317	Nf-Gegentakt-Endstufe mit	
mit veränderbarer Aus-		Transistoren	
gangsspannung	V/313	I/358, II/264, 274, III/296, 300	
zum Speisen von		Nf-Gegentakt-Endstufen	I/310
Batteriegeräten	V/333	Nf-Rauschzahl von	
Netz nachbildung	III/169	Si-Planar-Transistoren	V/231
Netztransformator		Nf-Signalquellen, Daten	III/106
Berechnungsgang	I/185	Nf-Transistor AC 160,	
Blechschnitte	I/184	rauscharm	IV/260
Gleichrichterschaltungen ..	I/181	Nf-Verstärker ..	III/279, 293, 296, 300
Kernwerkstoffe	I/184	Gegenkopplungen	I/226
Netzwicklung	I/181	Nf-Verstärkerdaten	
Schutzwicklung	I/183	und ihre Messung	II/119
Streuungen	I/183	Nf-Verstärker mit ECL 86	III/224
Transformatorisen	I/182	Nf-Verstärker mit	
Verluste	I/187	Komplementär-Endstufe ..	V/251
Wicklungsanordnung	I/182	Komplementär-Transistoren	
Netzwerke	I/255	in der Treiberstufe	V/244
Neu-PAL-Verfahren	IV/120	Transistoren	V/235
Neutralisation	IV/135	Nf-Verstärker mit komple-	
innere	II/148	mentären Transistoren	IV/286
der Zwischenbasisstufe ...	I/273	Nf-Verstärker-	
vollständige	II/148	Schaltungen	V/238
Neutralisations		Nicht gesättigte und	
-Brücke	I/288	gesättigte Farben	IV/54
-Faktor	I/289	Nichtkorreliert	III/119
-Schaltungen	I/286, 294	Nicht-Schaltung	III/76
Neutralisieren		Normalband	II/115
bei Transistoren	I/354	Normform der Gaußschen	
		Fehler-Verteilung	III/32

Normalfrequenz-	
Oszillatoren	I/336
Normal-Grenzdaten	IV/47
Normalkontaktpyramide	III/88
-Verteilung	III/42
-Verteilung der Fehler ..	III/31, 39
Normalspektralwerte	IV/52
Norm der	
Stereo-Schallplatte	II/101
Normfarbwert-Anteile	IV/53
Norm für Stereo-Rundfunk ..	IV/227
Normierte	
Frequenz	IV/19
Heizer-Anheizzeit	V/48
Kopplung	I/153
Summenhäufigkeit	
der Klassenwerte	III/30
der Meßwerte	III/29
Variable	III/35
Verstimmung	I/145, 153
Normierter Fehler	III/32
Normreihen	II/10
Normspektralwert-Anteile ..	IV/53
Normvalenzen	IV/52
Normwerte	
für Leistungsverstärker	II/131
für Vollverstärker	II/131
für Vorverstärker	II/131
NOT-Schaltung	V/72
Notstrom-Aggregat 50 W,	
50 Hz	IV/302
NSF-Tantalcondensatoren,	
Lebensdauer-	
Untersuchungen	IV/196
NTSC	IV/120
NTSC-Farbwiedergabe-Teil ..	IV/71
Nullanzeige	III/186
Nullphasenwinkel	II/57
Nullpunkt-Unterdrückung ...	III/262
Nutzrauschleistung	
des Rauschgenerators	II/72
Oberwellen-Oszillator	
für 100 MHz	III/271
Oberwellenquarze	I/331
Oder	
-Funktionen	III/75
-Schaltung	III/75
-Verknüpfung	III/89
Offene Leitung	I/109, 111
Offene Leitungsenden,	
Belastung im Idealfall	II/143
Offset	IV/120
Halbzeilen-	IV/112
Viertelzeilen-	IV/126
Oktave	II/67
Omega-Gang	II/108
Operator, skalarer	II/20
vektorieller	II/21
Optimale Kopplung	II/253
Rauschzahlen	II/75
Oszillator beim Farbträger-	
Generator	V/157
Oszillator-Brücke	I/284, II/222
Oszillator im	
Farbträger-Regenerator ..	IV/80
Oszillatorkreise	I/159, 161
Oszillatoren mit Transistoren	V/227
Oszillatorschaltungen	
für Quarze	I/335
mit RC-Phasenschiebern ...	I/255
mit Schwingkreisen	I/254
mit Transistoren	III/267
Oszillatoren für	
Normalfrequenz	I/336
Oszillator und Vorkreis	
abgleichen	II/155, 157, 158
Ovalgitter	I/203
Ovalkolben	I/202
PAL	IV/120
-DL-Verfahren	IV/120
-Farbart-Signal	V/96
-Farb-FS-Verfahren,	
allgemein	IV/120
-Farbwiedergabe-Teil	IV/72
-Kennung	V/102
-Laufzeit-Decoder	V/93, 96
-Neu-Verfahren	IV/120

-Simple-Verfahren	IV/121	Phasenmaß	IV/21
-Standard-Verfahren	IV/121	Phasenschieber für Farb-	
-Umschalter	V/101	Träger-Generator	V/157
Parallelgesteuerte Zähler ..	V/80	Phasenschieber mit RC	I/255
Parallelresonanzkreise	I/143	Phasensymmetrie	I/308
Parallelschaltung von		Phasenumkehr	I/257
Kontakten	III/75	Phasenumkehrstufe	I/306, II/265
Parallelverzweigung	II/99	Phon, Schallbeispiele	I/165
Parklichtschalter für		Phosphor	IV/121
Kraftfahrzeuge	V/350	-Koeffizient	IV/121
Pascalsches Dreieck	I/28	Photodiode	III/234, 236
Passiver		Photoelektrischer Effekt,	
Farbträger-Regenerator ..	V/106	innerer	III/236
Passiver Vierpol	I/35, 54	Photoelektrischer Empfänger	III/234
P-Blechschnitte	I/184, 194, 195	Photoelektrische Zelle	III/234
PC 86 in Eingangsschaltungen		Photoelektronisches	
für 400...1000 MHz	II/141	Bauelement	III/234
PC 88, Pico-9-Röhre		Photo-Element	III/235, 236
für 400...1000 MHz	III/164	Photoleiter	III/234
PC 900 für VHF-Eingangs-		Photoleistungszelle	III/234
stufen	IV/145	Photometrische Begriffe	
Schaltung für 200 MHz	IV/146	und Einheiten	I/198
PCH 200 für		Photometrisches	
Impuls-Verarbeitung	IV/149	Lichtäquivalent	I/200
PCL 200 in Video-Endstufe ..	IV/155	Photon	III/238
PDM-Nf-Verstärker	V/266, 267	Photoresistor	III/234
Pegel		Photoresistor	III/234
absolut	I/9	Photo-Transistor	III/235, 236
relativ	I/9	Photo-Spannungszelle	III/235
Pegelton	II/113	Photo-Sperrschichtzelle	III/235
Pegelwerte, Europa-Norm ..	I/122	Photovervielfacher	III/234, 236
Periodisches Schalten von		Speiseschaltung	III/229
induktiver Last	IV/335	Photowiderstand	III/234, 236
Perlschnüre	IV/121	Photowiderstandszelle	III/234
Permeabilität	I/93	Photozelle	III/234, 236
Phase	II/56	Physikalische Größe,	
Phasen		Begriff	III/52
-Brücke	IV/79, 121	Formelzeichen	III/52
-Diskriminator	IV/121	Wert	III/52
-Fehler	IV/121	Zahlenwert	III/53
Phasenfehler, differentieller	IV/99	Physikalische Konstanten ...	III/93
dynamische ..	IV/80	Eigenschaften von	
Phasengang	II/126	Germanium	III/94
Phasengeschwindigkeit	II/87	Eigenschaften von	
Phasenkonstante	II/95	Silizium	III/94
		Maßeinheiten	I/90

Rauschquellen-	
Ersatzschaltung	III/148
Pico-9-Röhren in Eingangs-	
schaltungen	II/141, III/164
Pico-Röhren „Umgang“	I/205
Piezelektrischer Effekt	I/329
Pigmentfarben	IV/68
Pilot-Signal	IV/222, 227
II-Glied	IV/19
II-Vollglied	IV/20
II-Zwischenglied	IV/20
PL 805 in Vertikal-Ablenk-	
schaltungen	V/186
Polarisationsdreher	II/99
Pond	I/90
Population	III/34
-Parameter	III/34
Positive Logik	V/70
Positive Zählrichtung	II/57, 205
Positiver Gitterstrom	I/208
Postulate	III/89
Potenzen von Sinus	
und Cosinus	III/11
power gain	III/109
Präzisions-Offset	IV/122, V/92
Prallanoden	III/234
Prollektroden	III/234
Primär-Farbart-Signal	IV/122
-Farbartsignal-	
Komponenten	IV/114, 122
-Farbsignal	IV/122
Primärstrahler	I/201
Primäre Zündung	
der Hauptstrecke	II/177
Primärvalenzen	IV/51
Prinzip der Stereo-	
Schallplatte	II/101
Prinzipschaltungen mit Kalt-	
kathoden-Relaisröhren	II/184
Produkt aus innerem Produkt	
zweier Vektoren und	
einem dritten Vektor	II/24
Prüfen der Fassungen	I/206
Prüfung	
mit Rechteckspannungen ..	II/127
mit Sinusspannung	II/129
Pulsdauermodulation	V/267
Pulsdauer - modulierte	
Verstärker	V/266
Pulsfolgefrequenzen	V/270
Punktförmige Lichtquelle	I/200
purifying	IV/122
Purpurfarben	IV/49
Purpurline	IV/58, 122
Q-Richtung	IV/122
-Signal	IV/122
Quadranten	II/178
Quadratische Anordnung	
von Determinanten	III/67
Quadratischer Mittelwert ...	II/17
Quadratisches Mittel	II/16
Quadratur-Fehler	IV/122
-Modulation	IV/123
Qualität der Nachricht	II/69
Quarz als Schaltelement	I/329
Quarzbelastung	I/337
Quarzdaten-	
Fachausdrücke	I/335
Quarze für die Nachrichten-	
technik	I/329
Quarzersatzschaltung	I/332
Quarzfilter-Bandbreite	V/108
Quarz-Oszillatoren	
mit Transistoren	III/267
Quarz-Steuer-Oszillator	
für 7 MHz	III/268
Quellenleistungen	III/109
Quellwiderstand	II/119, III/106
Querdämpfungskonstante ..	II/94
Querinduktivität	I/174
des Ausgangsrafos	III/309
Querschnitt von Drähten .	I/196, 197
Querschnittsformen	
bei Hohlleitern	II/84
Quer-Transistor	V/326
rad = Bogenmaß	III/12, 13, 14
Radial-Magnete	IV/123

Raster,	
kissenförmig verzerrt	IV/169
rate-Effekt	IV/342
Ratiodetektor	
abgleichen	II/155, 156, 158
für 10,7 MHz	II/261
mit Germanium-	
Dioden	I/300, II/261
Röhren-Dioden	I/296
Transistor-Treiberstufe	II/261
Ratiofilter	I/160, 163, II/261
Raumladungs-Wolke	III/131
-Schwächungsfaktor	III/132
Rausch	
-Abstimmung	III/129, 139, 153
äquivalente Eingangs-	
leistung	II/72
-Anpassung	III/130, 139, 140, 153
-Anpassung und Rauschzahl	II/75
-Anteile	II/80
-Ersatzschaltung	III/133, 135
-Generator	
-Eichung	II/71
-Nutzrauschleistung	II/72
-Störrauschleistung	II/71
-Kenngrößen	III/127, 137
-Kenngrößen der neutrali-	
sierten Pentode	III/150
-Kurzschlußströme	
der Pentode	III/146
-Leistung	
abgebbare	II/77
äquivalente der Antenne	II/82
innere	II/78
-Leitwert, äquivalenter, un-	
korrelierter	III/126, 138, 143, 151
-Meßgenerator	III/155
-Meßverstärker	III/155
-Mittenfrequenz	IV/262
-Quellen-Ersatzschaltung der	
Pentode	III/148
-Spannungen	III/117, 133
-Spannungsquelle	II/76
-Stromquelle	II/76
-Ströme	III/117
-Ursache	III/131
-Urstrom, äquivalenter	III/129
-Urstrom, totaler	III/129
-Vierpal,	
äquivalenter	III/125, 126, 135, 149
-Widerstand,	
äquivalenter	III/126, 137, 141, 151
Rausch-Abstand	
bei Stereo-Betrieb	IV/232
Rauscharme Transistorstufen	
dimensionieren	V/234
Rauscharmer Nf-Transistor	
AC 160	IV/260
Rauschen,	
atmosphärisches	II/80
auf dem Fernsehbildschirm	II/68
bei hochfrequenter	
Übertragung	II/68
bei Signalübermittlung	II/67
bei Stereo-Wiedergabe	IV/228
einer Pentoden-Stufe	III/146
einer Triodenstufe	III/131
farbiges	II/67
hörbares	II/67
interstellares	II/80
Wahrnehmung	II/67
weißes	II/67
Rauschende	
lineare Vierpole	III/122
Rauschgrößen einer	
Transistorstufe	V/231
Rauschleistungen bei	
Mono- und Stereo-Betrieb	IV/231
Rauschsperr	
für FM-Empfänger	IV/209
Rausch-Zahl	
II/69, 72, 73, 81, 82, III/127, 129	
der Pentode	III/152, 153
für Leistungsanpassung	II/74
für Rauschanpassung	II/75
messen	II/70, III/154
minimale	II/75
Minimum	III/140
optimale	II/75
spektrale	III/128

zusätzliche	III/129, 145	-Spannung	III/252
Rauschzahl für Nf von		-Träger	IV/123
Si-Planar-Transistoren	V/231	Reflektor	I/126
RC-Glied		Reflexklystron	I/246
als Hochpaß	IV/41	Regeln für	
als Tiefpaß	IV/39	Differentiation	I/16
RC-Netzwerke	I/256	Integration	I/20
-Phasenschieber	I/255	Kettenschaltung	I/47
Reaktanz-Filler	IV/19	Serienschaltung	I/45
Reaktanz-Kettenfilter		Vorzeichen	I/25
berechnen	IV/24	Regelleistung	II/230
Reaktanz-reziprok	IV/22	Regelspannungsbedarf	II/138
Reaktanzröhre	I/221	Regelung	
Reaktanzvierpol	I/35	getastete	II/140
Realteil	II/60	steiler Röhren	II/138
des Farbart-Signals	IV/123	verzögerte	II/139
des Korrelationsleitwertes		Regelschaltung und	
bei Pentoden	III/151	Demodulator	III/279, 288
Rechenregeln		Reihe der	
für Determinanten	I/58	Determinante	III/67
für Faktor j	I/24	Reihen	
für komplexe Werte	I/25	amerikanische	II/10, 11
Rechnen		DIN	II/10, 11
mit Beträgen	II/15	internationale	II/10, 11
mit dB	I/8	RETMA	II/10
mit Matrizen		wichtige	I/27, 29
und Determinanten	I/55	Reihenschaltung	
Rechteckspannungen,		von Heizfäden	V/47
Prüfungen mit	II/127	von Kontakten	III/75
Rechts-Signal	IV/222	Reinmetallkathoden	II/174
Reduktionsfaktoren	IV/123	-Schaltröhre	V/303
Redundanz	III/90	Rekompatibilität	IV/124
Reduzierte		Relaisröhre	V/303
Anoden-Ruhestrom-		Relaisröhren	
steuerung	II/134	mit kalter Kathode	II/168
Farb-Differenzsignale	IV/123	Relais-Überspannung	II/193
Gleichstromteilheit	II/134	Relais-Verstärker	V/265
Rauschspannung	III/133	Relative	
Reelle		Bandbreite	I/145
Farbart	IV/57	Häufigkeiten	III/45
Komponente	II/60	Häufigkeit des	
Referenz		Klassenwortes	III/30
-Diode als Brummsieb	III/257	Häufigkeit	
-Dioden	III/250	eines Meßwertes	III/29
-Oszillator	IV/123	Permeabilität	I/93

Summenhäufigkeit		Oszillator-Schaltungen	I/254, 255
der Klassenwerte	III/30	Phasenumkehr mit EBC 91	
der Meßwerte	III/29	und ECC 83	I/306
Relativer		Ratiodetektor	I/296
Fehler	III/30	Regeln steiler Röhren	III/138
durchschnittlicher Fehler	III/31	Relaisröhren	II/168, 184
Pegel	I/9	Rückwärtswellen-	I/244
Remanenter		Schwing- und Verstärkerstufen	
magnetischer Bandfluß	II/113	mit 2 C 39 A und 2 C 40	I/260
RE-Phosphor	IV/124	Trift-	I/245
Resonanz-Drossel	I/100	UKW-Teil	
-Kreise	I/143, 146	mit DC 90 und DC 96	I/268
-Kreisfrequenz	I/144	mit ECC 85	I/272
-Widerstand	I/144	Ultralinear-schaltung	I/240
Reststrom		„Umgang“ mit	I/205
der Collector-Emitterstrecke	II/203	Wanderfeld-	I/242
RETMA-Reihen	II/10	Röhre 8255 bei $f > 1$ GHz	V/215
Reversibel	III/252	EC 8010 im Kleinsender	V/219
Reziproke Selektion	I/155	Röhren-Anlaufzeit	V/45
RGB-Ansteuern		messen	V/46
mit Röhren	V/123	Röhrendioden-Vorteile	I/300
mit Transistoren	V/120	Röhrenschaltungen/Transistor-	
Richtungs-Blink-		schaltungen	I/351
Steuerschaltung	V/357	Röhrenschaltungen-Vierpol-	
Ringkerntransformator	I/183	Ersatzbilder	I/215, 216, 217, 218
Ringmodulator	I/326	Röhrenstufe	
Röhren		als Ersatz-Spannungsquelle	III/103
als aktiver Vierpol	I/214	als Ersatz-Stromquelle	III/103
als Blindwiderstand	I/221	und Zählrichtungen	III/102
Anordnen	I/205	Rosenthal-Kondensatoren	I/147
Ausgangs-		-Spulen	I/148
Kurzschlußresonanz	II/142	Rot-Signal	IV/124
Eingangs-		-Statik	IV/124
Kurzschlußresonanz	II/141	-Strahl	IV/124
Eingangsleitwert	I/211	-System	IV/124
Eingangsschaltungen		RTL-Schaltungsart	V/75
mit PC 86	II/141	Rückkopplung	
mit PC 88	III/164	im Schalterverstärker	V/290
Elektronenwellen-	I/244	Rücklaufspannungen	II/166
Fassungen	I/205	Rückwärtssteilheit	III/240, 243
Horizontal-Ablenkstufe	II/159	Rückwirkung	III/75
Innere Kopplungen	II/143	Rückwirkungsleitwert	I/40
Laufzeit-	I/241	Rückwirkungswiderstand	I/40
Magnetfeld-	I/244	Ruhekontakt	
Nf-Eintakt-Endstufen	I/304	in der Reihenschaltung	III/76

Ruhekontakte	III/72
Ruhestrom von Transistor-Gegen- takt-B-Stufen stabilisieren	IV/273
Ruhewiderstand des Kohlemikrophons	III/106
Rundfunkbereiche	I/120
Rundfunkempfänger- Abgleichverfahren	II/154
Rundkolben	I/202
Sättigung	IV/124, 311
Sättigungsabschnitt	II/170
Sättigungs-Bereich	IV/312
-Grenzlinie	IV/307
Satte und blasse Farben	IV/54
Schabefeder	I/205
Schätzwert	III/29, 34
Schallabstrahlung	I/166
Schallbündelung	I/171
Schallrillenmodulation	II/102
Schallstrahlenkrümmung	I/172
Schallwände	I/166
Schaltalgebra	III/72
Grundregeln	III/79
Symbole	III/79
Schaltanordnungen	III/72
Einteilung	III/74
Schaltbefehl	III/74
Schalten von Heißeleitern	IV/322
von Kaltleitern	IV/320
Schalterdiode	II/165
Schalter-Verfahren	IV/240
Schaltverstärker	V/265, 287
Schaltfrequenz	II/182
Schaltintervall	IV/210
Schaltpunkt	IV/339
Schaltstufe	III/219
Schaltungen der Vierpole	I/48
Schaltungsalgebra	III/72
Schaltungsbeispiele	
AM-Empfänger	III/273, 283
Annäherungsschalter	V/303
automatischer Parklichtschalter	V/350
BPX 28, lichtelektrisches Steuerelement	V/344
elektronischer Drehzahlmesser	V/351
Empfänger für modulierte Strahlung	V/345
Empfänger für Strahlungs- Impulse	V/345
Gleichspannungswandler II/284, 294, 295, 296 III/322, 329, 333, 337, 347, V/340	
Hi-Fi-Stereo-Verstärker ...	V/257
Hochspannungskaskode ...	V/146
Impulsgeber für Scheiben- wischer	V/355
Infrarot-Schranke	V/346
KW-MW-Eingang	II/221
Messen der dynamischen Transistorkennwerte ...	I/343
Mischstufen	I/278, 351
Motor-Zündschaltung	V/353
Netzgerät für Halogen- Lampe	V/348
Nf-Gegentakt-Verstärker mit Transistoren I/357, II/264, 274, III/296, 300	
Oszillator mit RC-Phasen- schieber	I/259
passiver Farbräger- Regenerator	V/106
Quarzoszillatoren ..	I/335, III/267
Ratiodetektor mit Germanium-Dioden .	I/300
mit Röhren-Dioden	I/299
mit Transistor-Treiberstufe	II/261
Richtungs-Blink-Steuer- schaltung	V/357
selbstschwingende Mischstufe und Zf-Verstärker mit Transistoren	I/350
Stromversorgung von Oszillographen-Röhren .	I/322
Tan-Zf-Verstärker mit selbstbegrenzendem Demodulator	V/172

Übergang Eintakt auf		
Gegentakt	I/306	
UKW-Teil		
mit DC 90 und DC 96	I/270	
mit ECC 85	I/272	
mit Transistoren	II/234	
Warn-Blink-Steuerschaltung	V/357	
Wobbler für 10,7 MHz	I/224	
Zf-Verstärker		
in Drucktechnik	V/112	
mit Transistoren ...	I/350, II/247	
Zweidioden-		
Klemmschaltung	V/133	
Schaltung zum		
RGB-Ansteuern	V/120, 123	
Schaltzeichen für photoelektro-		
nische Bauelemente	III/235	
Schalt-Zeitkonstante	IV/312	
Scharfabstimmung		
mit BA 101	III/263	
Schattenbreite, negative	III/182	
Schattenstreifen	III/182	
Scheibenfuß	I/204	
Scheibenwischer,		
Impulsgeber	V/355	
Scheinbarer Fehler		
eines Meßwertes	III/30	
Scheinleistung	II/66	
Scheitelwert	II/54	
Schichtkathoden	II/174	
Schirmgittergegenkopplung .	I/230	
Schirmgitter-Neutralisation .	I/291	
Schirmgitterspannung	II/164	
Schirmgitterverlustleistung ..	II/164	
Schlechtes Vakuum	I/209	
„Schnee“	II/68	
Schneidfrequenzgang	II/106	
Schottky-Dioden		
im Hf-Meßgleichrichter ...	V/220	
Schottkysche Formel	III/131	
Schranke für Infrarot	V/346	
Schroteffekt	III/131	
Schutzwicklung	I/183	
Schwarzer Körper	I/200	
Schwebungsnullanzeiger	III/191	
Schwingkreis	I/143, 146	
Schwingneigung	I/334	
Schwingneigung bei Spannungs-		
Stabilisator-Röhren ...	IV/186, 187	
Schwingquarze	I/329	
Schwingerschaltungen		
(Oszillatorschaltungen)		
	I/254, 255, 335, II/221, 234	
Schwing- und Verstärkerstufen		
mit Koaxialkreisen	I/260	
Schwingungstypen in		
Hohlleitern	II/84	
SECAM-III-Farb-wiedergabe-		
Teil	IV/73	
Seitenschrift	II/104	
Sekundärstrahler	I/201	
Selbstbegrenzender		
Demodulator	V/172	
Selbsterregung,		
Sicherheit gegen	I/286	
Selbstneutralisation	I/148	
Selbstschwingende Mischstufe		
	I/268, 273, 284, II/222, 237, III/291	
im UKW-Tuner	V/204	
temperaturkompensiert ...	I/149	
Selektion, reziproke	I/155	
Selektionskurven für Bandfilter	I/155	
Sendarten		
Bandbreiteformeln	I/118	
Kennzeichnung	I/117	
Sender-Endstufe		
für Funksprechgeräte	V/210	
Sequentielle Farbfernseh-		
Verfahren	IV/124	
Seriengesteuerte Zähler	V/80	
Serienresonanzkreise	I/143	
Serien- u. Parallelschaltung,		
umrechnen	III/69	
Serienschaltung		
von Vierpolen	I/45	
Serienspulenkopplung	I/151	
Serienverzweigung	II/99	
Shadow Mask Tube	IV/124	
Sicherheit		
gegen Selbsterregung	I/286	

Sicherheitsgrenze	III/37	Spaltfunktion	II/110
Sicherung, elektronische	V/323	Spanngitter	I/203
Siedekühlung	I/338	Spannungsfrequenzgang	II/122
Signalquellen-Nf	III/108	Spannungsgegen-	
Signalverfolger	III/192	kopplung	I/227, 228, 231, 232
Signal- und		Spannungs-Konstanthalter ..	V/326
Gruppengeschwindigkeit ..	II/88	Spannungsreihe,	
Silizium, physikalische		elektrochemische	III/92
Eigenschaften	III/94	elektrothermische	III/92
Simple-PAL-Verfahren	IV/124	Spannungssprung	II/261
Simultane		Spannungsstabilisator	
Farbfernseh-Verfahren	IV/125	Aufbau und Arbeitsweise ..	I/383
Singuläre Matrix	I/57	Brennspannung und	
Sinus-Dauertonleistung	V/262	Lebensdauer	I/389
-Leistung	V/262	Eigenschaften	I/383
-Spitzenleistung	V/262	Schaltung	I/384
-Winkelfunktionen	V/7	Vorwiderstand	I/385
Sinus-Generatorschaltung ..	III/214	Spannungs-Stabilisator-Röhre	
Sinus, Potenzen	III/11	mit Hilfsanode	IV/186
Sinus-Verlauf	II/55	Spannungs-Störabstand	II/69
Si-Planar-Transistoren,		Spannungsteilung,	
Nf-Rauschzahl	V/231	frequenzabhängige	IV/155
Si-Transistoren im		frequenzunabhängige	IV/155
AM-FM-ZF-Verstärker	V/205	temperaturabhängige	IV/274
Hi-Fi-Stereo-Verstärker ...	V/257	Spannungsverstärkung	II/122
Skalar div	II/19	komplex	I/41, 44
Skalarer Operator	II/20	Spatprodukt dreier	
Skalares Produkt		Vektoren	II/24
zweier Vektoren	II/23	Speicher-Zeitkonstante	IV/312
Skalarfeld	II/18	Speiseschaltung	
Skineffekt	I/94, 103, IV/17	für Photovervielfacher	III/229
Smith-Diagramm	II/42	Speisespannung der Mischstufe	
Anwendungsbeispiel	II/49, 51	stabilisieren	II/243
Aufbau des Liniennetzes ..	II/44	Speisespannung für Zeilen-	
Beitrag und Phase	II/45	Endröhre	V/137
Darstellungsweisen	II/44	Spektrale Empfindlichkeits-	
Konstruieren des Liniennetzes	II/51	verteilung	III/238
Umwandeln: Reihen und		Spektraler	
Parallelschaltung	II/48	Hellempfindlichkeitsgrad ..	IV/112
Widerstands-Parallel-		Spektralfarben	IV/49
schaltung	II/47	Spektralfarbenzug	IV/57, 125
Widerstands-Reihenschaltung	II/46	Spektralintensität	III/119
Soll-Abschluß-		Spektralvorkämmung	IV/125
widerstand	II/119, III/107	Sperrbereich	IV/19, 21
Spalte einer Determinante ..	III/67	beim Transistor als Schalter	IV/308

Sperrbereich, eigentlicher ..	II/199	Stabilisieren des Ruhestromes von	
Sperrdämpfung	IV/21	Transistor-Gegentakt-	
Sperrflanke	III/214	B-Stufen	IV/273
Sperrflanken-Anstiegszeit ..	III/215	Stabilisierte Netzgeräte	V/333
-Steilheit	III/215	Stabilisierungsschaltungen ..	V/333
Sperr-Frequenzbereich	IV/19	mit YA 1000	IV/189
Sperrschichttemperatur	II/213	Stabilisierung des Transistor-	
Sperrschichtzelle	III/235	Arbeitspunktes	I/365
Sperrschwinger	I/318	Stabilität der Hf- und Zf-Stufen	I/286
Sperrspannung	III/252	Stahlstiftphantom	I/207
Sperrung	III/74	Standard-Abweichung ...	III/31, 35
Sperrwandler	II/285, 286	Standardband	II/118
Sperrzeit	II/285	standard deviation	III/35
Spitzenklemmung	V/128	Standardisierte Variable	III/35
Spitzenleistung	II/123	Standardprodukt	III/90
Spulen		Standardsumme	III/89
Bandfilter, Wickelsinn	I/152	Starter	II/168
Eigenkapazität	I/102	Starterspannungsquellen ...	II/186
Eigenwelle	I/102	Starter-Vorspannung	II/184
Güte	I/144	Statische Steilheit	III/113
für Magnettonbänder	II/177	Statistische Sicherheit	III/37
Näherungsformeln	I/98	Steilanstieg des	
temperaturkonstanter		Sperrstromes	III/252
Resonanzkreise	I/147	Steilheitsbegriffe	III/113, 116
Spurlagen	II/118	Steile Röhren, stabilisieren	
Stabdurchmesser		des Anodenstromes	II/132
bei Antennen	I/128	Stellglied	V/326
Stabilisator im Gleichspannungs-		Stell-Transistor	V/326
wandler	III/347	Sterad, Steradian	I/200
Stabilisieren		Stereoaufnahmen	
des Anodenstromes	II/132	auf Magnettonband	II/118
des Collector-		Stereo	
Ruhestromes	II/205, 213, 218	-Decoder, Übersicht	IV/235
durch Emitterwiderstand ..	II/207	-Decoder mit Transistoren .	IV/242
niedriger Gleich-		-Frequenzbänder	IV/227
spannungen	III/258	-Frequenzen	IV/227
der Mischstufen-		-Haupt-Signal	IV/222, 227
Speisespannung	II/243	-Hilfsträger	IV/222
durch Spannungsteiler		-Multiplex-Signal, Aufbau	IV/222
und Emitterwiderstand ..	II/209	-Rundfunk-Norm	IV/227
höherer Spannungen	I/388	-Vorverstärker mit ECC 808	IV/255
in 2 Stufen	I/389	-Wiedergabe, Rauschen bei	IV/228
niedriger Spannungen	I/388	-Zusatz-Signal	IV/222, 227
von Transistor-Endstufen ..	II/218	Stereo-Schallplatte,	
von Wechselspannungen ..	III/260	Prinzip und Norm	II/101

Stereo-Verstärker	V/244	Streuinduktivitäten	I/178
Stereo-Verstärker mit		Streuung	III/35
Si-Transistoren	V/257	Streuungen	I/183
Stereo-Wiedergabe-		Streuungen-Quadrat	III/35
Verstärker	II/274	Strombelastbarkeit	
Sternglied	IV/19	von Drähten	I/196, 197
Sternschaltung		Strom-Flußwandler	II/285, 289
von Kontakten	III/87	Stromflußwinkel	I/247, III/162
Stetig-Veränderliche	III/34	Stromgegenkopplung	I/227, 229
Steuerelement,		Strom-Konstanthalter	V/326
lichtelektrisches	V/342	Stromrichtung, konventionelle	III/56
Steuerflanke	III/214	Stromverdrängung	I/105
Steuergenerator in Vertikal-		Stromversorgung	
Ablenkung	IV/165	bei Gegenaktbetrieb	I/315
Steuergitter-Neutralisation .	I/288	von Oszillographenröhren	I/322
Steuerschaltung		Stromverteilungs-Rausch-	
für Richtungsblinker	V/357	Urstrom	III/146, 147
für Warnblinker	V/357	Stromverteilungsregelung in	
Steuerspannung	III/133	Transistor-Mischstufe	IV/214
Steuerstrecke	III/134	Stufenverstärkung	
Stichproben	III/34	mit Bandfilter	I/295
-Ergebnis	III/36	mit Einzelkreis	I/293
-Mittelwert	III/34	STV 108/30 im Gleichspannungs-	
-Streuung	III/34	wandler	III/347
Stiftsicht-Vorrichtungen	I/207	STV 500/0,1	
Stilb	I/199	Anwendungsbeispiele	III/229
Stochastische Variable	III/34	Subminiaturröhren	I/202
Störabstände	II/69	Submin-Transistoren	
Störfunktion	V/13	AF 128 und AC 129	III/291
Störrauschleistung		Subtraktionsverfahren	V/168
des Rauschgenerators	II/71	Subtraktive Farbmischung ..	IV/68
thermische	III/155	Summenhäufigkeit	
Störspannung messen	III/170	der Klassenwerte	III/30
Störstrahlung messen	III/171	der Meßwerte	III/29
Störungen austasten	III/213	normierte	III/29
messen	III/169	relative	III/29
Stoßionisation	II/171	Summen-Signal	IV/222
Strahlergruppen	I/171	Summenvektor	II/23
Strahlungskühlung	I/338	Summierwandler	II/285, 292
Strahlungswiderstand		Symbole der	
bei Antennen	I/128	Schaltalgebra	III/79
Streifenleitung im		Symmetrischer Vierpol	I/36, 54
UHF-Verstärker	V/191	Synchron-Demodulator	IV/125
Streubereich		Synchronisieren des	
des Anodenruhestromes ..	II/132	PAL-Umschalters	V/101

Systematische	
Deckungsfehler	IV/125
Konvergenzfehler	IV/126
Systematischer Fehler	III/30

Tafel der	
Briggsschen Logarithmen ..	III/15
natürlichen Logarithmen ..	III/18
Tangens-Winkelfunktionen ..	V/10
Tastklemmung	V/128
Tatsächlicher Hörfopf	II/110
Tatsächliche	
Leistungsverstärkung	III/109
Taylorsche Reihe	I/27
Teildämpfung	I/327
Teilkorrelation	III/121
Temperaturabhängige	
Spannungsteilung	IV/274
Temperaturabhängigkeit	
bei Halbleitern	II/199, 206
Reproduzierbarkeit	I/146
Temperaturdurchgriff ..	II/206, IV/273
Temperaturgang-	
Kompensation	I/149
Temperaturkoeffizient	
von Kondensatorschaltungen	I/147
der Referenzspannung	III/254
des Zenerwiderstandes ...	III/254
Temperaturkompensation von	
Kreisen	I/148
Temperaturkonstante	
Resonanzkreise	I/146
Temperaturspannung	III/176
Temperaturstabilisierung der	
Transistor-Gegentaktendstufe	I/363
Temperaturunabhängigkeit	
erreichen	I/146
Temperatur und	
Verlustleistung	II/214
Term	III/89
T-Glied	IV/19
Theoreme	III/89
Thermische Emission	II/172
Gitteremission ..	I/209

Stör-Rausch-	
leistung	III/155
Thermische Instabilität bei Gegen-	
takt-B-Endstufen vermeiden	IV/280
Thermischer Widerstand	III/255
Thomson-Funktion	IV/14
Thyratron mit kalter Kathode	II/168
Thyristoren	IV/338
Thyristor in	
Motor-Zündschaltung	V/353
Tiefenschrift	II/104
Tiefpaß	IV/19, 26
im Farbträger-Regenerator	IV/80
-Grundglied	IV/26, 32
-m-Glieder	IV/28, 33
Toleranz	II/10
Toleranzen, Europa-Norm ..	I/122
Toleranz-Grenzdaten	IV/47
Tonabnehmersysteme,	
Schaltungen	II/106
Tonsäulen	I/172
Ton-Zf-Verstärker	V/172
5,5 MHz ..	V/170
Trägermultiplikation	III/251
Transcoder	IV/126
transducer gain	III/110
Transformationsfaktoren	
der PC 86	II/152
Transformatorbemessung	III/202
Transformatoreisen	I/182
Transformatorloser	
Transistor-Nf-Verstärker ..	II/264
Transformierte	
Farb-Differenzsignale	IV/126
Transmissions-Konzept	III/88
-Funktion	III/89
Transistor	
Abfallzeit	IV/310
Anstiegszeit	IV/310
Arbeitspunkt stabilisieren	I/366
Ausschaltzeit	IV/310
Betrag der Steilheit	I/342
Eingangswiderstand ...	I/343, 347
Einschaltzeit	IV/310
Formeln für Zf-Verstärker ..	II/253

Gegentakt-Ausgangs- übertrager	I/359	Verzögerungszeit	IV/310
Gegentakt-B-Endstufen ...	III/296	Vierpolkoeffizienten II/194, III/240	
Gegentakt-Endstufe	I/358	Vierpolparameter . II/194, III/240	
Gleichspannungs- wandler	II/284, 329	Vorstufe	I/369
Güte beurteilen	II/197	Zf-Verstärker	I/352, II/247
Innenwiderstand	I/344, 347	Transistor als Schalter	IV/307
Kennwerte		für induktive Belastung ...	IV/329
für Emitterschaltung	II/194	für kapazitive Belastung ..	IV/324
Komplexe Rückwirkung ...	I/345	für Wirkbelastung	IV/317
KW-MW-Eingangsschaltung	II/221	Transistoren,	
Messen der dynamischen		als Stellglied	V/326
Kennwerte	I/342	BF 311 in Zf-Endstufe	V/117
Mischstufe, selbst- schwingend ...	I/350, II/222, 237	Transistoren, Abmessungen	
Mischstufe für Strom- verteilungs-Regelung ...	IV/214	der Kühlbleche	V/34
Neutralisation	I/354	Transistoren im 50 W-50 Hz- Notstrom-Aggregat	IV/302
Nf-Verstärker	III/300	Transistor-Nf-Verstärker	V/235, 238
für hohe Wiedergabegüte	II/264	-Oszillatoren für hohe	
Rotodetektor für 10,7 MHz	II/261	Frequenzen	V/227
Regelung		-Schalter-Verstärker	V/287
eines KW-MW-Empfängers	II/230	Transistorschaltungen/Röhren- schaltungen	I/351
Rückwirkungs-Admittanz		Transistor 2 N 3866 in	
bestimmen	IV/203	Sender-Endstufe	V/210
Speicherzeit	IV/310	Transistorstufen, rauscharm,	
Stabilisieren des Collector- Ruhestromes	II/205, 213, 218	dimensionieren	V/234
Stabilisieren von Endstufen		Transistorstufen,	
für A-Betrieb	II/218	Rauschgrößen	V/231
Statische Kennwerte	II/201	Transistorstufe	
Steilheiten	III/114	als aktiver Zweipol	III/104
Stromverstärkung	I/346	als Ersatz-Spannungsquelle	III/104
Temperatur-Stabilisierung	I/363	als Ersatz-Stromquelle	III/105
Treiberstufe	II/261	Transitionale Kopplung	II/253
mit Gegenkopplung	I/368	Treiberstufe im Gegentakt- 8-Verstärker	
ohne Gegenkopplung ..	I/367	mit AD 152	IV/268
Treiber-Transformator	I/364	mit komplementären	
UKW-Baustein	II/234	Transistoren	IV/289
Verlustleistung	I/358	mit Transistoren	I/367, 368, II/261
Verstärker ohne Ausgangs- Trafo	IV/282	Treiberstufe	
Verstärker		in Vertikal-Ablenkschaltung	IV/166
für Stereo-Wiedergabe .	II/274	im 50 W-50 Hz-Notstrom- Aggregat	IV/304
		Treiber-Stufe mit	
		Komplementär-Transistoren	V/244

Treibertransformator	I/364	-Mischstufe	I/268, 272, 284
Trennstufe für Farbträger- Generator	V/159	-Teil, DC 90 und DC 96	I/268
Trenn-Verfahren	IV/237	ECC 85	I/272
Triodenstufe, Rauschen	III/131	UKW-Tuner mit Dioden- Abstimmung	V/201
Tripel	IV/126	Ultralinear-schaltung	I/240
Triplet	IV/126	Umfang der Stichprobe	III/34
TTL-Schaltungsart	V/77	Umformen von Determinanten	III/67
T-Vollglied	IV/20	„Umgang“ mit Pico-Röhren .	I/205
T-Zwischenglied	IV/20	Umgebungstemperatur	II/213
		Umkehrbarer Vierpol	I/36, 54
		Umrechnen	
Übergang auf Gegentakt ...	V/246	der Koeffizienten	I/51, 52
Übergang 50 Hz auf 60 Hz ..	I/189	für komplexen Widerstand	III/69
Übergangsbereich ...	II/199, IV/308	Neper in Dezibel	I/11
Übergang von Eintakt auf Gegentakt	I/306, II/278	zwischen Serien- und Parallelschaltung	III/69
Überkritische Kopplung ..	I/153, 155	für Widerstand und Induktivität	III/71
Überlappung	III/182	für Widerstand und Kapazität	III/70
Übernahmekennlinie ...	II/175, 180	Umrechnung	
Übersicht über die Stereo-Decoder	IV/235	zwischen Stern- und Dreieck- Schaltung	IV/35
Überspannungsschutz für Spannungsmesser	III/262	zwischen T- und Π -Schaltung	IV/35
Übersprech-Dämpfungsmaß .	V/264	Umschalter	III/87
Obersteuern	IV/311	Umschalter beim PAL-Verfahren	V/101
Obersteuerungs-Bereich	IV/312	Umwandeln	
-Faktor	IV/311	Dualzahlen in Dezimalzahlen	V/50
Zeitkonstante	IV/312	ganzer Dezimalzahlen in Dualzahlen	V/52
Übertragungsarten	I/117	ganzer Dualzahlen in Dezimalzahlen	V/51
Übertragungs -Admittanz	III/113	gebrochener Dezimalzahlen in Dualzahlen	V/53
-Admittanz, rückwärts	III/240	gebrochener Dualzahlen in Dezimalzahlen	V/51
-Admittanz, vorwärts	III/240	Reihen- und Parallelschaltung	II/48
-Bereich	V/263, 264	Umwandlerkennlinie	II/262
-Faktor	V/263	Unbunt	IV/55
-Leitwert	I/41, 44	Unbunte bzw. weiße Lichtstrahlung	IV/55
-Leistungsverstärkung	III/110		
-Widerstand	I/41, 44		
Übertragungsmaß	IV/21, V/263		
-Abweichungen	V/264		
UHF-Verstärker mit Abstimm-Diode	V/191		
UKW-Antennen	I/124		
-Baustein mit Transistoren .	II/234		

Unbunte Lichtstrahlung	IV/65	Vektoriell	
Und-Schaltung	III/75	zweier Vektoren	II/24
-Funktionen	III/75	Vektorprodukt	II/24
-Verknüpfung	III/89	dreifaches	II/25
Unerwünschte Frequenzen		vierfaches	II/25
unterdrücken	I/328	Vektorrechnung, Formeln	II/22
Ungenauigkeit		Verbindungskupplungen	II/97
kennzeichnen	IV/7	Verdrahten der Fassung	I/206
Ungleichungen	II/12	Verdrosselung des Heizkreises	V/217
Unsicherheit		Verformung von Rechteck-	
kennzeichnen	IV/7	impulsen an RC-Gliedern .	IV/39
Unsicherheitsbereich		Verfügbare	
festlegen	IV/8	Leistung	II/71, 81
Unterdeterminante	III/68	Leistungsverstärkung	III/110
Unverzögertes Zünden		Rauschleistung	II/77
durch Schalten	II/187	Verhältnisgleich-	
Urspannung	III/99, 106, 111	richter	I/296, 300, II/261
Urspannung messen	II/76	Verkürzungsfaktor	I/108
Urspannungsquelle	III/99	Verluste im Transformatoreisen	I/187
Urstrom	III/101	Verlustfaktor	I/114
Urstromquelle	III/101	Verlustleistungs-	
		Augenblickswert	V/34
Vakuum-Photozelle	III/234	Verlustleistung	
Vakuum, schlechtes	I/209	bei periodischem Schalten	IV/316
Varactor-Diode	III/263	und Temperatur	II/214
Varianz	III/35	und Verlustarbeit	IV/319
VDR als Überspannungsschutz	V/281	Verlustwiderstände	I/143, 144
Vektor		Verlustwinkel	I/114
äußeres Produkt	II/24	Versatz	IV/126
Differentiation		Versorzeichen	II/61
nach einem Skalar	II/25	Verstärker	
Flächenintegral	II/18	in Emitterschaltung	II/248
geometrisches Bild		für Farb-Differenzsignal ..	V/126
und Komponenten	II/23	für Hi-Fi	V/257
inneres Produkt	II/23	für Stereo	II/274, V/257
Linienintegral	II/18	mit EC 8020	V/212
Multiplikation	II/23	mit Eintakt-A-Endstufe	V/236
Produkt aus innerem Produkt	II/24	mit Gegentakt-B-Endstufe .	V/236
rot	II/20	Nenn-Eingangsspannung .	III/107
skalares Produkt	II/23	pulsdauer - modulierte ...	V/267
Spatprodukt dreier Vektoren	II/24	zweiflügelig in Basisschaltung	II/247
vektoriell		Verstärkerbereich für	
vektorielles Produkt	II/24	Transistor als Schalter	IV/308
Vektorfeld	II/18	Verstärkerstufen mit 2 C 39 A	
Vektorgrad	II/19	und 2 C 40	I/260
Vektorieller Operator	II/21		

Verstimmung		Grundkoeffizienten	1/40
doppelte	I/144	Grundsätzliches	1/35
einfache	I/144	-Kennleitwerte	II/145, 149
normierte	I/145	Kettenschaltung	1/45
Vertikal-Ablenkschaltung		-Koeffizienten	II/194
eisenlos	V/180	Koeffizientenbedingungen	1/54
mit AD 138/50	IV/165	Koeffizienten in Matrizen-	
mit PL 805	V/186	darstellung	1/49
mit Transistoren	III/305	Koeffizientenumrechnung	1/51, 52
Vertikal-Ausgangstransformator		-Leitwertgleichungen	II/144
für PCL 85	III/196	linearer	1/36
Vervielfachungs-Elektroden	III/234	-Parameter	II/194
Verzerrer	III/219	passiver	1/35, 54
Verzerrungen	I/305	rauschende lineare	III/122
Verzögerte Regelung	II/139	Schaltungen	1/48
Verzögertes Zünden	II/188	Serienschaltung	1/45
Verzögerungsleitung	I/242, IV/126	symmetrischer	1/36, 54
elektrische	V/99	umkehrbarer	1/36, 54
mechanische	V/99	Vierpole	III/65
Verzögerungszeit im		Vierschicht-Dioden	IV/338
PAL-Laufzeit-Decoder	V/93	-Schalttrioden	IV/338
VHF-Antennenverstärker mit		Vierspur	II/118
ECC 2000	IV/134	Viertelwellenleitung	
-Breitbandverstärker mit		als Wandler	1/111
EC 8020	IV/141	Viertelzeilen-Offset	IV/126, V/91
-Breitbandverstärker mit		Virtuelle Farbarten	IV/57
ECC 2000	IV/138	Kathode	III/133
-Eingangsstufen mit PC 900	IV/145	Vollkorreliert	III/119
-Kanalverstärker	IV/134	Vollkorrelierte Rauschströme	III/120
-Tuner mit Abstimm-Diode	V/195	Vollständige	
Video-Endstufe mit PCL 200	IV/155	Leitwert-Matrix	
-Verstärker		eines Dreipols	III/21, 23
mit Transistoren	IV/160	Matrix	III/22
Video-Verstärker	V/120, 123	Neutralisation	II/148
Vierfache Vektorprodukte	II/25	Widerstands-Matrix	III/22
Vierpol		Vollverstärker-Normwerte	II/131
aktiver	I/35, 54	Vorionisierung	II/169
allgemeiner	I/35	Vorkreise	1/159
Arten	I/35, 54	Vorkreis und Oszillator	
-Ausgangsleistungen	III/109	abgleichen	II/155, 157, 158
belasteter	I/41	Vorstrom	II/171
-Eingangsleistung	III/109	Vorstufe	II/235, 236
-Ersatzschaltungen	III/122	im UKW-Tuner	V/202
Ersatzschaltbilder der Röhre	I/215	Vorstufen im Gegentakt-B-	
Gleichungspaare	I/38	Verstärker mit AD 152	IV/268

Vorverstärker-Normwerte ..	II/131
Vorwärtssteilheit ..	III/115, 240, 244
Vorwiderstände im	
FS-Heizstromzweig	IV/180
Vorzeichenregeln	I/25
V-Wendel	I/203
Wärmewiderstände ..	II/213, III/255
Wärme-Abgabewiderstand ..	V/37
-Ausbreitungswiderstand ..	V/36
-Außenwiderstand	V/35
-Ersatzschaltungen	V/35
-Gesamtwiderstand	V/35
-Innenwiderstand	V/35
-Kontaktwiderstand	V/35
-Teilwiderstände des	
Kühlblechs	V/36
-Zeitkonstante, äußere ...	V/44
, innere	V/43
Wärmewiderstand	
des Kühlblechs	V/36
des Kühlkörpers	V/36
Wahrer Fehler	
eines Meßwertes ...	III/30
Wert	III/29
Wahrheitstabelle	V/68
Wahrheitstafel	V/68
Wahrscheinlichkeit	III/35
Wahrscheinlichkeitsdichte	III/31, 35
Wahrscheinlichkeitpapier	III/40, 42
Wahrscheinlicher Fehler des	
einzelnen Meßwertes	III/31
arithmetischen Mittelwertes	III/31
Wanderfeldröhre	I/242
Warn-Blink-Steuerschaltung ..	V/357
Wasserkühlung	I/338
Wechselgrößen	III/59
zeitlich sinusförmig	II/54
Wechselleistung	II/66
Wechselspannungsanzeige ..	III/185
Wechselspannungs-	
Stabilisierung	III/260
Wechselspannungs- und Wechsel-	
strom-Stabilisierungsschaltun-	
gen mit YA 1000	IV/189
Wechselspannungs-Verstärker	
mit elektronisch umschalt-	
barem Verstärkungsgrad	V/222
Wechselstromleistung	
bei Endstufen	I/304
Wechselstromleitwert	I/145
Wechselstrom-Netzanschlußteil	
für Transistor-Gegentakt-B-	
Verstärker	IV/301
Wechselstromwiderstand ...	I/145
Weiß-Abgleich	IV/127
-Balance	IV/127
-Punkt	IV/127
Weiß- bzw. unbunte	
Lichtstrahlung	IV/55, 65
Weiß- Gegenstandsfarbe ..	IV/67
Weißes Rauschen	II/67
Wellenfilter	IV/19
Wellenlänge,	
dominierende	IV/99
farbtongleiche	IV/108
kennzeichnende	IV/114
Wellen und Frequenzen	I/116
Wellen-	
widerstand ..	I/106, II/96, IV/20, 23
Wert der physikalischen	
Größe	III/52
Werte und Klassen	III/29
Wickelsinn von	
Bandfilterspulen	I/152
Wicklungsausführung	I/178, 182
Widerstand	
induktiv	I/100
kapazitiv	I/114
Widerstand als Rauschquelle	II/76
Widerstandsmatrix	I/50
Widerstands-Parallelschaltung	II/47
-Reihenschaltung	II/46
Widerstand von Drähten	I/196, 197
Wiedergebeverstärker,	
entzerren	II/110
Wiederholungsfrequenz	I/321
Windungen je cm ²	I/176
Windungsschlußprüfer	III/194
Windungszahl	I/176, 177

Winkelfunktionen	I/13, III/11	Zeile einer Determinante ...	III/67
Winkelfunktionen von		Zeilen-Endstufe	
Cosinus	V/7	mit Ballast-Röhre	V/137
Cotangens	V/10	ohne Ballast-Röhre	V/142
Sinus	V/7	Speisespannung	V/137
Tangens	V/10	Zeilen-Synchronisier-Signal für	
Winkelgeschwindigkeit	II/55	NTSC und PAL	IV/127
Winkelstücke	II/98	Zeitkonstante	I/145, II/109
wired OR	V/76	und Grenzfrequenz	IV/45
Wirkanteil	II/61	Zeitlicher Verlauf des	
Wirkleistung	II/66	Anodenstroms	III/196
Wirkwiderstand	II/47	Zeit-Multiplex-Verfahren ...	IV/240
Wobbler für 10,7 MHz	I/224	Zeitschalter ...	II/188, III/230, V/305
Wronski-Determinante	V/23	Zener-Dioden	III/250
		-Effekt	III/251
X-Richtung	IV/127	-Knick	III/252
-Signal	IV/127	-Spannung	III/252
XY-Verfahren	II/101	-Widerstand	III/253
X, Z-Koordinatensystem	IV/127	Zentralwert	III/29
X bei Zwischenbasis-Schaltung	I/272	Zf-Bandfilter	
		Abgleichoszillator	
YA 1000 in Wechselspannungs-		für 470 kHz	III/269
Stabilisierungsschaltungen	IV/189	Aufbau und Abgleich ..	I/151, 157
Y-Parameter		Bandbreite	III/285
für Emitterschaltung	III/241	Kernstellung	I/152
Y-Signal	IV/127	mehrkreisige	I/157
-Verstärker	IV/127	Regelbarkeit der Bandbreite	I/152
		Schaltungen	I/151
Zähldekaden	V/80	Selektionskurven	I/155
Zähler,		Spulen, Wickelsinn	I/152
parallelgesteuert	V/80	Stufenverstärkung	I/295
seriengesteuert	V/80	Teilspule	I/153
Zählpeile	III/56	Übertragungseigenschaften	I/153
Zählrichtung ...	II/57, III/56, 58, 102	Werte	I/160, 162
für Spannung	III/57	zweikreisige	I/153
für Strom	III/56	Zf-Brücke	I/274, 284
Zahlen,		-Stufenstabilität	I/286
Genauigkeits-Kennzeichnung	IV/7	-Verstärker mit Transistor .	I/352
Zahlenwert		-Verstärkerstufen	I/293
der physikalischen Größe .	III/53	Zf-Endstufe	
Zahlenwertgleichungen	III/54	im Farb-FS-Empfänger ...	V/117
ZC 1010 im		mit BF 311	V/117
Annäherungsschalter	V/303	Zf-Verstärker	
Zehnersystem	I/33	für AM-FM	V/205
Zeigerdiagramm	II/59	in Basisschaltung	III/283

in Drucktechnik	V/112	Zweier-System	I/33
für Farb-FS-Gerät	V/112	Zweipole, aktive	III/63, 98
Formeln	II/253	Zwischenkeltransformator ..	I/182
für 10,7 MHz und 470 kHz ..	II/247	Zweistufiger Verstärker in	
kombiniert	II/250	Basisschaltung	II/247
für Ton 5,5 MHz	V/170, 172	Emitterschaltung	II/248
Ziehkapazität	I/333	Zweistufiger	
Ziffern-Anzeigeröhren,		Video-Verstärker	IV/160
gasgefüllte	V/293	Zweiter Kirchhoffscher Satz ..	III/61
Zoll/Millimeter	I/92	Zweiweggleichrichter	I/181
Zonen der Entladungsstrecke	II/172	Zweiwertige Variable	III/89
Z-Richtung	IV/127	Zwischenbasis-	
-Signal	IV/127	Schaltung .. I/218, 272, 291,	III/145
Zünden durch		Zwischenelement	III/73
Wechselspannung	II/189	Zwischenglied	IV/20
unverzögert durch Schalten	II/187	Zwischenkreis	I/159
verzögert	II/188	durchstimmbarer	II/224
Zündgrenzlinie	II/176	nicht abgestimmter	II/224
Zündkennlinie	II/176	Zwischenschalt-Leistungs-	
Zündschaltung mit Thyristor ..	V/353	verstärkung	III/110
Zündspannung	II/171	Zwischenverstärker,	
Zündübernahme-Kennlinie ..	II/176	dreistufig	II/277
Zündung der Hauptstrecke ..	II/177	Zylindersymmetrische	
Zufälliger Fehler	III/30	Welle	II/91
Zusätzliche		ZZ 1010, Spannungs-	
Rauschzahl .. II/73, III/139, 145, 152		Stabilisator-Röhre	IV/186
Zweidiode-		ZZ 1030,	
Klemmschaltung	V/133	Anwendungsbeispiele	III/229

Inhalts-Übersicht nach Sachgebieten

für TELEFUNKEN - Laborbuch, Band I...V (1...5)

A. Allgemeines

	Band	Seite
Amerikanische und englische Abkürzungen	I	59
Anheizzeiten der Elektronenröhren	V	45
Das Anschreiben von Gleichungen	III	52
Datenangaben für (Hi-Fi-) NF-Verstärker	V	262
Daten der NF-Signalquellen	III	106
Deutsches Alphabet	II	8
Die deutschen Rundfunk- und Fernseh-Frequenzbereiche ...	I	120
Fachausdrücke zur Physik und Technik der Halbleiter	II	298
Farbcode, allgemein	II	28
für Kondensatoren	II	30
für Widerstände	II	29
Fernseh-Bereiche und -Kanäle	III	96
Fernsehnormen	I	121
Frequenzbereiche der Musikinstrumente und des Gesanges	I	164
Genauigkeits-Kennzeichnung von Zahlen	IV	7
Geschichtliche Entwicklung der Fernseh-Bildröhre	IV	172
Griechisches Alphabet	II	7
Grundsaltungen für digitale Datenverarbeitung	V	68
Im Funkdienst benutzte Sendearten	I	117
Lebensdauer-Untersuchungen an NSF-Tantal-kondensatoren mit festen Elektrolyten	IV	196
Leistungsverstärkungen	III	109
Logarithmische Einteilungen	II	9
(Monolithisch) integrierte Digital-Schaltungen	V	74
Negative Zahlenwerte in Kennliniendarstellung	III	47
Normreihen	II	10
Schaltalgebra, eine Einführung	III	72
Steilheitsbegriffe	III	113
Wellen und Frequenzen	I	116
Zählrichtungen für Spannungen und Ströme	III	56

B. Mathematischer Teil

Begriffe der Fehlerrechnung	III	29
Besselfunktionen	IV	11
Betrag	II	15

	Band	Seite
Bogenmaß (rad) für $0^\circ \dots 4,9^\circ$	III	12
für $0' \dots 59'$	III	13
Darstellung zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselgrößen	II	54
Das Anschreiben von Gleichungen	III	52
Dezimal- und Dual-Zahlen	V	49
Differentialrechnung	I	16
Formeln für Felder	II	18
Formeln für Vektorrechnung	II	22
Fourier-Reihen	I	29
Funktionen von n	III	7
Gaußsche Methode zum Lösen linearer Gleichungssysteme	IV	9
Integralrechnung	I	17
Karnaugh-Tafeln	V	54
Komplexe Werte	I	24
Lineare Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten	V	13
Logarithmische Einteilungen	II	9
Matrizen- und Determinantenrechnung	I	55
Mittel und Mittelwerte	II	16
Näherungsgleichungen	I	21
Negative Zahlenwerte in Kennliniendarstellung	III	47
Schaltalgebra, eine Einführung	III	72
Smith-Diagramm	II	42
Stichproben	III	34
Tafel der Briggsschen Logarithmen	III	15
natürlichen Logarithmen	III	18
Umformen von Determinanten	III	67
Umrechnen zwischen Serien- und Parallelschaltung von Real- teil und Imaginärteil einer Impedanz bzw. Admittanz zwischen T- und Π -Schaltung (zwischen Stern- und Dreieckschaltung)	III IV	69 35
Ungleichungen	II	12
Wichtige Reihen	I	27
Winkelfunktionen von Sinus und Cosinus	V	7
von Tangens und Cotangens	V	10
sowie Potenzen von Sinus und Cosinus ..	III	11
und Hyperbelfunktionen	I	13
Zählrichtungen für Ströme und Spannungen	III	56
Zweiersystem	I	33

C. Einheiten, Maße, Maßsysteme

Englische und amerikanische Einheiten	I	89
Farbcode, allgemein	II	28

	Band	Seite
Logarithmische Einteilungen	II	9
Maße	I	7
Neper-Dezibel-Tafel	I	12
Normreihen	II	10
Photometrische Begriffe und Einheiten	I	198
Physikalische Maßeinheiten	I	90
Zoll und Millimeter	I	92

D. Physik

Austrittsarbeit	III	91
Darstellung zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselgrößen	II	54
Elektrochemische Spannungsreihe	III	92
Elektron im elektrischen und magnetischen Feld	I	132
Elektrothermische Spannungsreihe	III	92
Formeln für Felder	II	18
Ionisierungsspannung	III	91
Licht, Farbwahrnehmung und Darstellung der Farbort	IV	49
Magnetfeld-Arbeitsinhalt	II	36
Mischen von Farblichtstrahlungen	IV	62
Gegenstandsfarben	IV	67
Naturkonstanten (Physikalische Konstanten)	III	93
Photometrische Begriffe und Einheiten	I	198
Physikalische Eigenschaften von Germanium und Silizium ..	III	94

E. Passive Bauelemente, Schwingkreise, Filter, Leitungen

Amerikanische und englische Drahtlehren	II	26
Beispiele für Wellen in Hohlleitern	II	90
Doppelleitungen	I	106
Drahttabelle	I	196
Farbcode für Kondensatoren	II	30
Widerstände	II	29
Geschwindigkeiten und Wellenlängen in Hohlleitern	II	87
Grundbegriffe der Hohlleitertechnik	II	83
Hohlleiter als Leitung	II	94
-Verbindungselemente	II	97
Induktivität	I	93
Kapazität	I	112
Lebensdauer-Untersuchungen an NSF-Tantal-kondensatoren mit festen Elektrolyten	IV	196
Reaktanz-Filter	IV	19
Resonanzkreise	I	143

Skin-Effekt	I	103
Smith-Diagramm	II	42
Spulen- und Windungs-Eigenkapazität	I	102
Temperaturunabhängige Resonanzkreisfrequenz	I	146
Tiefpaß und Hochpaß	IV	26
Werte der Kreise und Bandfilter für Rundfunk- und Fernseh- Empfänger	I	158
ZF-Bandfilter	I	151

F. Transformatoren, Übertrager

Amerikanische und englische Drahtlehren	II	26
Bemessung des Vertikal-Transformators für PCL 85 mit der Ablenkeinheit AE 62/4	III	196
Drahttabelle	I	196
Netztransformator	I	181
NF-Ausgangsübertrager für Röhren-Endstufen	I	174

G. Vierpole, Ersatzschaltungen

Art des Vierpols und Koeffizientenbedingungen	I	54
Die Röhre als aktiver Vierpol	I	214
Generator als Ersatz-Spannungsquelle bzw. Ersatz-Stromquelle	III	98
Leistungsverstärkungen	III	109
Matrizen- und Determinantenrechnung	I	55
Rauschende lineare Vierpole	III	122
Röhren-Eingangsleitwert	I	211
Steilheitsbegriffe	III	113
Umrechnen zwischen Serien- und Parallelschaltung von Real- teil und Imaginärteil einer Impedanz bzw. Admittanz ..	III	69
Vierpole, Grundsätzliches	I	35
in Matrizendarstellung	I	49
Vollständige Leitwert-Matrix eines Dreipols	III	21
Zählrichtungen für Ströme und Spannungen	III	56
Zusammenschalten von Vierpolen	I	45

H. Rauschen

Das Rauschen einer Pentadenstufe	III	146
einer Triadenstufe	III	131
Messung der Rauschzahl eines Vierpols	III	154

	Band	Seite
NF-Rauschzahl moderner Si-Planar-Transistoren	V	231
Rauschen bei Signalübermittlung	II	67
bei Stereo-Wiedergabe von Rundfunksendungen		
nach dem Pilotton-Verfahren	IV	228
, das über die Antenne hereinkommt	II	80
und Rauschzahlen	II	69
Rauschende lineare Vierpole	III	122
Rauschsperrung für FM-Empfänger	IV	209
Rauschströme und Rauschspannungen	III	117
Widerstand als Rauschquelle	II	76

I. Schaltungstechnik, allgemein

Abmessungen der Kühlbleche für Leistungs-Transistoren ...	V	34
*AC 160, ein rauschormer NF-Transistor	IV	260
Basis-Emitter-Gleichspannungs-Einstellung		
für Transistor-Verstärkerstufen	V	25
Bestimmen der Transistor-Rückwirkungs-Admittanz		
im Bereich von 30 MHz ... 150 MHz	IV	203
Eingangsüberhöhung	I	129
Feldstärke und Dipolspannung	III	111
Formeln für ZF-Verstärker mit Transistoren	II	253
Gegenkopplungen in NF-Röhrenverstärkern	I	226
Gitterströme, Gitterableitwiderstand	I	208
Gittervorspannung durch Gitterableitwiderstand erzeugt ...	III	175
Halbleiter-D-Verstärker	V	265
Kompensation von Änderungen der Eingangs-Admittanz		
bei Regelröhren	IV	198
Mit idealem Schalter geschalteter Gleichstromkreis	V	276
Neutralisationsschaltungen	I	286
PDM-Verstärker	V	267
Physik der UKW- und Fernseh-Empfangs-Antennen	I	124
Reaktanzröhre	I	221
Regeln steiler Röhren bei stabilisiertem Anodenstrom	II	138
Röhreneingangsleitwert	I	211
Stabilisieren des Anodenstromes steiler Röhren	II	132
Stabilisieren des Collector-Ruhestromes		
von Transistor-Anfangsstufen	II	205
von NF-Treiberstufen	II	213
von Transistor-Endstufen für A-Betrieb	II	218
Transistor als Schalter	IV	307
für induktive Belastung	IV	329
für kapazitive Belastung	IV	324
für Wirkbelastung	IV	317

Transistor-Kennwerte für Emitterschaltung aus Kennlinienfeldern	II	194
Transistor-Schalter-Verstärker	V	287
Verformung von Rechteckimpulsen an RC-Gliedern	IV	39
Vierschicht-Dioden und Vierschicht-Schalttrioden (Thyristoren)	IV	338
Wechselspannungs-Verstärker mit elektronisch umschaltbarem Verstärkungsgrad	V	222

K. Meßtechnik, Meßgeräte

Bestimmung der Transistor-Vierpolparameter für HF bis etwa 30 MHz	III	240
*Die Anzeigeröhre EAM 86 und Anwendungsbeispiele (Nullanzeige, Absorptions-Frequenzmesser)	III	182
Elektronischer Drehzahlmesser für Benzinmotoren	V	351
EM 87 als Anzeigeröhre in einem Schwebungsnullanzeiger und Signalverfolger	III	191
in einem Windungsschlußprüfer	III	194
Linearer HF-Meßgleichrichter mit Schottky-Dioden BAX 26 ..	V	220
Messen wichtiger Werte der Horizontal-Ablenk-Endstufe ...	II	159
Messung der dynamischen Transistor-Kennwerte	I	342
der Rauschzahl eines Vierpols	III	154
NF-Verstärkerdaten und ihre Messung	II	119
Rundfunkempfänger-Abgleichverfahren	II	154
Störspannungs- und Störstrahlungsmessungen an Rundfunk- und Fernsehempfängern	III	168

L. Röhren und Halbleiter

Anheizzeiten der Elektronenröhren	V	45
Anzeigeröhre EM 87	III	188
*Die Anzeigeröhre EAM 86 und Anwendungsbeispiele	III	182
Aufbau moderner Elektronenröhren	I	202
Automatischer Parklichtschalter für Kraftfahrzeuge	V	350
Basis-Emitter-Gleichspannungs-Einstellung für Transistor-Verstärkerstufen	V	25
Bestimmen der Transistor-Vierpolparameter für HF bis etwa 30 MHz	III	240
Beurteilen der Transistorgüte	II	197
Das Rauschen einer Pentodenstufe	III	146
einer Triodenstufe	III	131
Die Abstimm-Anzeige-Röhre EM 800	V	291

	Band	Seite
Die Röhre als aktiver Vierpol	I	214
Einfluß der Betriebswerte auf die Lebensdauer der Röhren 2 C 39 A und 2 C 39 BA	III	161
Grenzdaten-Systeme für Elektronen-Röhren	IV	46
Halbleiter-D-Verstärker	V	265
Hinweise für den Umgang mit Pico-Röhren	I	205
Laufzeitröhren	I	241
(Monolithisch) integrierte Digital-Schaltungen	V	74
Motor-Zündschaltung mit Thyristor	V	353
*PC 88, Pico-9-Röhre für 400 ... 1000 MHz	III	164
*Pico-9-Röhren in Eingangsschaltungen 400 ... 1000 MHz	II	141
Referenz-Dioden (Zener-Dioden)	III	250
Richtungs- und Warn-Blink-Steuerschaltung	V	357
Röhreneingangsleitwert	I	211
Senderöhren-Kühlung	I	338
Steilheitsbegriffe	III	113
Transistor-Kennwerte für Emitterschaltung aus Kennlinienfeldern	II	194
Zähldekoden mit dem JK-Flipflop FPJ 101	V	80

M. Gasgefüllte Röhren mit Schaltungen

Annäherungsschalter mit Relaisröhren ZC 1010	V	303
Anwendungsbeispiele für die Vierstrecken-Spannungs- stabilisator-Röhre ZZ 1030 (STV 500/0,1)	III	229
Gasgefüllte Ziffernanzeigeröhren	V	293
Glimmstrecken-(Röhren)-Spannungsstabilisator	I	383
Prinzipschaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren	II	184
Relaisröhren mit kalter Kathode	II	168
ZZ 1010, eine Spannungs-Stabilisator-Röhre mit Hilfsanode	IV	186

N. Photoelektronische Bauelemente und Schaltungen

Lichtelektrisches Steuerelement BPX 28	V	342
Photoelektronische Bauelemente	III	234
Photometrische Begriffe und Einheiten	I	198
Schaltungen mit dem lichtelektrischen Steuerelement BPX 28	V	344

O. Stromversorgung

Anwendungsbeispiel für die Vierstrecken-Spannungs- stabilisator-Röhre ZZ 1030 (STV 500/0,1)	III	229
Automatisches Ladegerät für Blei-Akkumulatoren	V	336

	Band	Seite
Eintakt-Gleichspannungswandler mit Parallel-Resonanzkreis	III	329
Elektronische Sicherung	V	323
Erzeugen der Betriebsspannungen für Oszillographenröhren	I	322
Gegentakt-Gleichspannungswandler	III	333
in Verbindung mit Stabilisator	III	347
Gesichtspunkte für den Entwurf von Gleichspannungswandlern	III	322
Gleichspannungswandler für niedrige Speisespannung	V	340
Gleichspannungswandler mit Transistoren		
für kleine Leistung	II	284
Glimmstrecken-(Röhren)-Spannungsstabilisator	I	383
Heizstromzweig im Fernseh-Empfänger	IV	176
Hochspannungskaskade für Farbfernseh-Empfänger	V	146
Hochspannungsquelle für Bildwandler-Röhren	V	308
Netzgerät mit elektronischer, selbsttätig		
wiedereinschaltender Sicherung	V	317
mit Helligkeitsregelung für Halogen-Lampe	V	348
mit veränderbarer Ausgangs-Gleichspannung	V	313
Referenz-Dioden (Zener-Dioden)	III	250
Stabilisierte Netzgeräte zum Speisen von Batteriegeräten	V	333
Transistoren als Stellglied in Gleichspannungs- bzw. Gleichstrom-Konstanthaltern	V	326
Wechselspannungs- und Wechselstrom-Stabilisierungsschaltungen mit der Diode YA 1000	IV	189
ZZ 1010, eine Spannungs-Stabilisator-Röhre mit Hilfsanode	IV	186
50 W-50 Hz-Notstrom-Aggregat mit Transistoren	IV	302

P. Akustik

Daten der NF-Signalquellen	III	106
Frequenzbereiche der Musikinstrumente und des Gesanges	I	164
Lautstärken in Phon	I	165
Schallabstrahlung	I	166

Q. Magnetton-Technik

DIN-Bezugsbänder für Magnetbandgeräte	II	113
Entzerrung bei Magnetton-Aufnahme und -Wiedergabe	II	108
Magnetbandgeräte, Begriffserklärung und Klassen	II	107
Magnettonbänder	II	116
Magnetton-Verstärker und Löschgenerator mit Transistoren	III	313

R. Rundfunkempfänger-Misch- und Eingangsschaltungen

AM-Empfänger mit nur 2 Transistoren im HF-Teil	III	273
Brückenschaltungen in selbstschwingender UKW-Mischstufe .	I	284
Diodenabstimmung beim UKW-Tuner	V	201
KW-MW-Eingangsschaltung mit Transistoren	II	221
Mischschaltungen	I	276
Selbstschwingende Mischstufe (und ZF-Verstärker)		
mit Transistoren	I	350
Stabilisieren des Ruhestromes von Transistor-Gegentakt-		
B-Stufen gegen Temperaturschwankungen	IV	273
*Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129		
in einem Kleinempfänger	III	291
Transistor-Mischstufe für Stromverteilungs-Regelung	IV	214
*UKW-Baustein mit zwei Transistoren	II	234
*UKW-Teil für Batteriebetrieb mit D-Röhren	I	268
UKW-Teil mit Doppeltriode ECC 85	I	272

S. HF- und ZF-Verstärkerschaltungen

AM-Empfänger mit nur 2 Transistoren im HF-Teil	III	273
AM-FM-ZF-Verstärker mit Si-Transistoren für geregelte		
Mischstufen	V	205
Diodenabstimmung beim UKW-Tuner	V	201
Doppeltriode ECC 8100 im Antennenverstärker	IV	128
Formeln für ZF-Verstärker mit Transistoren	II	253
Neutralisationsschaltungen	I	286
*PC 88, Pico-9-Röhre für 400 ... 1000 MHz	III	164
*Pico-9-Röhren in Eingangsschaltungen 400 ... 1000 MHz	II	141
Regelung eines mit Transistoren bestückten		
KW-MW-Empfängers	II	230
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen für die		
Röhren 2 C 39 A und 2 C 40	I	260
Selbstschwingende Mischstufe und ZF-Verstärker		
mit Transistoren	I	350
*Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129		
in einem Kleinempfänger	III	291
Ton-ZF-Verstärker mit selbstbegrenzendem Demodulator ...	V	172
Transistor-AM-Empfänger mit ZF-Verstärker in Basisschaltung	III	283
UHF-Verstärker mit Abstimm-diode und Streifenleitung	V	191
VHF-Antennenverstärker mit ECC 2000	IV	134
-Breitbandverstärker mit der Leistungs-Triode EC 8020 ..	IV	141
-Tuner mit Abstimm-diode	V	195

	Band	Seite
ZF-Endstufe mit Transistor BF 311 im Farb-Fernsehempfänger	V	117
*ZF-Verstärker für 10,7 MHz und 470 kHz mit Transistoren ..	II	247
ZF-Verstärker in Drucktechnik für Farb-Fernsehgeräte	V	112
ZF-Verstärkerstufe für AM- und FM-Rundfunkempfänger (mit Röhren)	I	293
5,5-MHz-Ton-ZF-Verstärker	V	170

T. Oszillatoren, Quarze, Generatoren, Sender

Bemessen von Transistor-Oszillatoren für hohe Frequenzen	V	227
Die Röhre 8255 bei Frequenzen über 1 GHz	V	215
EC 8020 in Verstärker und Frequenzverdreifacher	V	212
Impulsgeber für den Scheibenwischer	V	355
Oszillatorschaltungen mit RC-Phosenschiebern	I	255
mit Schwingkreisen	I	254
Quarze für die Nachrichtentechnik	I	329
Quarz-Oszillatorschaltungen mit Transistoren	III	267
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen für die Röhren 2 C 39 A und 2 C 40	I	260
Sender-Endstufe für Funksprechgeräte mit Transistor 2 N 3866	V	210
Senderröhren-Kühlung	I	338
Sperschwinger und Multivibrator	I	318
Überschlägiges Vorausberechnen eines Senders	I	247

U. Modulatoren, Demodulatoren

Ratiodetektor mit Germanium-Dioden	I	300
mit Röhrendioden	I	296
für 10,7 MHz mit Transistor-Treiberstufe	II	261
Ringmodulator	I	326

V. NF-Verstärkerschaltungen

Basis-Emitter-Gleichspannungs-Einstellung für Transistor- Verstärker-Stufen	V	25
Datenangaben für (Hi-Fi-) NF-Verstärker	V	262
Daten der NF-Signalquellen	III	106
Einkanal-NF-Verstärker mit der ECL 86	III	224
Gegenkopplungen in NF-Röhrenverstärkern	I	226
Gegentakt-B-Verstärker mit AD 152 für 4 W, 5 W und 8 W	IV	267
NF-Eintakt-Endstufen mit Röhren	I	304
NF-Gegentakt-Endstufen	I	310
NF-Verstärkerdaten und ihre Messung	II	119

NF-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Treiberstufe	V	244
NF-Verstärker mit Komplementär-Transistor-Endstufen	V	251
NF-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe	IV	286
NF-Verstärker-Schaltung mit den Transistoren AD 152 u. AD 155	V	238
PDM-NF-Verstärker	V	267
Stabilisieren des Ruhestromes von Transistor-Gegentakt-B- Stufen gegen Temperaturschwankungen	IV	273
*Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129 (NF-Stufen) in einem Kleinempfänger	III	291
Tabelle für NF-Gegentakt-B-Endstufen mit Transistoren	III	296
Transistor-NF-Verstärker für hohe Speisespannung	V	235
für hohe Wiedergabegüte, transformatorlos	II	264
mit Gegentakt-Endstufe	I	357
mit umschaltbarer Ausgangsleistung max. 0,4 W bzw. 1,8 W	III	300
Transistor-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe ohne Ausgangs-Transformator	IV	282
Übergang von Eintakt auf Gegentakt in Röhrenschaltungen	I	306

W. Fernseh-Empfänger-Schaltungen

Ablenkeinheiten für Fernseh-Bildröhren	IV	169
Bemessung des Vertikal-Ausgangstransformators für PCL 85 mit der Ablenkeinheit AE 62/4	III	196
Einfluß der Spannung am Video-Demodulator auf die Gradation	V	176
Eisenlose Vertikal-Ablenkschaltung für 200 V Speisespannung	V	180
Fernsehnormen	I	121
Heizstromzweig im Fernseh-Empfänger	IV	176
Impuls-Abtrennschaltung mit der ECH 84	III	207
-Verarbeitung mit der Röhre PCH 200	IV	149
Messen wichtiger Werte der Horizontal-Ablenk-Endstufe ..	II	159
*PC 88, Pico-9-Röhre für 400 ... 1000 MHz	III	164
*PC 900, eine Neutrode für VHF-Eingangsstufen	IV	145
*Pico-9-Röhren in Eingangs-Schaltungen 400 ... 1000 MHz	II	141
Scharfabstimmung mit BA 101 im UHF-Tuner	III	263
Sinus-Generatorschaltungen mit der ECH 84	III	214
Sperrschwinger und Multivibrator	I	318
Vertikal-Ablenkschaltungen mit der PL 805	V	186
mit dem Transistor AD 138/50 ..	IV	165

