



Red

Yellow

Green

*Photograph
of a traffic light*



Figure 1 shows the trend of the variable over time. The data indicates a steady decline from 1990 to 2000, with a notable acceleration in the rate of decrease after 1995.

The following table provides a detailed breakdown of the data points for Figure 1. The values represent the variable's magnitude for each year from 1990 to 2000.

Table 1: Data points for Figure 1. The values are rounded to the nearest integer.

Table 1: Data points for Figure 1

Year	Value
1990	100
1991	95
1992	90
1993	85
1994	80
1995	75
1996	70
1997	65
1998	60
1999	55
2000	40

Figure 2 illustrates the relationship between the variable and another factor. The data points show a positive correlation, indicating that as the factor increases, the variable also tends to increase.

The data points for Figure 2 are as follows:

Figure 2 shows a positive correlation between the variable and the factor. The data points are approximately: (1, 10), (2, 20), (3, 30), (4, 40), (5, 50), (6, 60), (7, 70), (8, 80), (9, 90), and (10, 100).





The graph shows the temperature of two substances over time. The upper curve represents a substance that is cooling down, and the lower curve represents a substance that is heating up. The two curves intersect at a point, indicating that the two substances reach the same temperature at a certain point in time.

The graph illustrates the process of heat transfer between two substances. The substance with the higher initial temperature (upper curve) loses heat to the substance with the lower initial temperature (lower curve) until they reach thermal equilibrium.

The graph shows the temperature of two substances over time. The upper curve represents a substance that is cooling down, and the lower curve represents a substance that is heating up. The two curves intersect at a point, indicating that the two substances reach the same temperature at a certain point in time.

The graph illustrates the process of heat transfer between two substances. The substance with the higher initial temperature (upper curve) loses heat to the substance with the lower initial temperature (lower curve) until they reach thermal equilibrium.

The graph shows the temperature of two substances over time. The upper curve represents a substance that is cooling down, and the lower curve represents a substance that is heating up. The two curves intersect at a point, indicating that the two substances reach the same temperature at a certain point in time.

The graph illustrates the process of heat transfer between two substances. The substance with the higher initial temperature (upper curve) loses heat to the substance with the lower initial temperature (lower curve) until they reach thermal equilibrium.

<p>1. Introduction</p> <p>2. Methodology</p> <p>3. Results</p> <p>4. Discussion</p> <p>5. Conclusion</p>	<p>6. References</p> <p>7. Appendix</p> <p>8. Index</p> <p>9. Table of Contents</p> <p>10. Summary</p>	<p>11. Abstract</p> <p>12. Keywords</p> <p>13. Subject Headings</p> <p>14. Notes</p> <p>15. Footnotes</p>
---	---	--



<p>16. References</p> <p>17. Appendix</p> <p>18. Index</p> <p>19. Table of Contents</p> <p>20. Summary</p>	<p>21. Abstract</p> <p>22. Keywords</p> <p>23. Subject Headings</p> <p>24. Notes</p> <p>25. Footnotes</p>	<p>26. References</p> <p>27. Appendix</p> <p>28. Index</p> <p>29. Table of Contents</p> <p>30. Summary</p>
---	--	---

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that every entry should be supported by a valid receipt or invoice. This not only helps in tracking expenses but also ensures compliance with tax regulations. The text further explains that regular audits are necessary to identify any discrepancies or errors in the accounting process.

In addition, the document highlights the role of technology in modern accounting. Software solutions can streamline data entry, reduce the risk of human error, and provide real-time insights into financial performance. However, it also notes that proper training and security measures are essential to ensure the integrity and confidentiality of the data.

Finally, the document stresses the importance of transparency and communication. Stakeholders should be kept informed about the company's financial health through regular reports and meetings. This fosters trust and allows for better decision-making based on accurate financial information.



Category	Item 1	Item 2	Item 3	Item 4
Q1	120	150	180	200
Q2	130	160	190	210
Q3	140	170	200	220
Q4	150	180	210	230

The table above provides a detailed breakdown of quarterly performance metrics. It shows a consistent upward trend in all four categories over the four quarters, indicating strong growth and operational success. The data is presented in a clear, structured format for easy analysis.

Die Entwicklung eines modernsten Altwandlers für den 2000-Standard 640...630 kW

Die Entwicklung eines modernsten Altwandlers für den 2000-Standard 640...630 kW ist ein herausforderndes Projekt, das die neuesten Technologien in der Leistungselektronik und der Steuerungstechnik erfordert. Die Anforderungen an die Leistung, die Effizienz und die Zuverlässigkeit sind extrem hoch. Die Entwicklung eines solchen Altwandlers ist ein langwieriger Prozess, der viel Erfahrung und Know-how erfordert. Die Entwicklung eines modernsten Altwandlers für den 2000-Standard 640...630 kW ist ein herausforderndes Projekt, das die neuesten Technologien in der Leistungselektronik und der Steuerungstechnik erfordert. Die Anforderungen an die Leistung, die Effizienz und die Zuverlässigkeit sind extrem hoch. Die Entwicklung eines solchen Altwandlers ist ein langwieriger Prozess, der viel Erfahrung und Know-how erfordert.



Die Entwicklung eines modernsten Altwandlers für den 2000-Standard 640...630 kW ist ein herausforderndes Projekt, das die neuesten Technologien in der Leistungselektronik und der Steuerungstechnik erfordert. Die Anforderungen an die Leistung, die Effizienz und die Zuverlässigkeit sind extrem hoch. Die Entwicklung eines solchen Altwandlers ist ein langwieriger Prozess, der viel Erfahrung und Know-how erfordert.

Die Entwicklung eines modernsten Altwandlers für den 2000-Standard 640...630 kW ist ein herausforderndes Projekt, das die neuesten Technologien in der Leistungselektronik und der Steuerungstechnik erfordert. Die Anforderungen an die Leistung, die Effizienz und die Zuverlässigkeit sind extrem hoch. Die Entwicklung eines solchen Altwandlers ist ein langwieriger Prozess, der viel Erfahrung und Know-how erfordert.

Die Entwicklung eines modernsten Altwandlers für den 2000-Standard 640...630 kW ist ein herausforderndes Projekt, das die neuesten Technologien in der Leistungselektronik und der Steuerungstechnik erfordert. Die Anforderungen an die Leistung, die Effizienz und die Zuverlässigkeit sind extrem hoch. Die Entwicklung eines solchen Altwandlers ist ein langwieriger Prozess, der viel Erfahrung und Know-how erfordert.



Die Entwicklung eines modernsten Altwandlers für den 2000-Standard 640...630 kW ist ein herausforderndes Projekt, das die neuesten Technologien in der Leistungselektronik und der Steuerungstechnik erfordert. Die Anforderungen an die Leistung, die Effizienz und die Zuverlässigkeit sind extrem hoch. Die Entwicklung eines solchen Altwandlers ist ein langwieriger Prozess, der viel Erfahrung und Know-how erfordert.



The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that proper record-keeping is essential for ensuring the integrity and reliability of financial data. This section also outlines the various methods and tools used to collect and analyze financial information, highlighting the need for consistency and transparency in the reporting process.

In addition, the document addresses the challenges associated with data collection and analysis, particularly in the context of complex financial systems. It discusses the importance of using standardized procedures and protocols to ensure that data is collected and analyzed in a consistent and reliable manner. The text also highlights the need for ongoing monitoring and evaluation of the data collection and analysis process to ensure that it remains effective and efficient over time.

The second part of the document focuses on the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that proper record-keeping is essential for ensuring the integrity and reliability of financial data. This section also outlines the various methods and tools used to collect and analyze financial information, highlighting the need for consistency and transparency in the reporting process.

The third part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that proper record-keeping is essential for ensuring the integrity and reliability of financial data. This section also outlines the various methods and tools used to collect and analyze financial information, highlighting the need for consistency and transparency in the reporting process.

The fourth part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that proper record-keeping is essential for ensuring the integrity and reliability of financial data. This section also outlines the various methods and tools used to collect and analyze financial information, highlighting the need for consistency and transparency in the reporting process.



The first part of the paper discusses the importance of understanding the underlying mechanisms of the observed phenomena. This is followed by a detailed description of the experimental setup and the data collection process. The results are then presented in a series of plots and tables, showing the relationship between the variables of interest. The final section discusses the implications of the findings and suggests directions for future research.

The second part of the paper focuses on the theoretical aspects of the problem. It starts with a review of the relevant literature and then presents a new model or theory that explains the observed behavior. This is supported by mathematical derivations and numerical simulations. The model is then compared with the experimental results, showing a good fit between the two.

The third part of the paper discusses the practical applications of the findings. It highlights the potential benefits of the new model and suggests ways in which it can be used to improve existing systems or processes. The paper concludes with a summary of the key findings and a list of references.



Video-Übertragung über Telefonleitung

Die Videoübertragung über Telefonleitungen ist ein wichtiges Element der Fernkommunikation. Sie ermöglicht die Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung. Dies ist besonders nützlich für die Fernübertragung von Bildern und Tönen, wie zum Beispiel bei der Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung. Die Videoübertragung über Telefonleitungen ist ein wichtiges Element der Fernkommunikation. Sie ermöglicht die Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung. Dies ist besonders nützlich für die Fernübertragung von Bildern und Tönen, wie zum Beispiel bei der Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung.

Die Videoübertragung über Telefonleitungen ist ein wichtiges Element der Fernkommunikation. Sie ermöglicht die Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung. Dies ist besonders nützlich für die Fernübertragung von Bildern und Tönen, wie zum Beispiel bei der Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung.

Die Videoübertragung über Telefonleitungen ist ein wichtiges Element der Fernkommunikation. Sie ermöglicht die Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung. Dies ist besonders nützlich für die Fernübertragung von Bildern und Tönen, wie zum Beispiel bei der Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung.

Die Videoübertragung über Telefonleitungen ist ein wichtiges Element der Fernkommunikation. Sie ermöglicht die Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung. Dies ist besonders nützlich für die Fernübertragung von Bildern und Tönen, wie zum Beispiel bei der Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung.

Die Videoübertragung über Telefonleitungen ist ein wichtiges Element der Fernkommunikation. Sie ermöglicht die Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung. Dies ist besonders nützlich für die Fernübertragung von Bildern und Tönen, wie zum Beispiel bei der Übertragung von Bildern und Tönen über eine herkömmliche Telefonleitung.





Figure 10.10.1: Low-pass filtering of a sine wave.



Figure 10.10.2: High-pass filtering of a sine wave.

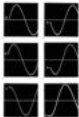


Figure 10.10.3: Magnitude and phase responses of low-pass and high-pass filters.

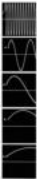
The magnitude response of a low-pass filter is shown in Figure 10.10.3. The magnitude is 1 for frequencies below the cutoff frequency and drops to 0 for frequencies above the cutoff frequency. The phase response is 0 for frequencies below the cutoff frequency and drops to $-\pi$ for frequencies above the cutoff frequency.

The magnitude response of a high-pass filter is shown in Figure 10.10.3. The magnitude is 0 for frequencies below the cutoff frequency and drops to 1 for frequencies above the cutoff frequency. The phase response is $-\pi$ for frequencies below the cutoff frequency and drops to 0 for frequencies above the cutoff frequency.

The magnitude response of a band-pass filter is shown in Figure 10.10.3. The magnitude is 0 for frequencies below the lower cutoff frequency and above the upper cutoff frequency, and is 1 for frequencies between the lower and upper cutoff frequencies. The phase response is $-\pi$ for frequencies below the lower cutoff frequency, 0 for frequencies between the lower and upper cutoff frequencies, and π for frequencies above the upper cutoff frequency.

The magnitude response of a band-stop filter is shown in Figure 10.10.3. The magnitude is 1 for frequencies below the lower cutoff frequency and above the upper cutoff frequency, and is 0 for frequencies between the lower and upper cutoff frequencies. The phase response is $-\pi$ for frequencies below the lower cutoff frequency, 0 for frequencies between the lower and upper cutoff frequencies, and π for frequencies above the upper cutoff frequency.

Figure 1 shows the results of the simulation. The top plot displays the time evolution of the system's state, showing a clear oscillatory behavior. The middle plot shows the magnitude of the state, which exhibits a smooth, periodic oscillation. The bottom plot displays the phase of the state, which also shows a smooth, periodic oscillation. The overall behavior is consistent with the expected dynamics of a quantum system under the given conditions.



The oscillatory behavior observed in the state vector and its magnitude is a direct consequence of the underlying quantum dynamics. The smooth, periodic nature of the oscillations indicates that the system is evolving in a regular, predictable manner. The phase oscillation is also consistent with the expected behavior of a quantum state over time. The overall results demonstrate the stability and predictability of the system's evolution under the specified conditions.

Die wichtigsten Entwicklungen von Oszilloskopen

Die Oszilloskope der nächsten Jahre werden sich durch eine Reihe von Entwicklungen auszeichnen, die die Leistungsfähigkeit dieser Instrumente erheblich steigern werden. Diese Entwicklungen betreffen vor allem die Bandbreite, die Amplitudenempfindlichkeit und die Flexibilität der Oszilloskope.



Die Bandbreite wird sich von derzeitigen 100 MHz auf 1 GHz erhöhen. Dies wird durch die Verwendung von Hochfrequenztransistoren und die Optimierung der Schaltungstechnik erreicht werden. Die Amplitudenempfindlichkeit wird sich von derzeitigen 10 mV/cm auf 1 mV/cm verbessern. Dies wird durch die Verwendung von Hochimpedanz-Eingängen und die Optimierung der Verstärkerstufen erreicht werden.

Die Flexibilität der Oszilloskope wird sich durch die Einführung von Digitaloszilloskopen und die Entwicklung von Software-gesteuerten Oszilloskopen erhöhen. Diese Oszilloskope werden die Möglichkeit bieten, die Bandbreite, die Amplitudenempfindlichkeit und die Triggerbedingungen über einen Computer zu steuern. Dies wird die Flexibilität der Oszilloskope erheblich erhöhen und die Messgenauigkeit verbessern.

Die Flexibilität der Oszilloskope wird sich durch die Einführung von Digitaloszilloskopen und die Entwicklung von Software-gesteuerten Oszilloskopen erhöhen. Diese Oszilloskope werden die Möglichkeit bieten, die Bandbreite, die Amplitudenempfindlichkeit und die Triggerbedingungen über einen Computer zu steuern. Dies wird die Flexibilität der Oszilloskope erheblich erhöhen und die Messgenauigkeit verbessern.

Die Flexibilität der Oszilloskope wird sich durch die Einführung von Digitaloszilloskopen und die Entwicklung von Software-gesteuerten Oszilloskopen erhöhen. Diese Oszilloskope werden die Möglichkeit bieten, die Bandbreite, die Amplitudenempfindlichkeit und die Triggerbedingungen über einen Computer zu steuern. Dies wird die Flexibilität der Oszilloskope erheblich erhöhen und die Messgenauigkeit verbessern.



PROBABILITY DISTRIBUTION

Category	Probability
Category 1	0.10
Category 2	0.20
Category 3	0.30
Category 4	0.25
Category 5	0.15
Category 6	0.05
Category 7	0.05
Category 8	0.05
Category 9	0.05
Category 10	0.05
Category 11	0.05
Category 12	0.05
Category 13	0.05
Category 14	0.05
Category 15	0.05
Category 16	0.05
Category 17	0.05
Category 18	0.05
Category 19	0.05
Category 20	0.05
Category 21	0.05
Category 22	0.05
Category 23	0.05
Category 24	0.05
Category 25	0.05
Category 26	0.05
Category 27	0.05
Category 28	0.05
Category 29	0.05
Category 30	0.05
Category 31	0.05
Category 32	0.05
Category 33	0.05
Category 34	0.05
Category 35	0.05
Category 36	0.05
Category 37	0.05
Category 38	0.05
Category 39	0.05
Category 40	0.05
Category 41	0.05
Category 42	0.05
Category 43	0.05
Category 44	0.05
Category 45	0.05
Category 46	0.05
Category 47	0.05
Category 48	0.05
Category 49	0.05
Category 50	0.05
Category 51	0.05
Category 52	0.05
Category 53	0.05
Category 54	0.05
Category 55	0.05
Category 56	0.05
Category 57	0.05
Category 58	0.05
Category 59	0.05
Category 60	0.05
Category 61	0.05
Category 62	0.05
Category 63	0.05
Category 64	0.05
Category 65	0.05
Category 66	0.05
Category 67	0.05
Category 68	0.05
Category 69	0.05
Category 70	0.05
Category 71	0.05
Category 72	0.05
Category 73	0.05
Category 74	0.05
Category 75	0.05
Category 76	0.05
Category 77	0.05
Category 78	0.05
Category 79	0.05
Category 80	0.05
Category 81	0.05
Category 82	0.05
Category 83	0.05
Category 84	0.05
Category 85	0.05
Category 86	0.05
Category 87	0.05
Category 88	0.05
Category 89	0.05
Category 90	0.05
Category 91	0.05
Category 92	0.05
Category 93	0.05
Category 94	0.05
Category 95	0.05
Category 96	0.05
Category 97	0.05
Category 98	0.05
Category 99	0.05
Category 100	0.05

Text block in the top left corner of the page.



Text block in the middle left section of the page.

Text block in the lower middle left section of the page.

Text block in the bottom middle left section of the page.

Text block in the bottom left section of the page.

Text block in the bottom left section of the page.

Text block in the bottom left section of the page.

The new temperature
control

Universal volume **UV 4**



...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

...the new temperature control...
...the new temperature control...
...the new temperature control...

一、
二、
三、
四、
五、
六、
七、
八、
九、
十、

一、
二、
三、
四、
五、
六、
七、
八、
九、
十、

一、
二、
三、
四、
五、
六、
七、
八、
九、
十、

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes that this is crucial for ensuring transparency and accountability in the organization's operations.

2. The second part outlines the specific procedures and protocols that must be followed to ensure that all records are properly maintained and updated. This includes details on how data should be collected, stored, and reviewed.

3. The third part addresses the role of each employee in maintaining these records, highlighting the need for consistent and timely reporting of information. It also discusses the consequences of failing to adhere to these requirements.

4. The fourth part provides a detailed overview of the reporting structure and the frequency of reports. It includes information on who is responsible for submitting reports and how they should be reviewed and approved.

5. The fifth part discusses the importance of data security and confidentiality, outlining the measures that must be taken to protect sensitive information from unauthorized access or disclosure.

6. The final part of the document provides a summary of the key points and reiterates the organization's commitment to maintaining high standards of record-keeping and transparency.

7. This section contains the signature and name of the responsible official, along with the date of approval.



[Illegible text in the left column]

[Illegible text in the middle column]

[Illegible text in the right column]



[Illegible caption text]



<p>Figure 1: A diagram showing a square with a central point and lines connecting it to the corners, forming four triangles.</p>	<p>Figure 2: A diagram showing a square with a central point and lines connecting it to the midpoints of the sides, forming four smaller squares.</p>
--	---

The first part of the document discusses the geometric properties of the square and the central point. It explores how the lines from the center to the corners divide the square into four congruent right-angled triangles. The area of each triangle is calculated as one-fourth of the total area of the square.

In the second part, the focus shifts to the squares formed by connecting the midpoints of the sides. This configuration is known as the Varignon's theorem, which states that the resulting figure is a square whose area is half that of the original square.

The third section introduces a more complex geometric construction involving multiple squares and their relationships. It examines how these shapes interact and how their areas relate to each other in a specific configuration.

The fourth part of the document provides a detailed proof for one of the key theorems mentioned. It uses geometric reasoning and algebraic manipulation to demonstrate the validity of the relationship between the areas of the squares and the central point.

Finally, the document concludes with a summary of the findings and a discussion on the broader implications of these geometric results. It highlights the elegance and symmetry of the constructions and their applications in various fields of mathematics.

The second part of the document delves into the properties of the squares formed by the midpoints. It shows that these squares are not only similar to the original square but also have a specific orientation and size relative to it. The proof involves showing that the sides of the inner square are parallel to the diagonals of the outer square.

The third section discusses the construction of multiple squares and how they relate to each other. It explores the concept of similar figures and how their areas scale with their side lengths. This part is crucial for understanding the relationships between the different geometric shapes in the diagram.



1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that proper record-keeping is essential for the success of any business or organization. This section also outlines the various methods and tools available for managing financial data effectively.



2. Data Collection and Analysis

3. Reporting and Review

The second section details the data collection process, including the identification of data sources and the implementation of data collection protocols. It also discusses the analysis of the collected data to identify trends and patterns. This section includes a list of key performance indicators (KPIs) used for monitoring and evaluation.

The third section focuses on the reporting and review phase. It describes how the analyzed data is presented in a clear and concise manner through various reports and dashboards. It also outlines the process of reviewing these reports to make informed decisions and adjustments to the organization's strategy.

The final section discusses the importance of continuous improvement and the role of feedback in refining the data collection and analysis process. It emphasizes that regular reviews and updates to the data collection methods are necessary to ensure the accuracy and relevance of the information used for decision-making.



EV 40 / EV 00

Serviceanleitung



1. **Einbauort:** Der Motor sollte an einem gut belüfteten Ort aufgestellt werden. Ein direkter Kontakt mit Wasser oder anderen Flüssigkeiten ist zu vermeiden.

2. **Spannung:** Die Nennspannung des Motors sollte mit der tatsächlichen Netzspannung übereinstimmen. Eine Abweichung von mehr als 10% kann zu Schäden führen.

3. **Überlastung:** Der Motor sollte nicht über seine Nennleistung hinaus betrieben werden. Eine Überlastung führt zu einer Überhitzung und verkürzt die Lebensdauer.

4. **Wartung:** Regelmäßige Wartung ist erforderlich, um den optimalen Betrieb zu gewährleisten. Dies umfasst das Reinigen des Motors, das Schmieren der Pleuellippen und das Nachfüllen des Schmieröls.

5. **Sicherheit:** Bei Wartungsarbeiten sollte der Motor vom Netz getrennt werden. Es ist darauf zu achten, dass keine beweglichen Teile in Betrieb sind.

6. **Transport:** Der Motor sollte vorsichtig transportiert werden, um mechanische Beschädigungen zu vermeiden. Er sollte in der Originalverpackung transportiert werden.

7. **Umwelt:** Der Motor sollte umweltfreundlich eingesetzt werden. Das Schmieröl sollte ordnungsgemäß entsorgt werden.

8. **Lebensdauer:** Die Lebensdauer des Motors hängt von der Qualität der Wartung und dem Einsatzbereich ab. Ein guter Betrieb kann eine Lebensdauer von mehreren Jahren gewährleisten.

9. **Garantie:** Die Garantiebedingungen sind in der Bedienungsanleitung angegeben. Es ist wichtig, diese Bedingungen zu lesen und zu verstehen.

10. **Reparatur:** Bei Schäden sollte der Motor von einem qualifizierten Techniker repariert werden. Selbstreparaturen sind nicht empfohlen.

11. **Zusätzliche Informationen:** Für weitere Informationen über den Motor, seine Eigenschaften und die Wartung, wenden Sie sich bitte an unseren Kundendienst.

12. **Wichtige Hinweise:** Bitte lesen Sie die Bedienungsanleitung sorgfältig durch, bevor Sie den Motor in Betrieb nehmen. Dies ist wichtig für die Sicherheit und die Lebensdauer des Motors.

13. **Technische Zeichnungen:** Die technischen Zeichnungen des Motors sind in der Bedienungsanleitung enthalten. Diese Zeichnungen sind wichtig für die Identifizierung der Bauteile und die Durchführung von Reparaturen.

14. **Spezifikationen:** Die technischen Spezifikationen des Motors sind in der Bedienungsanleitung angegeben. Diese Spezifikationen sind wichtig für die Auswahl des richtigen Motors für Ihren Anwendungsfall.

15. **Umweltfreundlichkeit:** Der Motor ist umweltfreundlich und erfüllt die Anforderungen der EU-Richtlinien. Das Schmieröl ist biologisch abbaubar und nicht giftig.

16. **Serviceleistungen:** Wir bieten Ihnen eine Reihe von Serviceleistungen an, um Ihren Motor optimal zu betreiben. Dazu gehören Schulungen, Schulungsmaterialien und Ersatzteile.

17. **Kundendienst:** Unser Kundendienst ist für Sie jederzeit erreichbar. Wir helfen Ihnen bei allen Fragen und Problemen mit Ihrem Motor.

18. **Wichtige Kontakte:** Die Kontaktdaten unseres Kundendienstes sind in der Bedienungsanleitung angegeben. Bitte bewahren Sie diese Kontakte für den Notfall auf.

19. **Wichtige Dokumente:** Bitte bewahren Sie die Bedienungsanleitung und die technischen Zeichnungen des Motors sorgfältig auf. Diese Dokumente sind wichtig für die Wartung und Reparatur des Motors.

20. **Wichtige Termine:** Bitte beachten Sie die empfohlenen Wartungsintervalle und Termine. Regelmäßige Wartung ist entscheidend für die Lebensdauer des Motors.



[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

Das Informationsmanagement (IM)

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

[REDACTED]

Fragebogen: Merkmale für Krankheitsgruppen



Fragebogen	Merkmale	Ergebnisse
1		
2		
3		
4		
5		
6		
7		
8		
9		
10		
11		
12		
13		
14		
15		
16		
17		
18		
19		
20		
21		
22		
23		
24		
25		
26		
27		
28		
29		
30		
31		
32		
33		
34		
35		
36		
37		
38		
39		
40		
41		
42		
43		
44		
45		
46		
47		
48		
49		
50		
51		
52		
53		
54		
55		
56		
57		
58		
59		
60		
61		
62		
63		
64		
65		
66		
67		
68		
69		
70		
71		
72		
73		
74		
75		
76		
77		
78		
79		
80		
81		
82		
83		
84		
85		
86		
87		
88		
89		
90		
91		
92		
93		
94		
95		
96		
97		
98		
99		
100		

Year	Country	Value	Unit	Source
2000	China	100	1000	China
2001	China	100	1000	China
2002	China	100	1000	China
2003	China	100	1000	China
2004	China	100	1000	China
2005	China	100	1000	China
2006	China	100	1000	China
2007	China	100	1000	China
2008	China	100	1000	China
2009	China	100	1000	China
2010	China	100	1000	China
2011	China	100	1000	China
2012	China	100	1000	China
2013	China	100	1000	China
2014	China	100	1000	China
2015	China	100	1000	China
2016	China	100	1000	China
2017	China	100	1000	China
2018	China	100	1000	China
2019	China	100	1000	China
2020	China	100	1000	China



Figure 1. Data for 2000-2020, Country: China, Value: 100, Unit: 1000. The chart shows a constant value of 100 for every year from 2000 to 2020.



Year	Country	Value	Unit	Source
2000	China	100	1000	China
2001	China	100	1000	China
2002	China	100	1000	China
2003	China	100	1000	China
2004	China	100	1000	China
2005	China	100	1000	China
2006	China	100	1000	China
2007	China	100	1000	China
2008	China	100	1000	China
2009	China	100	1000	China
2010	China	100	1000	China
2011	China	100	1000	China
2012	China	100	1000	China
2013	China	100	1000	China
2014	China	100	1000	China
2015	China	100	1000	China
2016	China	100	1000	China
2017	China	100	1000	China
2018	China	100	1000	China
2019	China	100	1000	China
2020	China	100	1000	China

Item	Quantity	Unit Price	Total Price
Item 1	10	100	1000
Item 2	20	200	4000
Item 3	30	300	9000
Item 4	40	400	16000
Item 5	50	500	25000
Item 6	60	600	36000
Item 7	70	700	49000
Item 8	80	800	64000
Item 9	90	900	81000
Item 10	100	1000	100000

The following table shows the details of the items and their prices. The total price for each item is calculated by multiplying the quantity by the unit price.

The total price for all items is 490,000.

The following table shows the details of the items and their prices. The total price for each item is calculated by multiplying the quantity by the unit price.



The following table shows the details of the items and their prices. The total price for each item is calculated by multiplying the quantity by the unit price.

The following table shows the details of the items and their prices. The total price for each item is calculated by multiplying the quantity by the unit price.

...the ...

...the ...

...the ...

...the ...

...the ...

...the ...

...the ...

...the ...

...the ...

NEW 3 ein neues Konzept für magnetische NMR-Forschung

Das neue Konzept für magnetische NMR-Forschung ist ein revolutionäres Instrument, das die Grenzen der bisherigen NMR-Technologie erweitert. Es ermöglicht die Untersuchung von Materialien, die bisher nicht zugänglich waren, und liefert präzise Daten über die molekulare Struktur und die Dynamik von Molekülen. Die Technologie ist besonders vorteilhaft für die Untersuchung von Polymeren, Proteinen und anderen komplexen Molekülen.



Die Vorteile dieses neuen Konzepts liegen in der erhöhten Auflösung und der verbesserten Empfindlichkeit. Durch die Verwendung von Hochfeldmagneten und fortschrittlichen Detektoren können schwache Signale besser nachgewiesen werden. Dies führt zu einer detaillierteren Analyse der molekularen Umgebung und der Wechselwirkungen zwischen den Molekülen.

Die Anwendungsbereiche sind vielfältig und reichen von der Grundlagenforschung bis hin zur industriellen Qualitätskontrolle. In der Medizin wird die Technologie zur Diagnose von Krankheiten eingesetzt, indem sie detaillierte Einblicke in die Gewebestruktur ermöglicht. In der Chemie hilft sie bei der Identifizierung von Verbindungen und der Untersuchung von Reaktionsmechanismen.

Die Investition in dieses neue Konzept ist eine strategische Entscheidung für Forschungsinstitutionen und Unternehmen, die in der NMR-Technologie tätig sind. Die langfristigen Vorteile in Bezug auf die Qualität der Daten und die Flexibilität der Messungen überwiegen die anfänglichen Kosten. Die Technologie wird die NMR-Forschung in den kommenden Jahren weiter vorantreiben.

Die Entwicklung dieses neuen Konzepts ist ein Meilenstein in der NMR-Forschung.

Die Technologie wird die NMR-Forschung in den kommenden Jahren weiter vorantreiben.

Die langfristigen Vorteile in Bezug auf die Qualität der Daten und die Flexibilität der Messungen überwiegen die anfänglichen Kosten.



Technische Spezifikationen	
Modellnummer:	NEW 3-2024
Maximale Auflösung:	0,1 ppm
Empfindlichkeit:	10 ⁴ (relativ)
Messbereich:	0 bis 100 MHz
Prozessor:	64-Bit ARM Cortex-A78
Speicher:	16 GB DDR5
Netzversorgung:	200-240V AC, 50/60 Hz
Abmessungen (H x B x T):	120 x 80 x 150 cm
Gewicht:	150 kg
Garantie:	3 Jahre

Die Entwicklung dieses neuen Konzepts ist ein Meilenstein in der NMR-Forschung.

Die Technologie wird die NMR-Forschung in den kommenden Jahren weiter vorantreiben.

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that proper record-keeping is essential for ensuring the integrity and transparency of the financial system. This section also outlines the various methods used to collect and analyze data, highlighting the role of technology in streamlining these processes.

The second part of the document focuses on the implementation of new policies and procedures. It details the steps involved in developing a comprehensive framework that addresses all aspects of the organization's operations. This includes identifying key areas for improvement, setting clear objectives, and establishing a timeline for implementation. The document also discusses the challenges faced during this process and offers practical solutions to overcome them.

The final part of the document provides a summary of the key findings and recommendations. It reiterates the importance of ongoing monitoring and evaluation to ensure that the implemented changes are effective and sustainable. The document concludes by expressing confidence in the organization's ability to achieve its goals through continued commitment and collaboration.



The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. This includes not only sales and purchases but also any other financial activities that may occur. Proper record-keeping is essential for determining the correct amount of tax liability.

The second part of the document provides a detailed explanation of the various tax rates and credits that apply to different types of income. It covers both federal and state taxes, and discusses how these rates can vary based on the taxpayer's income level and filing status.

The third part of the document discusses the various deductions and credits that are available to taxpayers. These can include deductions for mortgage interest, state and local taxes, and charitable contributions, as well as credits for research and development, energy-efficient home improvements, and the earned income tax credit.

The fourth part of the document discusses the various tax forms that are required to be filed with the IRS. This includes Form 1040 for individuals, Form 1120 for corporations, and Form 990 for non-profit organizations. It also discusses the various schedules that are attached to these forms, such as Schedule C for business income and Schedule D for capital gains.

The fifth part of the document discusses the various tax planning strategies that are available to taxpayers. These can include strategies for maximizing deductions and credits, deferring income, and minimizing estate taxes. It also discusses the importance of consulting with a tax professional to ensure that all available opportunities are taken advantage of.



Date	Description	Amount
1890	Jan 1	100.00
1891	Jan 1	100.00
1892	Jan 1	100.00
1893	Jan 1	100.00
1894	Jan 1	100.00
1895	Jan 1	100.00
1896	Jan 1	100.00
1897	Jan 1	100.00
1898	Jan 1	100.00
1899	Jan 1	100.00
1900	Jan 1	100.00
1901	Jan 1	100.00
1902	Jan 1	100.00
1903	Jan 1	100.00
1904	Jan 1	100.00
1905	Jan 1	100.00
1906	Jan 1	100.00
1907	Jan 1	100.00
1908	Jan 1	100.00
1909	Jan 1	100.00
1910	Jan 1	100.00
1911	Jan 1	100.00
1912	Jan 1	100.00
1913	Jan 1	100.00
1914	Jan 1	100.00
1915	Jan 1	100.00
1916	Jan 1	100.00



The graph shows a sigmoid function, which is a smooth, S-shaped curve. The x-axis represents the independent variable, ranging from 0 to 10. The y-axis represents the dependent variable, ranging from 0 to 1. The curve starts at a value of 1 when x is 0, remains constant until approximately x = 4, then decreases smoothly, passing through the point (5, 0.5), and reaches a value of 0 at x = 10.

The graph shows a sigmoid function, which is a smooth, S-shaped curve. The x-axis represents the independent variable, ranging from 0 to 10. The y-axis represents the dependent variable, ranging from 0 to 1. The curve starts at a value of 1 when x is 0, remains constant until approximately x = 4, then decreases smoothly, passing through the point (5, 0.5), and reaches a value of 0 at x = 10.



The graph shows a decreasing curve, which is a smooth, S-shaped curve. The x-axis represents the independent variable, ranging from 0 to 10. The y-axis represents the dependent variable, ranging from 0 to 1. The curve starts at a value of 1 when x is 0, remains constant until approximately x = 4, then decreases smoothly, passing through the point (5, 0.5), and reaches a value of 0 at x = 10.





Part No.	Description	Quantity
1	Shaft	1
2	Pin	1
3	Bush	1
4	Flange	1
5	Bracket	1

Part No.	Description	Quantity
6	Bracket	1
7	Bracket	1
8	Bracket	1
9	Bracket	1
10	Bracket	1

Technical drawing showing a side view of a component, possibly a shaft or a pin, with various dimensions and features indicated by lines and text.



The first part of the text discusses the initial conditions and the behavior of the system. It mentions that the system starts at a high value and then decreases. The text is somewhat blurry but appears to describe the initial phase of the process.

The second part of the text continues the discussion, likely describing the rate of change or the specific parameters of the system. It mentions that the rate of change is significant and that the system is approaching a certain state.



The text in this section discusses the relationship between the variables shown in the graphs. It notes that as one variable increases, the other decreases, indicating an inverse relationship.

This section further elaborates on the dynamics of the system, possibly discussing the time constants or the stability of the equilibrium points.

The final part of the text summarizes the findings and provides a conclusion regarding the overall behavior of the system under the given conditions.

Figure 1 shows the typical $\ln \sigma$ vs. $\ln \dot{\epsilon}$ plots for the two alloys. The curves show a transition from a low-stress, low-strain rate regime to a high-stress, high-strain rate regime. The transition occurs at a strain rate of approximately 10^{-2} s⁻¹ for both alloys. The transition is more pronounced for the 7075-T6 alloy, which shows a steeper slope in the high-strain rate regime.



The transition in the $\ln \sigma$ vs. $\ln \dot{\epsilon}$ plots is associated with the onset of adiabatic heating. At low strain rates, the process is isothermal, and the stress increases linearly with the logarithm of the strain rate. As the strain rate increases, the rate of heat generation exceeds the rate of heat dissipation, leading to adiabatic heating. This causes the stress to increase more rapidly with the logarithm of the strain rate.



The micrographs in Figure 2 show the typical microstructure of the two alloys. The 7075-T6 alloy (left) shows a typical microstructure with a dark, circular region and a lighter, diamond-shaped region in the center. The 7050-T6 alloy (right) shows a similar microstructure, but with a slightly different shape and size of the central region.

The micrographs in Figure 2 show the typical microstructure of the two alloys. The 7075-T6 alloy (left) shows a typical microstructure with a dark, circular region and a lighter, diamond-shaped region in the center. The 7050-T6 alloy (right) shows a similar microstructure, but with a slightly different shape and size of the central region.

The micrographs in Figure 2 show the typical microstructure of the two alloys. The 7075-T6 alloy (left) shows a typical microstructure with a dark, circular region and a lighter, diamond-shaped region in the center. The 7050-T6 alloy (right) shows a similar microstructure, but with a slightly different shape and size of the central region.

The micrographs in Figure 2 show the typical microstructure of the two alloys. The 7075-T6 alloy (left) shows a typical microstructure with a dark, circular region and a lighter, diamond-shaped region in the center. The 7050-T6 alloy (right) shows a similar microstructure, but with a slightly different shape and size of the central region.



[Illegible text in the leftmost column]

[Illegible text in the middle column]

[Illegible text in the rightmost column]







Figure 1. Internal force distribution in a parabolic arch under different loading conditions.

The first part of the study focuses on the structural analysis of the arch. This involves determining the internal forces and moments within the arch structure under various loading conditions. The second part of the study focuses on the optimization of the arch structure. This involves determining the optimal shape and dimensions of the arch structure that can support the maximum load while minimizing the weight and cost of the structure.



Figure 2. Physical model of the parabolic arch structure.



The results of the structural analysis and optimization show that the parabolic arch structure is a highly efficient and economical design for supporting a large load. The optimal shape and dimensions of the arch structure are determined by the loading conditions and the material properties of the arch. The results of the study show that the parabolic arch structure can support a maximum load of 100 kN while maintaining a weight of only 10 kN.

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that proper record-keeping is essential for ensuring the integrity and reliability of financial data. This section also outlines the various methods and tools used to collect and analyze data, highlighting the need for consistency and precision in all reporting.



The second section focuses on the challenges of data collection and the impact of external factors. It discusses how environmental conditions and human error can affect the accuracy of measurements. This part also introduces the concept of data normalization and the importance of standardizing data to facilitate comparison and analysis.



The third section details the process of data analysis and the use of statistical models. It explains how various statistical techniques can be applied to interpret data and identify trends. This section also discusses the importance of validating models and the role of data visualization in communicating complex information.

The fourth section discusses the ethical considerations of data collection and analysis. It highlights the need for transparency and accountability in all data-related activities. This part also addresses the importance of protecting sensitive information and the role of data governance in ensuring compliance with relevant regulations.

Category	Value 1	Value 2	Value 3
Item A	15	25	35
Item B	20	30	40
Item C	25	35	45
Item D	30	40	50
Item E	35	45	55
Item F	40	50	60
Item G	45	55	65
Item H	50	60	70
Item I	55	65	75
Item J	60	70	80



THE PL. Power Alternatives to the Grid

As the world's population grows, the demand for energy increases. The world's energy needs are currently met by a mix of fossil fuels, nuclear power, and renewable energy sources. However, the world's energy resources are finite, and the demand for energy is expected to increase significantly in the coming decades. This has led to a search for alternative energy sources that are sustainable and can meet the world's growing energy needs.

Renewable energy sources, such as solar, wind, and hydro, are becoming increasingly popular as a way to meet the world's energy needs. These sources are sustainable and can provide a clean, reliable source of energy. However, they also have their own challenges, such as intermittency and the need for large-scale infrastructure.

One of the most promising renewable energy sources is solar. The world's solar potential is estimated to be over 100,000 terawatts, which is more than 10,000 times the world's current energy consumption. However, the cost of solar energy has been a major barrier to its widespread adoption. In recent years, the cost of solar energy has dropped significantly, making it a more competitive option. This has led to a surge in solar energy production, and it is expected to continue to grow in the coming years.



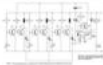
The following text is extremely faint and illegible. It appears to be a list of items or a set of instructions.



The following text is extremely faint and illegible. It appears to be a list of items or a set of instructions.

The following text is extremely faint and illegible. It appears to be a list of items or a set of instructions.

The following text is extremely faint and illegible. It appears to be a list of items or a set of instructions.



The following text is extremely faint and illegible. It appears to be a caption or a label for the diagram above.

GRUNDIG

TECHNISCHE INFORMATIONEN

www.grundig.com



TECHNISCHE INFORMATIONEN



www.grundig.com

TECHNISCHE INFORMATIONEN



GRUNDIG...
TECHNISCHE INFORMATIONEN...
www.grundig.com

Hydraulische Zylinder mit Festpunkt-Steuerung

Die hydraulischen Zylinder sind in zwei Ausführungen erhältlich: mit und ohne Festpunkt-Steuerung. Die Festpunkt-Steuerung ist eine mechanische Verbindung zwischen dem Zylinderkopf und dem Gehäuse, die die Position des Zylinders im Gehäuse festlegt. Dies ist wichtig, um die Genauigkeit der Positionierung zu gewährleisten.

Die hydraulischen Zylinder sind in zwei Ausführungen erhältlich: mit und ohne Festpunkt-Steuerung. Die Festpunkt-Steuerung ist eine mechanische Verbindung zwischen dem Zylinderkopf und dem Gehäuse, die die Position des Zylinders im Gehäuse festlegt. Dies ist wichtig, um die Genauigkeit der Positionierung zu gewährleisten.

Die hydraulischen Zylinder sind in zwei Ausführungen erhältlich: mit und ohne Festpunkt-Steuerung. Die Festpunkt-Steuerung ist eine mechanische Verbindung zwischen dem Zylinderkopf und dem Gehäuse, die die Position des Zylinders im Gehäuse festlegt. Dies ist wichtig, um die Genauigkeit der Positionierung zu gewährleisten.

Die hydraulischen Zylinder sind in zwei Ausführungen erhältlich: mit und ohne Festpunkt-Steuerung. Die Festpunkt-Steuerung ist eine mechanische Verbindung zwischen dem Zylinderkopf und dem Gehäuse, die die Position des Zylinders im Gehäuse festlegt. Dies ist wichtig, um die Genauigkeit der Positionierung zu gewährleisten.





...the car's performance is excellent, with a top speed of 120 mph and a 0-60 time of 10 seconds. The car is also very reliable, with a long service life and low maintenance costs. It is a great choice for anyone looking for a classic car that is both stylish and practical.

The car is a classic example of the design language of the 1950s, with its rounded lines and chrome accents. It is a true collector's item, and its value is only likely to increase over time. If you are looking for a car that is both a statement and a reliable mode of transport, this is the one for you.



The car is a true classic, and its design is timeless. It is a car that is both beautiful and functional, and it is a great choice for anyone who loves the open road. The car is also very easy to drive, and it is a great choice for anyone who is looking for a car that is both stylish and practical.



The car is a classic example of the design language of the 1950s, with its rounded lines and chrome accents. It is a true collector's item, and its value is only likely to increase over time. If you are looking for a car that is both a statement and a reliable mode of transport, this is the one for you.



The car is a true classic, and its design is timeless. It is a car that is both beautiful and functional, and it is a great choice for anyone who loves the open road. The car is also very easy to drive, and it is a great choice for anyone who is looking for a car that is both stylish and practical.

Technique für das Cassette-System DC-International

1988

Das DC-System ist ein innovatives Konzept für die Aufzeichnung von Audio- und Video-Signalen. Es ermöglicht eine hohe Qualität der Aufnahmen bei gleichzeitig geringem Platzbedarf. Die Technologie ist besonders für mobile Anwendungen geeignet.

Die DC-Technologie nutzt eine spezielle Bandstruktur, die eine optimale Balance zwischen Bandbreite und Stabilität bietet. Dies führt zu einer deutlichen Verbesserung der Klangqualität und der Bildschärfe.

Die DC-Systeme sind in verschiedenen Varianten erhältlich, die unterschiedliche Anforderungen an Auflösung und Laufzeit abdecken. Die Flexibilität des Systems macht es zu einer idealen Lösung für professionelle und private Anwender.



Die DC-Systeme sind nicht nur für die Aufnahme, sondern auch für die Wiedergabe von Aufnahmen geeignet. Die präzise Mechanik des Systems sorgt für eine gleichmäßige Laufzeit und eine hohe Wiederholgenauigkeit.

Die DC-Technologie ist ein wichtiger Bestandteil des modernen Aufzeichnungsstudios. Sie ermöglicht es, hochwertige Aufnahmen in einem kompakten Format zu erstellen, das leicht zu transportieren und zu archivieren ist.

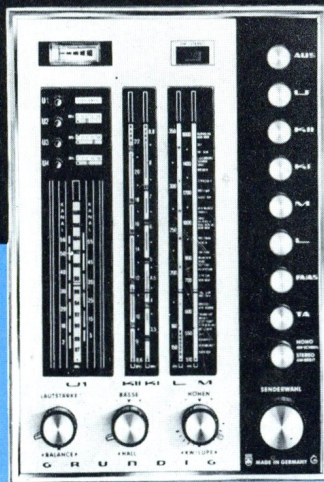
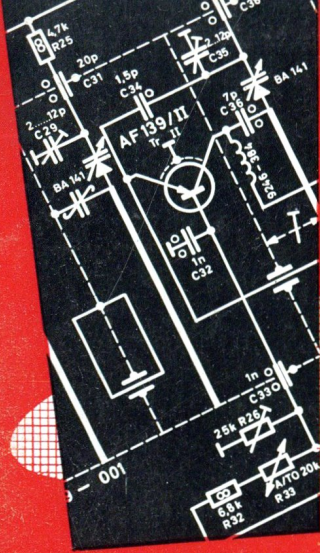
Die DC-Systeme sind eine bewährte Wahl für alle, die Wert auf Qualität und Zuverlässigkeit legen. Die innovative Technik des DC-Systems ist ein Beweis für die Fortschritte in der Aufzeichnungstechnik.



GRUNDIG

TECHNISCHE INFORMATIONEN

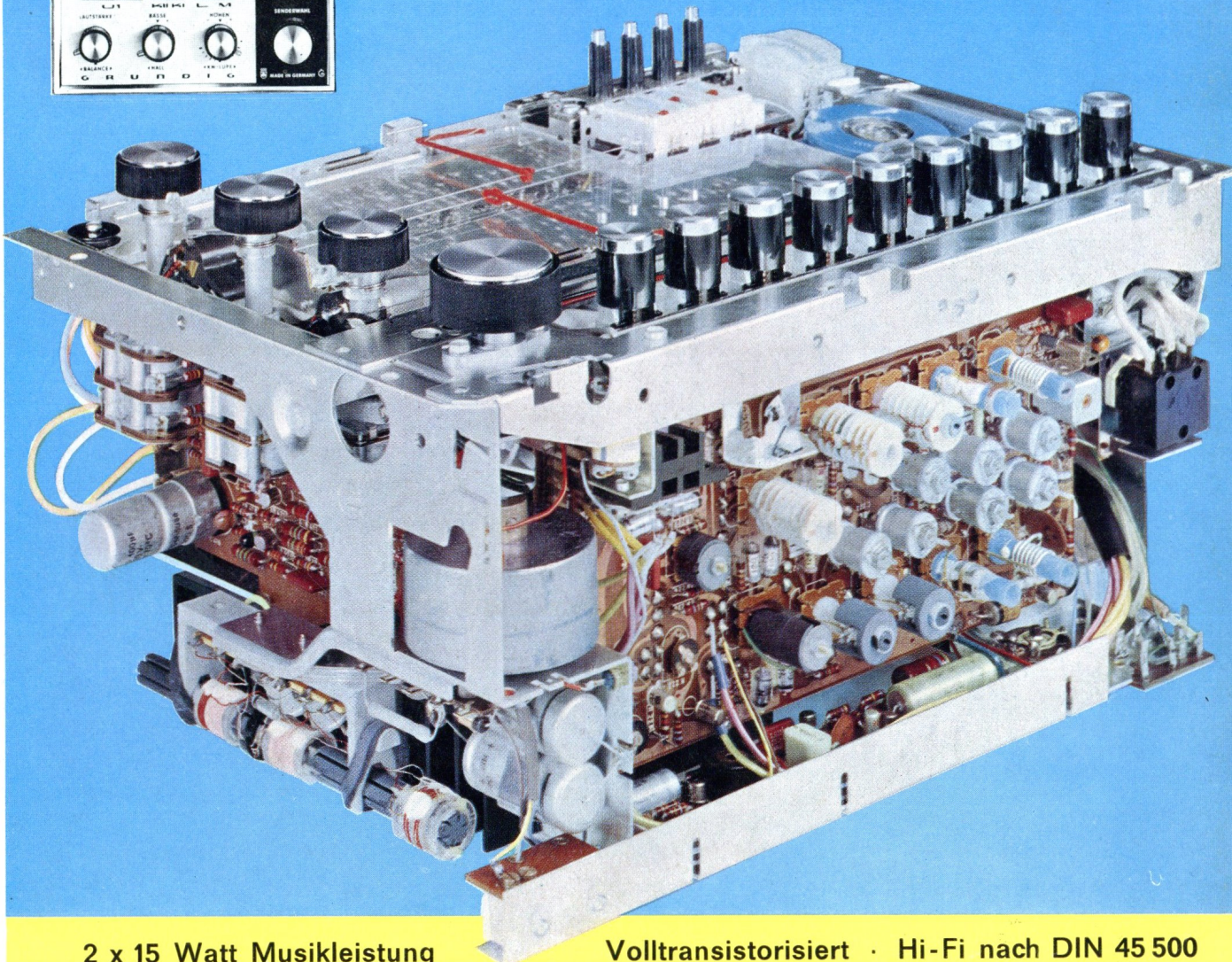
ZEITSCHRIFT FÜR ELEKTRONIK, RADIO-, FERNSEH- UND TONBANDTECHNIK



GRUNDIG

Hi-Fi-Baustein

Tuner-Verstärker HF 500



5

1966

13. Jahrgang

2 x 15 Watt Musikleistung

Volltransistorisiert · Hi-Fi nach DIN 45 500

Eingebauter Stereo-Decoder

· 4 UKW-Programmtasten

· Modernste Kapazitäts-

Dioden-Abstimmung

· 5 Wellenbereiche

· Neueste Silizium-Transistoren

Inhaltsübersicht

Heft 5/1966
13. Jahrgang

HIGH-FIDELITY-STEREO-TECHNIK	
GRUNDIG Hi-Fi-Tuner-Verstärker HF 500	95
Gesamtschaltbild HF 500 (CS 500)	123/126
Vorverstärker MV 3 für Magnet-Tonabnehmersysteme	109
Über die thermische Belastbarkeit von Lautsprechern in geschlossenen Boxen	112
TONBAND-TECHNIK	
Zur Normierung von Entzerrungen bei Magnettongeräten	144
Tabelle der Entzerrungsnormen (Stand 1966)	147
Tonköpfe für das Cassetten-System DC-International	148
Kollektorloser Gleichstrommotor mit Feldplatten-Steuerung, erstmals verwendet im GRUNDIG Cassetten-Tonbandgerät C 100 L	150
Preisgünstige Mikrofone für Heim-Tonbandgeräte	153
Ausführliche GRUNDIG Mikrofon-Tabelle	155
MESSTECHNIK	
Der Scheinwiderstandsprüfer ZP 2	114
Das neue transistorisierte GRUNDIG Universal-Voltmeter UV 4	129
Gesamtschaltbild UV 4	127/128
Hochfrequenz-Tastköpfe für UV 4	132
Die triggerbare Zeitablenkung von Oszillographen	133
SERVICE-TECHNIK	
Tiefpaßfilter für den Abgleich der Stereo-Decoder 4, 5 und 6	108
SV 40 / SV 80 Reparaturtechnik	116
Gesamtschaltbild SV 80	121/122
Riemenwechsel bei den Tonbandgeräten TK 120 / TK 125, TK 140 / TK 145 152	
ELECTRONIC	
Video-Übertragung über Telefonleitung	137
Die Entwicklung eines transistorisierten Bildsenders für den UHF-Frequenzbereich 440...451 MHz (2. Teil)	141
FERNSEHEN	
Einführung in die Farbfernsehtchnik (1. Teil)	Beilage FFS



GRUNDIG

TECHNISCHE INFORMATIONEN

Zeitschrift für Electronic, Radio-, Fernseh- und Tonbandtechnik
Herausgeber: GRUNDIG WERKE GmbH.
Technische Direktion
8510 Fürth (Bayern), Kurgartenstraße 37
Redaktion: H. Brauns

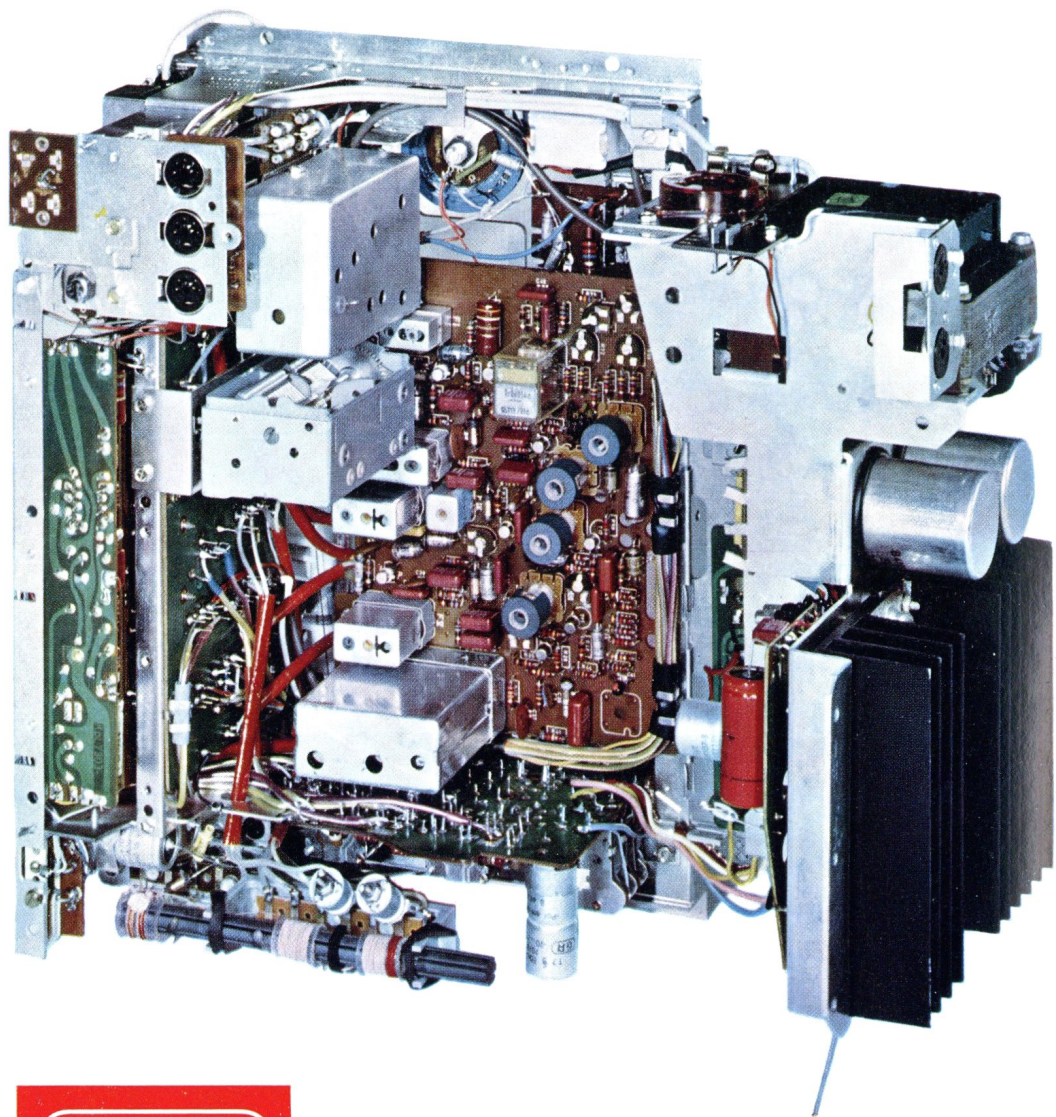
GRUNDIG
TECHNISCHE INFORMATIONEN

erscheinen in zwangloser Folge und werden auf Anforderung kostenlos an Fachgeschäfte und Fachwerkstätten sowie die in diesen Betrieben tätigen Werkstatteleiter und Service-Techniker abgegeben. Allen übrigen Interessenten ist der Bezug gegen eine Schutzgebühr von 6,- DM pro Jahr (einschließlich Versandkosten) möglich, zahlbar auf Postscheckkonto Nürnberg 36879, GRUNDIG Werke GmbH, Fürth (Bayern). (Die Bestellung erfolgt am einfachsten auf Zahlkartenabschnitt.) Die Schutzgebühr für Einzelhefte beträgt 1,50 DM.

Druck: Karl Müller, Roth bei Nürnberg.
Wichtig!

Ältere Hefte sind – außer Heft 1/1966 und Heft 4/1966 – leider vergriffen und nicht mehr nachlieferbar.

Nachdruck von Beiträgen aus GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN ist bei ausführlicher Quellenangabe und Zusendung von Belegexemplaren ohne weitere Genehmigung gestattet.



GRUNDIG

Hi-Fi-Tuner-Verstärker HF 500

Der Tuner-Verstärker HF 500 ist volltransistorisiert. HF-Teil mit Stereo-Decoder und Hi-Fi-NF-Verstärkerteil konnten daher auf engem Raum — aber trotzdem übersichtlich — zusammengefaßt werden. Die Abmessungen entsprechen dem Vorgänger HF 10 L, lediglich die Einbautiefe ist 3 cm größer. Der Austausch wird deshalb in den meisten Fällen möglich sein. Die Wärmeentwicklung ist wesentlich geringer als bei Röhrengeräten, so daß sich der HF 500 schnell und leicht überall dort einbauen läßt, wo man es wünscht. Eine Einbauschablone liegt jedem Gerät bei.

Mit 2 x 15 W Musikleistung und 2 x 10 W verzerrungsarmer Dauertonleistung bei großer Leistungsbandbreite verfügt der HF 500 über einen Hi-Fi-Verstärker der Spitzenklasse. Alle Forderungen der DIN 45500 werden sowohl vom Tunerteil als auch vom Verstärkerteil überboten.

Der Tunerteil zeichnet sich durch höchste Empfangsleistungen, niedrigsten Klirrgrad und einen eingebauten Stereo-Decoder mit automatischer Umschaltung aus.

Eine Besonderheit ist die Diodenabstimmung im UKW-Teil und die damit ermöglichte einfache Drucktasten-Senderwahl. Der Tuner-Verstärker weist außerdem die AM-Bereiche 2 x KW, MW und LW auf. Über alle Besonderheiten der sehr interessanten, dem neuesten Stand der Technik entsprechenden Schaltung des HF 500 gibt der nachstehende Beitrag Aufschluß. Das Gesamtschaltbild befindet sich auf den Seiten 123 bis 126 dieses Heftes.

K. TRAUB
G. BENECKE
D. ELSÄSSER

Hi-Fi-Tuner-Verstärker HF500

Mit dem HF 500 wurde ein Gerät geschaffen, das als volltransistorisierter Kompakt-Baustein wegen seines geringen Platzbedarfs universelle Verwendung findet. Es wird als Schrankchassis (CS 500) in Grundig Hi-Fi-Stereo-Konzertschränke und Rundfunk-Fernseh-Kombinationen eingebaut und gibt als Baustein (HF 500) dem Individualisten die Möglichkeit, mit einfachen Mitteln eine hochwertige Hi-Fi-Musikanlage nach seinen Wünschen aufzubauen. Hierbei ist besonders vorteilhaft, daß der FM/AM Empfangsteil, der höchsten Ansprüche gerecht wird, der integrierte Stereo-Decoder und der NF-Verstärker, der eine Musikleistung von 2×15 Watt bei einem Klirrfaktor von weniger als 0,5 % abgibt, zu einer kompakten Einheit zusammengefaßt worden sind. Mit zwei Lautsprecherboxen ist das Gerät sofort empfangsbereit. Trotz des geringen Raumbedarfs — der Baustein ist in seinen äußeren Abmessungen ein Nachfolger des bekannten HF 10 — und des sehr günstigen Preises gab es für die Entwicklung nur das Ziel, Kompromißlos in allen Funktionen absolute Spitzenklasse zu erreichen. Die Meßwerte und die Kurven zeigen, daß die Forderungen für Hi-Fi-Kombi-Geräte nach DIN 45500, Blatt 8, erheblich überschritten werden. Alle Signalquellen, wie Rundfunk, Tonband und Schallplatte, liegen mit ihren Eigenverzerrungen zum Teil wesentlich höher als das Empfangsgerät HF 500.

Modernste, großzügige Schaltungstechnik

Die Erreichung dieses Zieles war nur möglich durch ausnahmslosen Einsatz modernster Transistoren und eine fortschrittliche, in allen Einzelheiten wohl-durchdachte Schaltungsauslegung.

Die elektronische Abstimmung des UKW-Bereiches mittels Kapazitätsdioden ermöglichte es, drei äußerst funktions-sichere und sehr leicht zu bedienende Stationstasten einzubauen. Speziell für den HF 500 wurde ein neuer Breitband-Ratiodetektor mit extrem geringem Klirrfaktor und einer außergewöhnlich breiten AM-Unterdrückung entwickelt. Eine neuartige Phasenkompensations-Schaltung gewährleistet die absolute Übereinstimmung von Maximum, Nulldurchgang und Klirrfaktorminimum.

Durch den beabsichtigten Frequenzwechsel und eine erhebliche Erhöhung der Senderleistung mehrerer AM-Sender kann auch der AM-Empfang wieder interessant werden. Daher wurde bei der Entwicklung des AM-Empfangsteiles ebenfalls größter Wert auf Komfort und außerordentlich gute Empfangsleistung gelegt. Eine Reihe von interessanten Schaltungseinzelheiten zeigt, daß der AM-Empfänger keineswegs nur ein Anhängsel ist. Eine Spezialeingangsschaltung für MW und LW erzielt eine extrem hohe Eingangsüberhöhung bei gleichzeitig großer Spiegelfrequenzselektion

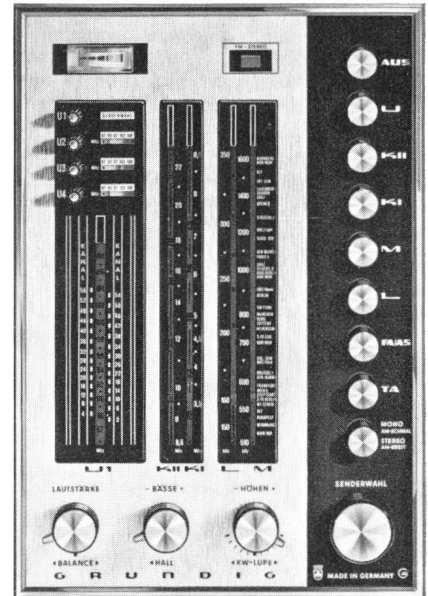


Bild 1 Frontplatte des GRUNDIG Hi-Fi-Tuner-Verstärkers HF 500

und geringste Verstimmung des Eingangskreises beim Anschluß auch sehr unterschiedlicher Antennen.

Erstmalig wurde für dieses Gerät eine aufwärtsregelte AM-Mischstufe entwickelt, die praktisch keine störende Kreuzmodulation zuläßt und in der Lage ist, selbst sehr große Eingangsspannungen mit hohem Modulationsgrad verzerrungsfrei zu verarbeiten. Die genau aufeinander abgestimmte Kombination von unverzögerter Abwärtsregelung und verzögert einsetzender Aufwärtsregelung bewirkt eine sehr wirksame Gesamtregelung und ergibt bei allen Antennenspannungen ein günstiges Signal-Rausch-Verhältnis.

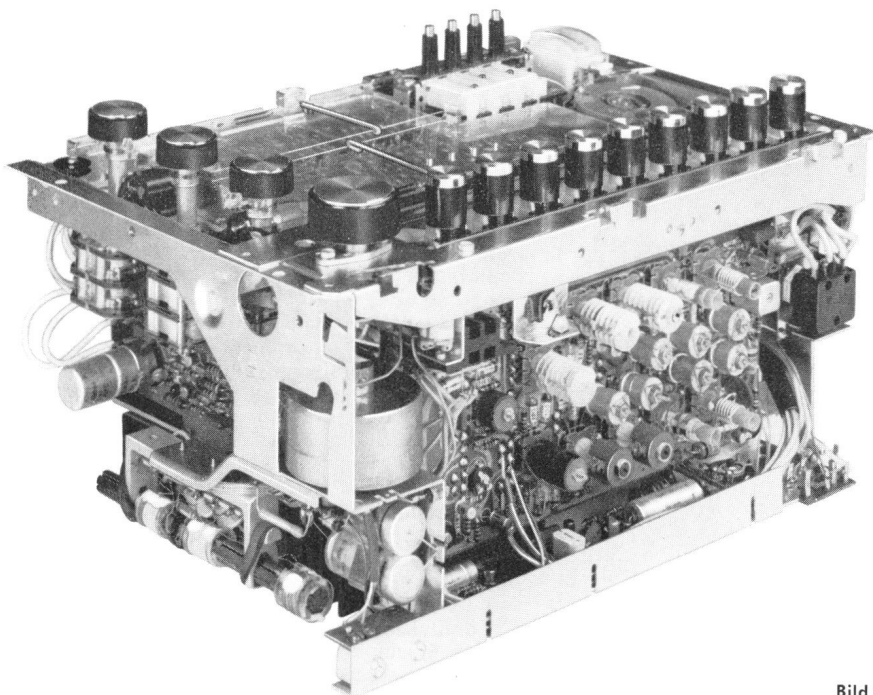


Bild 2 HF 500 bei abgenommener Skalen-Frontplatte

Das links stehende Farbfoto zeigt den Hi-Fi-Tuner-Verstärker HF 500 bei herausgeklapptem NF-Teil

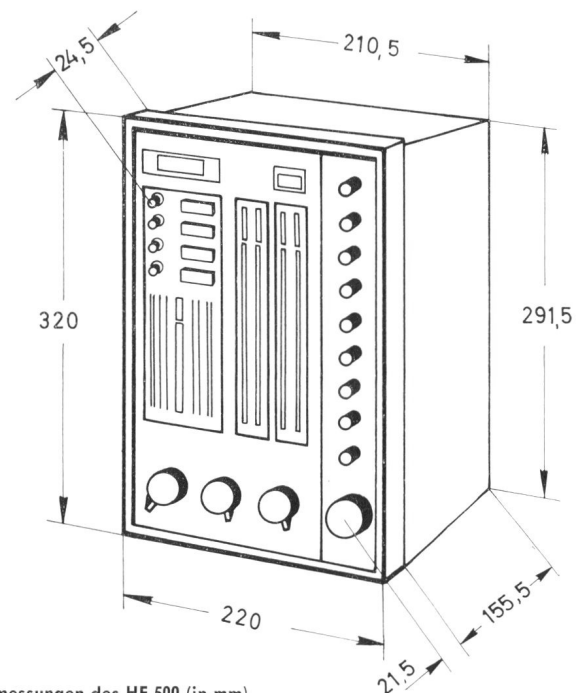


Bild 3 Die Abmessungen des HF 500 (in mm).

Ausführung: Frontplatte aus eloxiertem Metall. Lieferung in Transportzarge aus Holz. Drucktasten mit verchromten Metallkappen.

Auch für den kombinierten AM/FM-ZF-Verstärker, der zu dem günstigen Preis des HF 500 erheblich mit beiträgt, wurde eine Lösung gefunden, die den großen Nachteil bisher bekannter Schaltungen, eine immer unvollkommene Kompromißlösung zwischen den sehr unterschiedlichen Anforderungen an die FM- und AM-ZF-Verstärkung suchen zu müssen, voll und ganz vermeidet. Die Funktion des ZF-Verstärkers ist durch eine besondere Schaltungstechnik sowohl für FM wie auch für AM stets optimal.

Die hochfrequente AM-Bandbreitenschaltung ist gekoppelt mit einem niederfrequenten Audio-Filter, wodurch in Stellung „schmal“ auch in ungünstigen Empfangslagen ein pfeiffreier Empfang gewährleistet wird. In Stellung „breit“ ist der Empfang und der Klang eines ungestörten AM-Senders erstaunlich gut. Zur bequemen Einstellung von Kurzwellensendern ist eine für beide KW-Bereiche wirksame KW-Lupe eingebaut. Für den Empfang von Stereo-Sendungen ist das Gerät mit einer feldstärkeabhängigen Mono-Stereo-Umschaltautomatik ausgerüstet, und selbstverständlich besitzt der NF-Verstärker eisenlose Gegenaktstufen.

Kompaktaufbau mit Klappchassis

Schon diese kurze Aufzählung beweist die außerordentlich zukunftsichere Schaltungsanlegung des HF 500, zu der der konstruktive Aufbau und die elegant-moderne Form ein Äquivalent bilden. Das Chassis ist teils als Klappchassis ausgebildet, um eine Zugänglichkeit der Druckplatten zu gewährleisten. Im aufgeklappten Zustand ist das Gerät voll funktionsfähig, so daß alle Baugruppen und Teile bequem in ihrer Funktion überprüft werden können. Der AM-HF-Eingang mit Oszillator und Mischer bildet mit dem Tastenaggregat eine Baugruppe, über deren Längsseite die Einheit für die elektronisch stabilisierte Spannung für die UKW-Diodenabstimmung

aufgebaut ist. Unterhalb der Skala befindet sich der ZF-Verstärker mit dem integrierten Decoder und der Mono-Stereo-Umschaltautomatik. Der NF-Vorverstärker mit den Potentiometern der Lautstärke-Klangregelstufen ist über AMP-Stecker mit dem NF-Zwischenverstärker verbunden, der seinerseits zum Endverstärker an der Rückseite der großzügig dimensionierten KÜhlschiene für die Endtransistoren führt.

Schaltungstechnik

Das Gesamtschaltbild des GRUNDIG Hi-Fi-Tuner-Verstärkers HF 500 befindet sich auf den Seiten 123...126 dieses Heftes.

Schaltungsaufbau UKW

Rauscharmer Eingang mit Spezial-Transistor AF 239

Über ein Nebenwellenfilter, das eine Störung durch Kurzwellensender verhindert, gelangt das Antennensignal auf zwei abgestimmte Vorstufen, wodurch eine hohe Spiegelfrequenzsicherheit und eine kleine Rauschzahl erreicht werden. Um die bestmögliche Grenzempfindlichkeit zu erhalten, wurde für den Eingangstransistor (T 1) der neue sehr rauscharme Typ AF 239 gewählt. Oszillator (T 3) und Mischer (T 4) sind getrennt ausgeführt. Damit wird eine Beeinflussung des Oszillators auch bei hohen Antennenspannungen vermieden. Der Kollektor des Mixers ist über eine R-C-Kombination (R 335, C 343) mit dem ersten ZF-Filter verbunden. Diese Kombination verhindert ein Versimmen des Filters durch die dynamische Kollektorkapazität in Abhängigkeit von der Kollektor-Wechselspannung. Dadurch kann auch keine Phasenmodulation infolge eines stark AM-verseuchten FM-Signals entstehen, das durch Funkstörungen oder durch Laufzeitunterschiede zwischen dem Direktsignal und einem reflektierten Signal zustande kommt. Eine Phasenmodulation an dieser Stelle würde die gute AM-Unterdrückung des ZF-Verstärkers und des Ratiodektors zunichte machen.

Kapazitätsdioden-Abstimmung

Beide Vorstufen und der Oszillator werden mit spannungsgesteuerten Kapazitätsdioden abgestimmt, die also die variablen Kreiskapazitäten bilden. Eine stabilisierte Spannung speist vier Abstimmpotentiometer (R 601, R 561, R 562 und R 563), von denen R 601 mit dem Abstimmknopf und dem UKW-Skalenzeiger gekoppelt ist und zur gewohnten Sendereinstellung dient, während mit den drei Potentiometern der Preomat-Einheit Feststationen eingestellt werden. Durch jedes dieser Potentiometer, das eine eigene kleine Skala aufweist, kann der gesamte UKW-Bereich überstrichen werden. Vom Schleifer wird die Abstimmspannung über Schalter den Kapazitätsdioden zugeführt. Jeder Abstimmkreis besitzt zwei gegeneinander geschaltete Dioden, um Mischeffekte zu verhindern. (Die Dioden wirken also nicht als Gleichrichter). Gleichspannungsmäßig liegen sie in Sperrrichtung parallel. Die Sperrschichtkapazität von Siliziumdioden in Abhängigkeit von der Sperrspannung kann durch folgende Gleichung beschrieben werden:

$$C_{sp} = \frac{C_o}{\sqrt{n \left(1 + \frac{|U_{sp}|}{U_{diff}} \right)}}$$

- C_{sp} = Sperrschichtkapazität
- C_o = Kapazität für $U_{sp} = 0$
- U_{sp} = angelegte Sperrspannung
- U_{diff} = Diffusionsspannung
(für Siliziumdioden etwa 0,7 V)
- n = Materialkonstante, bei diffundierten Siliziumdioden etwa 3

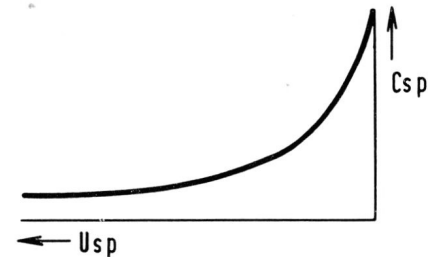


Bild 5 Kapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung

Unter Berücksichtigung der Schwingkreisformel $f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$ läßt sich der Wider-

standsverlauf der Potentiometer so auslegen, daß eine frequenzlineare Skalenteilung erreicht wird. Ein fester Fußpunkt-widerstand im Preomat und des Potentiometers R 602 begrenzt die Abstimmspannung nach unten. An den Schleifern liegen zur Vermeidung von Brumm-Einstreuungen Elkos nach Masse. Sie verhindern außerdem, daß an den Schleifern beim Abstimmen durch Kontaktunsicherheiten Spannungssprünge auftreten können. Über die Trimpotentiometer R 315, R 319, R 329 wird jedem Diodenpaar eine getrennt einstellbare Gegenspannung zugeführt. Hiermit erfolgt die zum Kapazitätsabgleich notwendige Änderung der an den Dioden wirksamen Sperrspannung. Da eine Änderung der Gegenspannung bei hoher an den Dioden liegender Abstimmspannung die geringste Kapazitätsänderung hervorruft, erfolgt der L-Abgleich bei hoher Abstimmspannung, d. h. bei kleiner Kreiskapazität, also bei der hohen Frequenz. Dementsprechend erfolgt der C-Abgleich mit R 315, R 319,

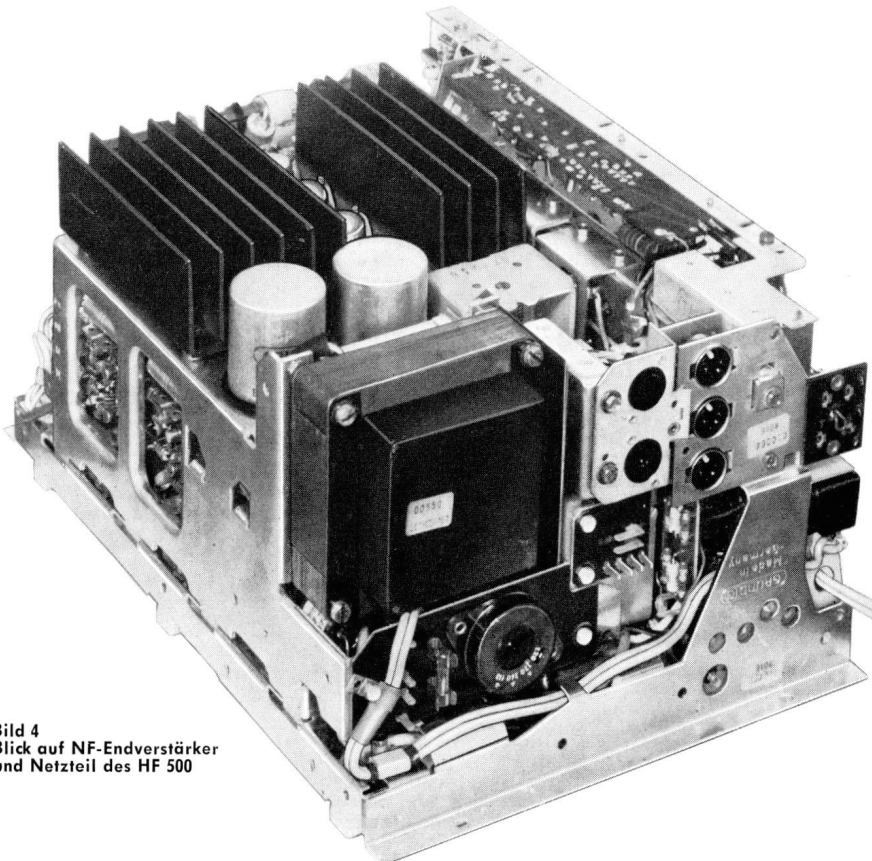


Bild 4 Blick auf NF-Endverstärker und Netzteil des HF 500

R 329 bei kleiner Abstimmspannung, d. h. tiefer Frequenz, wo eine Änderung der Gegenspannung eine verhältnismäßig große C-Änderung zur Folge hat. Zur Abstimmung ist eine Spannung höchster Konstanz und Brummfreiheit erforderlich. Eine Brummspannung würde den Oszillator frequenzmodulieren und am Ratio-detektor-Ausgang eine entsprechende NF liefern.

Spannungsstabilisierung für die Abstimmioden mit Einfügen der Scharfabstimmspannung

Ein stabilisierter Netzteil mit den Transistoren T 701 und T 702 in einer bewährten Schaltung erfüllt alle Forderungen an höchste Konstanz. Die stabilisierte Spannung entsteht als Spannungsabfall am Lastwiderstand des Emitters von T 701. Der Transistor ist also stark gegengekoppelt, das heißt mit fester Basisspannung wird bei Laständerungen bzw. Spannungsschwankungen am Emitter der Kollektor-Emitterstrom sich stets so einstellen, daß der Spannungsabfall am Emitter - Lastwiderstand konstant bleibt. Da der Kollektorstrom des Transistors weitgehend unabhängig von der Kollektorspannung ist, ändern auch Netzspannungsschwankungen den Kollektorstrom und damit die stabilisierte Spannung nur geringfügig. Die Basisspannung wird von dem Transistor T 702 geliefert, der zwei Aufgaben erfüllt: einmal verbessert er die Stabilisierung, zum andern ermöglicht er eine von der Eingangsfrequenz unabhängige Scharfabstimmung. Würde man die Nachstimmspannung direkt an die Abstimmioden bringen, wäre die relative Änderung der Sperrspannung an den Dioden stark von der jeweiligen Höhe der Abstimmspannung abhängig. Die Wirkung der Scharfabstimmung wäre bei tiefer Frequenz sehr groß, bei hoher dagegen sehr gering. Ändert man jedoch die stabilisierte Oberspannung (30 V) proportional der Nachstimmspannung, bleibt über die Spannungsteilung der Abstimmpotentiometer die relative Änderung der Abstimmspannung stets gleich. Hierzu wird die durch das Diodenpaar 9476 begrenzte Nachstimmspannung der Basis von T 703 zugeführt, die über den Kollektor das Spannungsteilerverhältnis von R 711, 712, 713 und damit die Basisspannung von T 702 beeinflusst, dessen Emitterspannung mit der Zenerdiode Z 6 konstant gehalten wird und als Vergleichsspannung dient. Der Kollektor steuert die Basis von T 701 und somit die sich stets proportional zur Basisspannung einstellende stabilisierte Spannung am Emitter.

Über R 701 wirkt die Nachstimmspannung auch auf die Gegenspannung an den Abstimmioden, hier jedoch abhängig von der Größe der Abstimmspannung. Dadurch wird eine Abhängigkeit des Nachstimmhubes von dem Arbeitspunkt auf der nichtlinearen Kapazitätskennlinie der Dioden kompensiert. Die Nachstimmspannung liegt in Reihe mit der Basisvorspannung für T 703, die von der stabilisierten Spannung über den Teiler R 714 / R 715 genommen wird.

Über die Widerstände R 706 und R 719, die von der unregelmäßigen Speisespannung zur Basis von T 702 führen, werden Netzspannungsschwankungen vollständig kompensiert. Mit dem Regler R 712 wird die stabilisierte Spannung auf 30 V \pm 30 mV eingestellt. Da der stabilisierte

Technische Daten des GRUNDIG Hi-Fi-Tuner-Verstärkers HF 500

Bestückung	37 Transistoren, 28 Dioden, 5 Gleichrichter
HF-TEIL	
FM-Empfangsbereiche	87 – 108 MHz. Elektronische Programmwahl. 3 UKW-Stationstasten. Abschaltbare automatische Scharfabstimmung.
AM-Empfangsbereiche	Langwelle 145 – 350 kHz = 2050 m – 680 m Mittelwelle 510 – 1620 kHz = 587 m – 185 m Kurzwellen I 3,15 – 8,8 MHz = 99 m – 34 m Kurzwellen II 8,6 – 22,5 MHz = 35 m – 13,5 m
Kreise	FM: 16, davon 11 ZF, 5 HF (3 abstimmbar) AM: 10, davon 2 HF abstimmbar, 6 ZF mit Bandbreitenschaltung, 2 ZF-Saugkreise
Empfindlichkeiten	FM: 1,45 μ V bei 15 kHz Hub und 26 dB Rauschabstand AM: für 50 mW Ausgangsleistung ca. 8 μ V bei MW, ca. 10 μ V bei LW, zwischen 9 und 12 μ V bei KW
Rauschzahl bei FM	2,9 – 3,6 kTo.
AM-Unterdrückung bei FM capture ratio	86 dB bei 1 mV, 22,5 kHz Hub 2 dB bei $U_E = 1$ mV und 75 kHz Hub
Spiegelselektion	FM: 46 – 56 dB AM: Mittel- und Langwelle 36 – 48 dB, Kurzwellen 15 – 30 dB
Bandbreite	FM-ZF: 200 kHz, Radiodetektor 600 kHz AM-ZF: bei breit 7 kHz, bei schmal 4 kHz
Zwischenfrequenzen	FM: 10,7 MHz, AM: 460 kHz
Drift	1 kHz pro Grad Celsius. Wird durch automatische Scharfabstimmung ausgeglichen. Fangbereich \pm 150 – 200 kHz.
Geräuschspannungsabstand	68 dB, bei 10 W Ausgangsleistung und 75 kHz Hub bei linearem NF-Frequenzgang
Deemphasis	50 μ sec nach Norm
Klirrfaktor des FM-Empfängers	bei linearem NF-Frequenzgang kleiner als 0,5% bei 75 kHz Hub, gemessen nach DIN 45500
NF-Frequenzgang	40 – 15 000 Hz \pm 2 dB, besser als DIN 45500
Stereo-Decoder	integriert, mit pegelgesteuerter Mono/Stereo-Umschaltung (Pegel von 10 bis 30 μ V an 240 Ω einstellbar) und Leuchtanzeige bei Stereo-Programmen
Pilotton-Unterdrückung	– 41 dB bei 19 kHz; – 55 dB bei 38 kHz
Stereo-Übersprechdämpfung	besser als 40 dB bei 1 kHz
Antennen	FM: UKW-Dipol 240 Ω AM: Außenantenne und Erde, Ferritantenne fest. Für Mittel- und Langwelle auf hochinduktiven Antenneneingang umschaltbar
Audio-Selektor	Höhenfilter (Tiefpaßfilter) für NF-Bandbreite bei AM, kombiniert mit AM-Bandbreiten-Umschaltung. Umschaltbar: schmal 2 kHz, breit 3,5 kHz
NF-TEIL	(siehe auch die Kurven und Oszillogramme auf den Seiten 104 ... 107 dieses Heftes)
Ausgangsleistung	2 x 15 W Musikleistung (Musikpower nach DIN 45500), 2 x 10 W Nennleistung (Sinusdauerleistung = rms-Power) an 5 Ω Abschlußwiderstand bei gleichzeitiger Aussteuerung beider Kanäle (Mindestwerte, die garantiert werden)
Klirrfaktor	Kleiner als 0,5%, gemessen bei Nennleistung im Bereich von 40 – 12 500 Hz und gleichzeitiger Aussteuerung beider Kanäle
Leistungsbandbreite	10 Hz – 40 000 Hz bei 1% Klirrfaktor (nach DIN 45500)
Intermodulation	Kleiner als 0,5% bei Vollaussteuerung, gemessen mit einem Frequenzgemisch von 250 und 8 000 Hz im Verhältnis von 4:1 (nach DIN 45403)
Frequenzgang	20 – 20 000 Hz \pm 1,5 dB
Fremdspannungsabstand	bezogen auf 10 W Nennleistung – 70 dB bei Eingang TA/Tonband, 54 dB bei Eingang Phono mit Entzerrer-Vorverstärker MV 3; gemessen nach DIN für 50 mW: 54 dB
Eingänge	Empfindlichkeiten bezogen auf 10 W Nennleistung Magnettonabnehmer: mit separatem MV 3, Empfindlichkeit 3,5 mV an 47 k Ω Kristalltonabnehmer: Empfindlichkeit 270 mV an 2 M Ω Tonband: Eingang für Tonbandwiedergabe: Empfindlichkeit 270 mV an 2 M Ω Eingang für GRUNDIG Hallgerät HVS 1 Hallregler auf der Frontplatte
Ausgänge	Lautsprecherbuchsen nach DIN 41 529. Es können Lautsprecherboxen von 5 – 16 Ω angeschlossen werden. Impedanz-Mindestwert 4 Ω . Normbuchse für Tonband-Aufnahme. Anschluß zur Stromversorgung des Phono-Entzerrer-Vorverstärkers MV 3
Ausgangs-Innenwiderstand	0,25 Ω
Dämpfungsfaktor	20 (= 26 dB) bei 5 Ω Belastung. Damit ist eine sehr hohe elektrische Dämpfung des Lautsprechers gegen unerwünschte Ausklingvorgänge sichergestellt
Baßregler	+ 15 dB, – 20 dB bei 40 Hz
Höhenregler	+ 15 dB, – 20 dB bei 20 000 Hz
Übersprechdämpfung	Besser als 40 dB im Bereich von 250 – 10 000 Hz. 60 dB bei 1 000 Hz
Balance-Regler	Regelbereich 9 dB
Stromversorgung	Für Netze von 110/130/220/240 V, 50 – 60 Hz. Leistungsaufnahme ca. 17 W bei Leerlauf, ca. 60 W bei Vollaussteuerung

Netzteil funktionsbedingt eine große Zeitkonstante aufweist, braucht die Abstimmspannung nach dem Einschalten des Gerätes einige Sekunden, um zu ihrer vollen Höhe zu gelangen. Während dieser Zeit läuft daher der UKW-Oszillator von tiefen zu höheren Frequenzen und würde ohne besondere Maßnahmen die auf diesem Wege liegenden Sender der Reihe nach kurzzeitig hörbar machen. Außerdem besteht die Möglichkeit, daß ein sehr starker Sender, der sich in unmittelbarer Frequenznähe unterhalb des eingestellten Senders befindet, von der automatischen Scharabstimmung eingefangen und gehalten wird. Um diese Effekte zu vermeiden, wird auch die Plus-Spannungszuführung zum UKW-Mischteil verzögert. Hierzu dient der Thermo-Schalter 9622—747, dessen Heizwicklung gleichzeitig zur Siebung der 15-V-Gleichspannung herangezogen wird.

AM/FM-ZF-Verstärker

Wie schon eingangs erwähnt, ist dieser Empfänger, der absolute Hi-Fi-Qualität aufweist, mit einem kombinierten AM/FM-ZF-Verstärker ausgestattet. Durch Anwendung neuer Schaltungstechniken wurden kompromißlos die gleichen elektrischen Eigenschaften erreicht, wie sie bisher nur bei getrennt aufgebauten AM/FM-ZF-Verstärkern erzielt werden konnten. Die in allen Einzelheiten ausgefeilte Schaltungstechnik und modernste Fertigungsmethoden gewährleisten, daß auch bei einer Großserie ein hohes Qualitätsniveau gehalten wird.

Aus Gründen der Einfachheit und besseren Übersicht erfolgt die Dimensionierungs- und Funktionsbeschreibung des ZF-Teils für AM und FM getrennt.

FM-ZF-Teil

Auf den Mischtransistor folgt ein Dreifach-Bandfilter. Die Kopplung auf den 2. Kreis erfolgt durch Zweiteilung der Kreiskapazität mit Anschluß des einen Kondensators an die niederohmige Auskoppelwicklung des 1. Kreises, was einer niederohmigen kapazitiven Spannungskopplung gleichkommt. Der $\frac{k}{d}$ -Wert beträgt 0,95. Die induktive Kopplung von Kreis 2 auf 3 hat einen $\frac{k}{d}$ -Wert von 0,65. Durch diese ungleiche relative Kopplungsdimensionierung wird erreicht, daß die negativen Laufzeitdifferenzen von Kreis 1 und 2 und die positiven von Kreis 3 sich in Verlauf und Betrag nahezu aufheben. Außerdem bringt sie eine Erhöhung der Flankensteilheit. Für die notwendige Bandbreite von 200 kHz ergeben sich Kreisgüten von $Q = 100$.

Untersuchungen über die beste, unkomplizierteste und wenig Störungen unterliegende Neutralisation der Kollektor-Basis-Rückwirkung führten zu der hochohmig-kapazitiven Kompensation vom Kollektor auf den Hochpunkt des Basiskreises. Eine optimale Neutralisation dieser Rückwirkung läßt sich hierbei jedoch nur dann erzielen, wenn weitere Verkopplungen zwischen Basis- und Kollektorkreis vermieden werden. So wurde u. a. eine Verkopplung über den Emitter-Kondensator vermieden, indem die Basiskreis-Auskopplung des Dreifach-Bandfilters an den 1. ZF-Transistor T 11 nicht auf Masse, sondern direkt auf den Emitter bezogen wurde. Außerdem muß die Kopplung zwischen Basiskreis

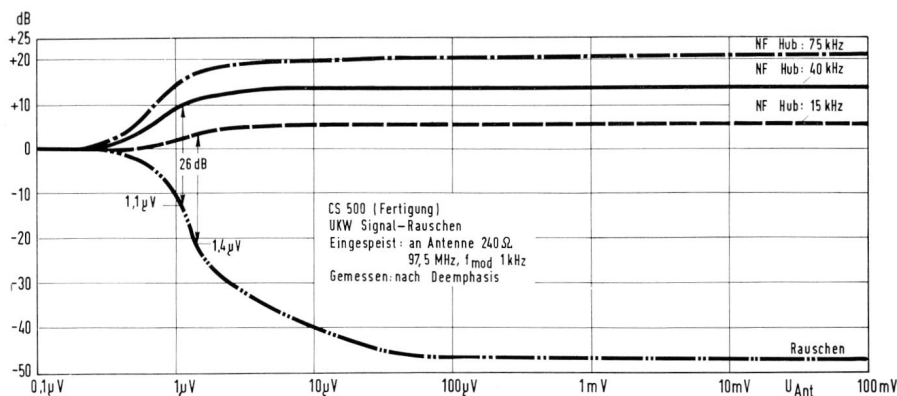


Bild 6 UKW-Rausch-Signal-Verhältnis des HF 500 in Abhängigkeit von der Antennenspannung

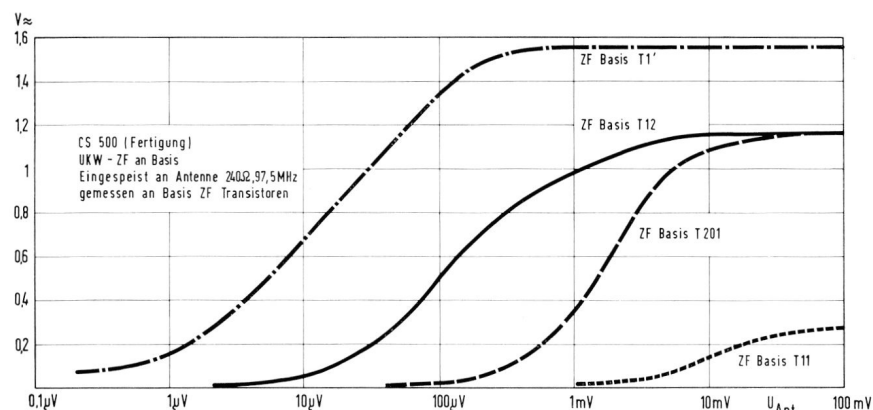


Bild 7 Richtspannungen an den ZF-Verstärkerstufen in Abhängigkeit von der Antennenspannung

und Auskoppelwicklung ($k = 0,8 \dots 0,95$) fest sein. Sie wurde deshalb als bifilare Wicklung ausgeführt. Da die Rückwirkungskapazität des BF 115 nur geringe Exemplarstreuungen aufweist, konnte das Neutralisations-C fest und wegen seiner nur wenige Zehntel pF betragenden Größe als Druckkondensator ausgeführt werden. Im Kollektorkreis des Transistors T 11 befindet sich ein zweikreisiges Bandfilter (F 17218—205). Seine Kreiskapazitäten wurden in Bezug auf hohen Übertragungswiderstand, hohe Trennschärfe und geringe Verstimmungseinflüsse auf 82 pF festgesetzt. Wird bei sehr stark einfallenden Sendern der Transistor kollektorseitig übersteuert, so werden die negativen Spitzen der Kollektorwechselspannung mehr oder weniger begrenzt, indem sie die Kniespannung erreichen. Für den Teil des Phasenabschnitts, in dem die Kniespannung erreicht wird, tritt aber ein sehr kleiner Außenwiderstand entsprechend $\frac{\Delta U_c}{\Delta I_c}$ auf und führt zu einer Erhöhung der effektiven Dämpfung des Kollektorkreises. Um die negativen Einflüsse dieses Effektes auf die Übertragungseigenschaften des Bandfilters vernachlässigbar klein zu halten, liegt der Kollektor an einer Anzapfung bei der 0,6-fachen Windungszahl des Kollektorkreises.

Da Amplitudenschwankungen am Kollektor des Transistors, seien sie durch den Verlauf der HF-Spannung selbst oder durch eine Amplitudenmodulation hervorgerufen, starke Veränderungen der dynamischen Kollektorkapazität mit sich bringen, die eine Verstimmung des Kollektorkreises im Takte dieser Amplitudenschwankungen zur Folge hat und diese Verstimmung wiederum Phasenverfälschungen bzw. eine Phasenmodu-

lation verursacht, welche zu nicht unerheblichen Verzerrungen und Störungen des Empfangssignals führen, wurde mit C 14 und R 13 eine Kompensation der sich ändernden Kollektorkapazität vorgenommen. Sie wurde niederohmig gewählt, um den ZF-Spannungsabfall an R 13 klein zu halten und damit C 24 noch die Funktion des Kurzschlusses der am Kollektor stehenden Oberwellen übernimmt (96,3-MHz-Rückwirkungen).

Über die Audion-Begrenzung der Basis-Emitterstrecke sei noch vermerkt, daß die an dieser Strecke bei Störungen und Mehrwegeempfang sich bildende NF möglichst ein getreues Spiegelbild der Umhüllenden der HF sein soll, weil außer einer Verflachung der Scheitel-Amplitudenänderungen der den Kollektorstrom steuernden HF sich durch die Krümmung der I_c/U_B -Kennlinie und der gegenüber der Hüllkurve der HF um 180° phasenverschobenen NF über einen gewissen Bereich des HF-Eingangspegels eine Gegenmodulation auswirkt, die eine weitere Verbesserung der AM-Unterdrückung bedeutet. Erfüllt wurden diese Phasenbedingungen, weil die Grenzfrequenzen der RC-Glieder auf der Kollektor-Emitter- und Basisseite möglichst hoch gewählt wurden.

Gruppenlaufzeitdifferenz

Eingespeist an Antenne (240 Ω), 100 MHz
gemessen an Punkt \sqrt{R} (R 432)

U _{Ant}	kHz									
	+200	+150	+100	+50	0	+50	+100	+150	+200	+200
10 µV	—	—	+0,5	0	0	+0,5	+1	—	—	—
20 µV	—	+0,5	+0,7	+0,1	0	+0,5	+1	+0,3	—	—
50 µV	-0,5	+0,4	+0,5	+0,1	0	+0,8	+1,4	+0,1	—	—
100 µV	-0,6	+0,3	+0,4	+0,1	0	+0,7	+1,3	+0,3	-1,2	—
200 µV	-1	+0,3	+0,4	+0,1	0	+0,7	+0,8	+0,5	-1,3	—
500 µV	-0,8	0	+0,2	+0,2	0	+0,7	+0,6	-0,1	-1	—
1 mV	-0,9	-0,2	+0,3	+0,1	0	+0,5	+0,2	-0,2	-1,3	—
2 mV	-0,9	-0,2	+0,3	+0,2	0	+0,4	-0,1	-0,5	-1,4	—
5 mV	-0,8	-0,4	+0,2	+0,2	0	+0,3	-0,3	-1	-1,5	—
10 mV	-0,7	-0,6	+0,4	+0,2	0	+0,2	-0,3	-1,1	-1,6	—
20 mV	-0,8	-0,7	+0,3	+0,2	0	+0,1	-0,3	-1,1	-1,7	—
50 mV	-0,7	-0,9	+0,1	+0,2	0	+0,1	-0,3	-1,2	-1,8	—

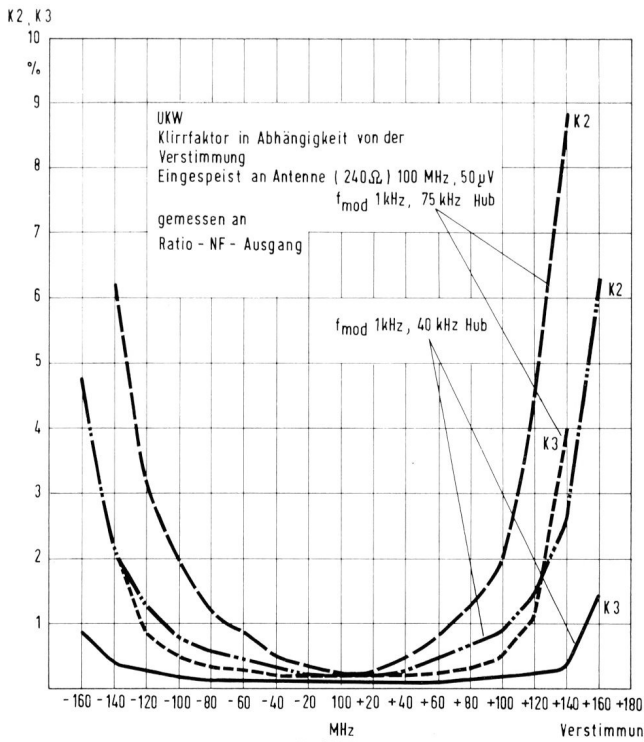


Bild 10 Klirrfaktor bei UKW und 50 μV Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Verstimmung

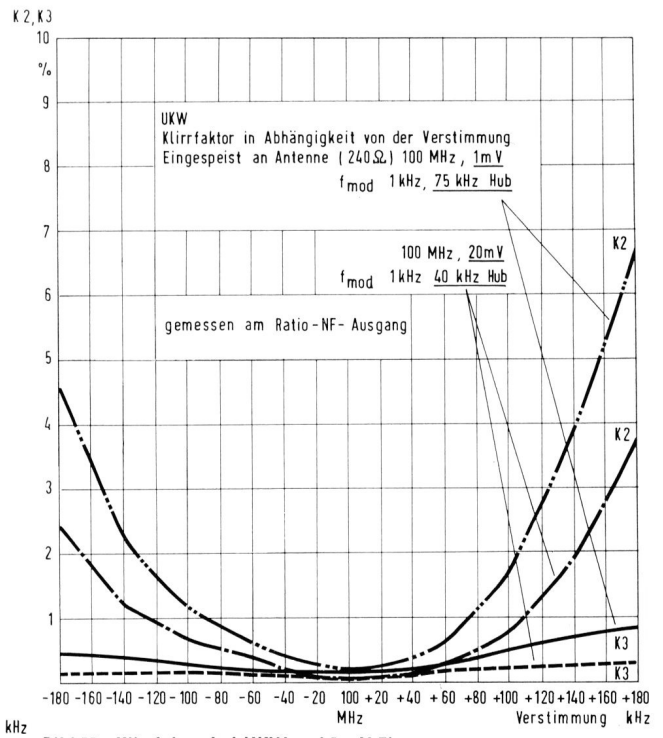


Bild 11 Klirrfaktor bei UKW und 1 mV Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Verstimmung

Von der Basis-Auskoppelwicklung des Filters F II 7215—210 wird die ZF-Spannung über eine bifilare Leitung und die Kontakte b 3 — b 4 der Basis des Transistors T 201 zugeführt. Bei AM wirkt dieser Transistor als Mischer. Für FM wird seine Emitter-Elektrode an den Rückführer der bifilaren Leitung und an C 215 über die Kontakte b 6 — b 7 gelegt. Im Kollektor des Transistors T 201 befindet sich das AM/FM-ZF-Filter F III 7215—396, welches in Unteranpassung an die Basis des Transistors T 12 angeschlossen ist. Um die für FM notwendige hohe Grenzfrequenz der Emitter-R/C-Kombination zu erzielen, wurde die AM-Überbrückung des Emittewiderstandes R 27 mit dem

Leitkreis C 24 / L 9218—151 vollzogen. Die Grenzfrequenz des Transistor-Basiskreises ist ebenfalls sehr hoch, da C 25 nur bei AM über die Kontakte a 7 — a 8 an Masse liegt.

Auf den Transistor T 12 folgt das Bandfilter FV 7215—397. Die Spannungszuführung über dieses Filter zum Kollektor von T 12 erfolgt mit R 32 von 1,5 k Ω verhältnismäßig hochohmig, einmal um schon bei kleinen UKW-Antennenspannungen eine gute Kollektorbegrenzung zu erreichen und zum andern um die Doppelfunktion von T 12 als Gleichstromverstärker für das Abstimmanzeiginstrument zu erfüllen.

Klirrfaktor bei UKW und 20 mV Eingangsspannung siehe Bild 12 auf der nächsten Seite

Bild 8 Aufbau des ZF-Teils mit dem Stereo-Decoder (Umschaltrelais und Abschirmbecher des Ratiofilters [links] fehlen bei diesem Foto)

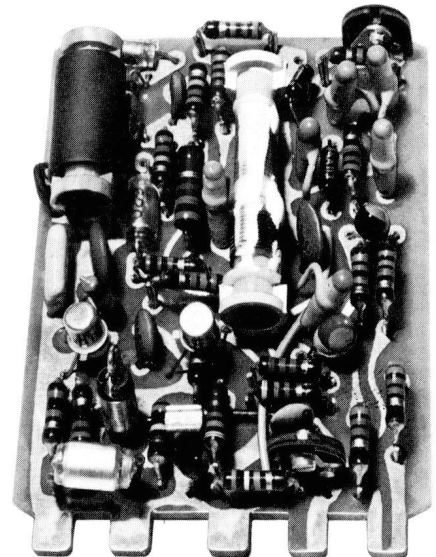
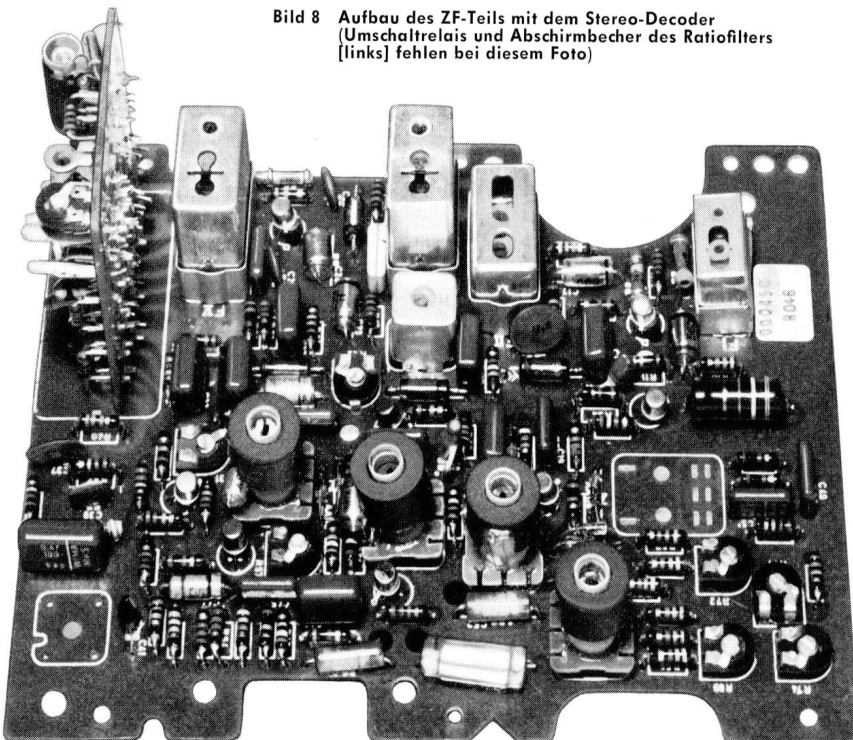


Bild 9 Aufbau des Ratiodetektors

Verzerrungsfreier Ratiodetektor mit optimaler AM-Unterdrückung

Die auf den Ausgang des Filters F V folgende Ratiodetektor-Stufe wurde nach neuesten Erkenntnissen und Erfahrungen aufgebaut. Der Primärkreis des Ratiofilters F VI 7209—302 liegt nur mit einem Drittel seiner Windungszahl am Kollektor von T 1. Der Restspannungsausgangswiderstand bei Kollektor-Übersteuerung bleibt daher ohne nennenswerten Einfluß auf den $\frac{k}{d}$ -Wert und damit auf die Übertragungsbandbreite des Filters. Bei Ratiofiltern, welche die NF-Spannungsabnahme am kalten Ende der Tertiärspule haben, hat sich gezeigt, daß entgegen dem Interesse einer hohen Grenzfrequenz der Tertiär-Fußpunktcondensator wegen Phasenverschiebungen nicht kleiner als ca. 400 pF gewählt werden kann. Aus diesem Grunde wurde die

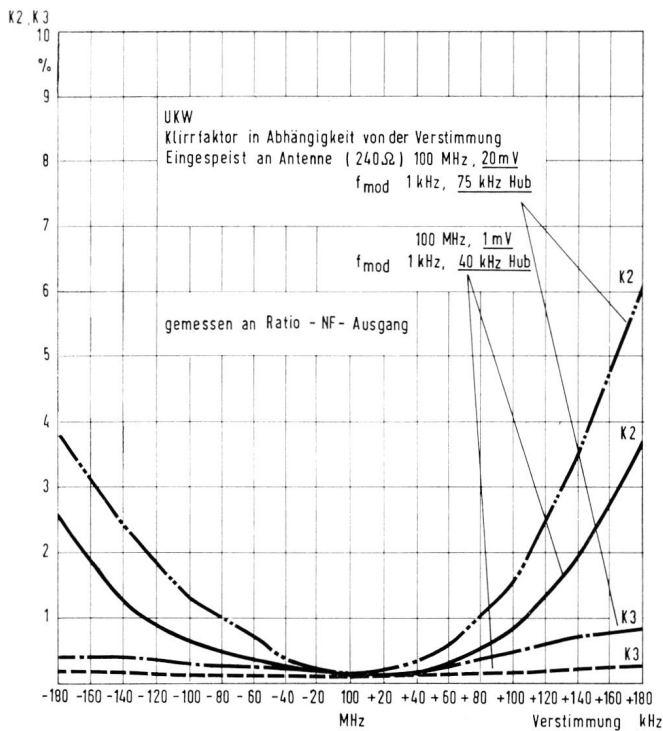
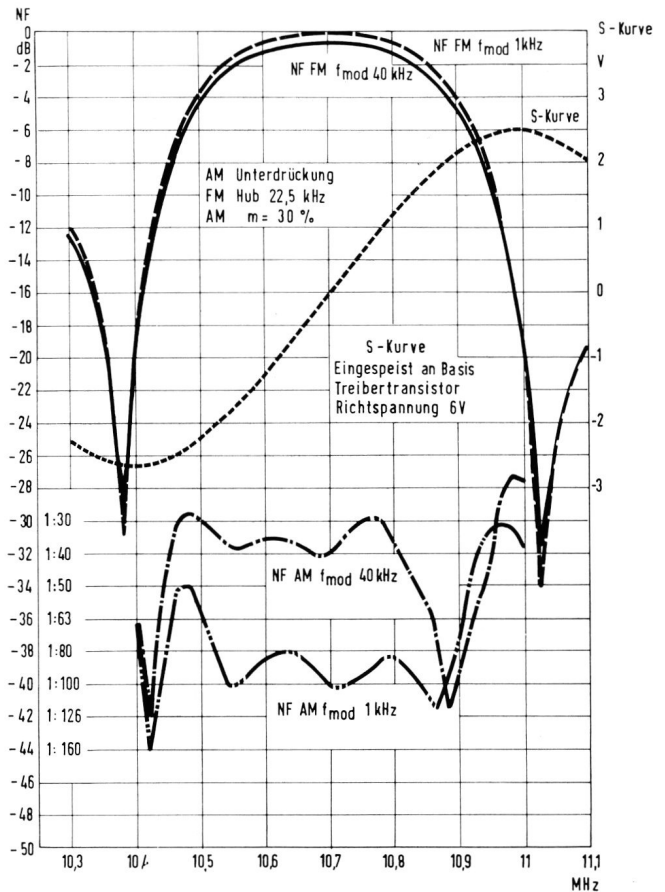


Bild 12 Klirrfaktor bei UKW und 20 mV Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Verstimmung

Tertiärspule mit C 16 (2,2 nF) und C 20 (10 μF) NF- und HF-mäßig an Masse gelegt und die NF-Spannung an der Mitte von R 15 und R 16 abgenommen. Die HF-Überbrückungs- und Symmetrierungskondensatoren C 17 und C 18 können hierbei 91 pF betragen. Da die dem Innenwiderstand des Ratiodektors jetzt parallel liegende Kapazität nur halb so groß ist, hat sich die Grenzfrequenz auf das Doppelte erhöht. Bekanntlich ändert sich die vektorielle Summe von der Tertiär- und $\frac{U}{2}$ -Wendekreisspannung an den Dioden AA 113 in Abhängigkeit der im Takt der Modulationsfrequenz sich ändernden Zwischenfrequenz und ruft einen dem Phasen- und Amplitudenverhältnis

Bild 13 AM-Unterdrückung und Ratiodektor-S-Kurve



dieser Dioden-Spannungen entsprechenden Richtstrom hervor, der in seinem Verlauf der Modulationsfrequenz des Senders entspricht. Wird der Wendekreis im Takt einer eventuell gleichzeitig vorhandenen Amplitudenmodulation durch die sich infolge der Amplitudenschwankungen ändernde dynamische Diodenkapazität verstimmte, so ergibt dies die gleichen Phasen- und Amplitudenbeziehungen an den Demodulationsdioden wie bei der Frequenzmodulation und damit eine entsprechende NF am Ratiodektor-Ausgang.

Länge, gewickelt. Hierdurch werden Fehlwinkel zwischen Transistor-Ausgang, Hochpunkt Primärkreis, Tertiärwicklung und Sekundärkreiswicklung möglichst klein gehalten. C 6 (91 pF) und C 7 (ebenfalls 91 pF) verursachen einen frequenzabhängigen kapazitiven Blindstrom. So wird die ungewollt in die AM-Phasenmodulations-Kompensation mit eingehende Nutz-FM phasenmäßig wieder richtig gestellt. All diese Maßnahmen ergeben, wie die Bilder 13 und 15 zeigen, eine gute Übereinstimmung von Klirrminimum, Nulldurchgang, Maximum der Richtspannung, sowie eine hohe und breite AM-Unterdrückung.

Werden nun die Widerstände R 13 und R 14 so bemessen, daß sie im Zusammenwirken mit den dynamischen Diodenkapazitäten Phasenänderungen hervorrufen, die denen am Wendekreis entgegengesetzt sind, so läßt sich diese Stör-NF nahezu kompensieren. Der Trimmwiderstand (R 8) für die allgemeine optimale Einstellung der AM-Unterdrückung befindet sich in der Verbindung der Tertiärspule zur Mitte des Wendekreises, um damit das Brückengleichgewicht des Richtstromkreises und seinen Null-Durchgang bei 10,7 MHz nicht zu beeinflussen. Der untere Teil der Primärspule von Filter F VI und die Tertiärspule sind bifilar über den oberen Teil der Primärspule, verteilt über die ganze

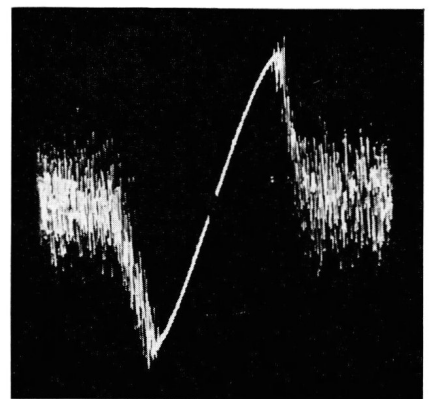


Bild 15 Oszillogramm der Ratiodektor-S-Kurve (Einspeisung am Kollektor-Meßpunkt M der UKW-Mischstufe)

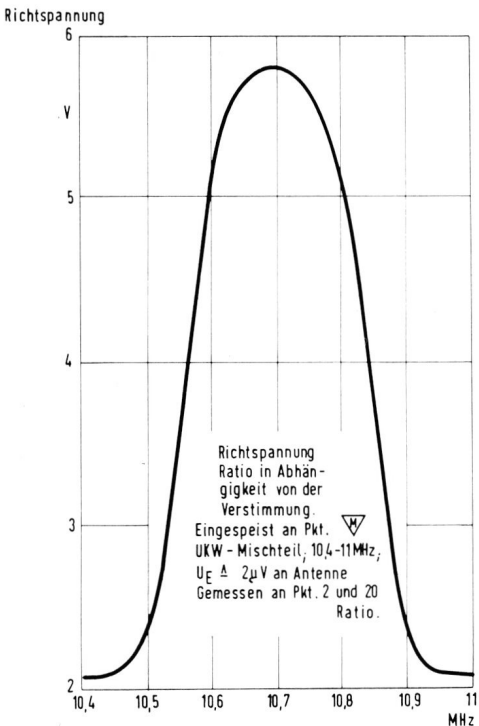


Bild 14 Ratiodektor-Richtspannung in Abhängigkeit von der Verstimmung

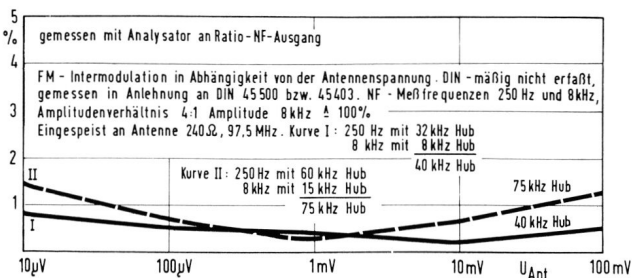


Bild 16 Intermodulation bei UKW in Abhängigkeit von der Antennenspannung

Stereo-Decoder

Das NF-Ausgangssignal des Ratio-De-
tektors gelangt an die Basis des Tran-
sistors T 16, der für alle Frequenzen mit
Ausnahme der 19-kHz-Pilotfrequenz in
Kollektor-Basisschaltung arbeitet. Bei
einer Mono-Sendung wird durch ein von
einem Träger gesteuertes Relais der
Decoderausgang automatisch vom NF-
Verstärkereingang getrennt. Das Mono-
Signal gelangt dann vom Emitter von
T 16 über das Deemphasisglied R 49,
C 42 und die Relaiskontakte 5 und 8 an
den Eingang des NF-Verstärkers.

In Tastenstellung „Mono“ wird auch bei
einem Stereosignal die Automatik in
Stellung „Mono“ gezwungen, so daß
jetzt lediglich die Mono-Information
(Summensignal) von Emitter (T 16) über
das erwähnte Deemphasisglied den NF-
Verstärkereingang erreichen kann. Da-
mit wird gewährleistet, daß auch eine
Stereosendung empfangstechnisch mo-
naural optimal gehört werden kann.

Der 19-kHz-Pilotträger eines Stereo-Mul-
tiplexsignals wird durch den im Kollektor
von T 16 liegenden 19-kHz-Resonanz-
kreis herausgesiebt und verstärkt. Durch
Frequenzverdopplung entsteht daraus
der 38-kHz-Hilfsträger, der über T 18
verstärkt einer Gleichrichteranordnung
für das Differenzsignal zugeführt wird.
Die Seitenbänder des Differenzsignals
gelangen vom Emitter des Eingangs-
transistors T 16 über den Transistor T 17
verstärkt an den 38-kHz-Kreis im Kol-
lektor von T 17. Da dieser Kreis eine
Bandbreite von 6,4 kHz besitzt, werden
die Seitenbänder entsprechend einer
Deemphasis von 50 μ sec (= Grenz-
frequenz 3,2 kHz) abgesenkt. Diese
Schaltung hat gegenüber einer nieder-
frequenten Deemphasis den Vorteil, ein
besonders gutes Signal-Rausch-Verhält-
nis zu liefern, da außerhalb der Band-
breite auch bereits die Rauschfrequenzen
abgesenkt werden, die durch Interferenz
bei der Gleichrichtung Störfrequenzen
unterhalb 3,2 kHz liefern. Bei einer nie-
derfrequenten Deemphasis würden so
entstandene Störfrequenzen erst ober-
halb 3,2 kHz abgesenkt werden. Im
Emitter von T 17 liegt ein 15-kHz-Sperr-
kreis, der durch Gegenkopplung ein
„Übersprechen“ hoher Frequenzen des
Summensignals in den Seitenbandkanal
verhindert. Über eine Koppelwicklung
des 38-kHz-Kreises (9235—508) wird das
Seitenbandsignal der Gleichrichterord-
nung zugeführt, wo auch der regenerie-
rierte 38-kHz-Hilfsträger zugesetzt wird.
Die Anordnung besteht aus zwei gleich-
wertigen Brückenschaltungen, wobei
lediglich die Dioden der einen Brücke
entgegengesetzt zur Polung der anderen
Brücke geschaltet sind. Damit entstehen
in den jeweiligen Brückendiagonalen an
den Richtwiderständen (R 74 + R 75)
bzw. (R 77 + R 78) die niederfrequenten
Differenzsignale (D) gleicher Amplitude,
jedoch entgegengesetzter Polung, die
dem vom Emitter von T 16 über das
Deemphasisglied R 56 + R 57, C 52 ent-
nommenen Summensignal (S) aufgestockt
sind, sich also gemäß $S + D = (R + L) + (R - L) = 2R$ und $S - (-D) = (R + L) - (R - L) = 2L$ addieren und so die erforderlichen
Links- und Rechtsinformationen ergeben.
Die Widerstände R 57, R 74 und R 77 sind
als Regler ausgebildet, mit denen das
genaue Summe - Differenz - Verhältnis
bzw. die optimale Übersprechdämpfung
eingestellt wird.

Der durch Verdopplung des 19-kHz-
Pilotträgers gewonnene und an den
Punkten 4 und 5 des Filters 9235—507
stehende verstärkte 38-kHz-Hilfsträger
besitzt ein schlechtes Signal-Störspan-
nungsverhältnis, da der Hub des Pilot-
trägers nur 8...10% vom Maximal-
Gesamthub beträgt. Mit den Reglern
R 69 und R 72 können die Brücken in
Bezug auf den Hilfsträger jeweils auf
Brücken-Null abgeglichen werden, so
daß in den Diagonalen an den Arbeits-
widerständen keine Stör-NF abfallen
kann.

Tiefpaßfilter am Decoder-Ausgang

Vor dem Eingang des NF-Verstärkers
liegt in jedem Kanal ein Tiefpaßfilter
mit einer Grenzfrequenz von 16 kHz.
Dadurch werden Reste der aus dem
Decoder stammenden Hilfsträgerfre-
quenzen zusätzlich unterdrückt, insbe-
sondere wird auch vermieden, daß deren
zweite Harmonische bei Tonbandauf-
nahmen durch Interferenz mit der Vor-
magnetisierungsfrequenz (60...90 kHz)
Pfeistörungen hervorruft.

HF-Pegelgesteuerte Mono-Stereo- Automatik

In einer Triggerschaltung besitzen die
beiden Transistoren T 13 und T 14 den
gemeinsamen Kollektorwiderstand R 29
und mit dem Transistor T 15 den ge-
meinsamen Emitterwiderstand R 33.
Über R 34 ist die Basis von T 15 mit den
Kollektoren von T 13 und T 14 ver-
bunden.

Der Basis von T 13 wird eine vom 19-
kHz-Pilotträger eines Stereo-Multiplex-
signals gewonnene negativ gerichtete
Gleichspannung zugeführt, während an
die Basis von T 14 eine von der Feld-
stärke abhängige Gleichspannung ge-
langt. Im Ruhezustand sind die Basen
beider Transistoren so hoch positiv vor-
gespannt, daß beide Transistoren strom-
führend sind und die Kollektorspannung
durch den Spannungsabfall an R 29 auf
die sehr geringe Restspannung absinkt.
Damit ist T 15 gesperrt. Auch das Sperren
eines der beiden Transistoren T 13 und
T 14 ändert das Basispotential an T 15
nicht; erst die Sperrung beider Tran-
sistoren hebt den Spannungsabfall an
R 29 auf und läßt die Basisspannung

von T 15 so hoch ansteigen, daß T 15
Strom zieht und damit das im Kollektor-
kreis liegende Umschaltrelais anspricht
sowie eine Stereo-Anzeigelampe auf-
leuchtet. Durch die Rückkopplung über
R 33 erfolgt die Umschaltung schlagartig.
Die feldstärkeabhängige Sperrspannung
wird von dem Basiswiderstand R 3 ab-
genommen, an dem infolge der Gleich-
richterwirkung der Basis-Emitter-Dioden-
strecke des letzten ZF-Transistors T 1
eine der HF-Amplitude proportionale
negativ gerichtete Richtspannung auf-
tritt. Mit dem Widerstand R 31 kann die
Ansprechempfindlichkeit eingestellt wer-
den.

Die doppelte Steuerung des Triggers —
einmal durch den Pilotträger, zum an-
deren durch den HF-Pegel — gibt die
Gewähr, daß das Gerät nur beim Emp-
fang hörfähiger Stereosender umge-
schaltet wird.

AM-HF-ZF-Teil

Die Antennen-Ankopplung an die ein-
zelnen Eingangskreise erfolgt hochin-
duktiv. Für MW kam dabei eine neu
entwickelte Eingangsschaltung in An-
wendung. Bei ihr liegt ein kleiner Teil
der Eingangsinduktivität direkt am Kreis,
während der größere sich separat mit
auf dem Spulenkörper des Eingangs-ZF-
Saugkreises befindet. Hierdurch werden
die Vorzüge der hochinduktiven Anten-
nenankopplung, nämlich gute Spiegel-
wellenselektion und die der niederin-
duktiven mit hoher Eingangsüberhöhung,
geringer Verstimmung und Dämpfung
miteinander vereint. Bei der Führung
der Leiterbahnen und dem Aufbau des
Spulenaggregates wurde besonders auf
unerwünschte Verkopplungen zwischen
Eingangs- und Oszillatorkreis geachtet.

Die über die Emitter-Basisstrecke in den
Eingangskreis gelangende Oszillator-
spannung wird bei KW I und KW II je-
weils durch ein R/C-Reihenglied (R 203,
C 206 bzw. R 202, C 212) zwischen Hoch-
punkt des Eingangskreises und Hoch-
punkt der Oszillator-Auskopplung an
den Mischer kompensiert.

Für die Dimensionierung des Oszillators
waren möglichst wenig Oberwellen und
weitgehende Unabhängigkeit der Oszil-

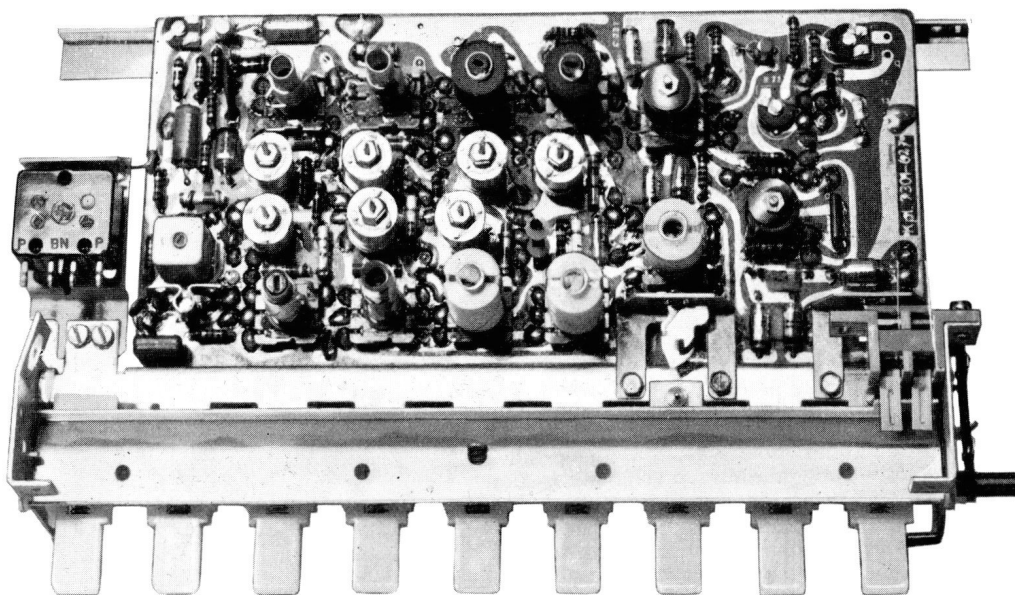


Bild 17
Aufbau des Drucktastenaggregats mit den AM-Spulen, ausgeführt in modernster Druckschaltungstechnik

latorsfrequenz vom Transistor maßgebend. Er wurde deshalb in Basisschaltung ausgeführt und sein Kreis an Emitter und Kollektor stark unterangepaßt. R 215 erhöht die Stromgegenkopplung der Basisschaltung und verhindert den Einfluß der dynamischen Emitter-Basis-Kapazität. Zusammen mit der minimal gewählten Kollektor- und Emitterwechselspannung ergibt sich damit ein sehr geringer Oberwellenanteil des Oszillators. Die an den Vorkreis transformierte Antennenenergie wird nur zu etwa 40% über die Auskoppelwicklungen dem Eingang des Mischtransistors T 201 zugeführt, weil der mit $U^2 \cdot R$ am Kreis erscheinende Eingangswiderstand die Vor- und Spiegelwellenselektion zu sehr herabsetzen würde.

Die automatische Verstärkungsregelung erfolgt am Mischer und an der 1. ZF-Stufe des 2-stufigen ZF-Verstärkers. Für den Mischer kam dabei eine Aufwärtsregelung in Anwendung. Für die Eingangsspannung und Oszillatorspannung wird durch den Emitterwiderstand R 205 eine Gegenkopplung wirksam. Außerdem bildet R 205 zusammen mit dem Emitter-Eingangswiderstand einen Spannungsteiler, über den dem Mischer die Oszillatorspannung zugeführt wird. Wird bei der Aufwärtsregelung die Basisvorspannung größer und mit ihr auch die Steilheit, so sinkt entsprechend der Emitter-Eingangswiderstand, während die Gegenkopplung mit $S \cdot R$ gewinnt. Dies hat eine starke Verminderung der wirksamen Oszillatorspannung zur Folge. Da in diese Gegenkopplung auch die Eingangsspannung eingeht, ergibt sich insgesamt eine starke Reduzierung des Mischproduktes.

Mit Rücksicht auf ein gutes Rausch-Signalverhältnis wurde neben der Anwendung einer Regelverzögerung der Verlauf der Regelspannungskurve so gestaltet, daß sich für die Aussteuerung ein gerade noch genügend großer linearer Steilheitsbereich ergibt. Der Saugkreis 7214—118, der die Gegenkopplung für das Mischprodukt teilweise unwirksam macht, bringt eine weitere Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses. Die Gegenkopplung für die Eingangsspannung und der der Eingangsspannung entsprechend stets genügend große lineare Steilheitsbereich ergeben größtmögliche Sicherheit gegen Kreuzmodulation und Übersteuerung und schaffen Verhältnisse, die denen von Röhrengeräten nicht nur ebenbürtig, sondern sogar überlegen sind (geringster Klirrfaktor).

Zwischen Mischer und 1. ZF-Stufe (T 12) liegt ein Dreifach- und zwischen 1. und 2. ZF-Stufe (T 1') ein Zweifach-Bandfilter. Im Kollektorkreis der 2. ZF-Stufe befindet sich ein Einzelfilter (9216—690), das in Aufwärts-Transformation geschaltet, den Demodulator speist. Zur Gewinnung einer positiven und einer negativen Regelspannung wurde sein Richtwiderstand gegen Masse aufgeteilt. Von R 9 wird die negative Spannung dem Transistor T 12 und von R 10 über den Impedanzwandler T 2' die positive Spannung dem Mischer zugeführt. Um bei der Demodulation von kleinen Eingangsspannungen geringe Verzerrungen und einen guten Wirkungsgrad zu erhalten, wurde die Demodulationsdiode AA 119 positiv vorgespannt. Zu diesem Zweck überwiegt die über R 22, R 24, R 26, R 37 und R 7 an R 9 gelangende positive

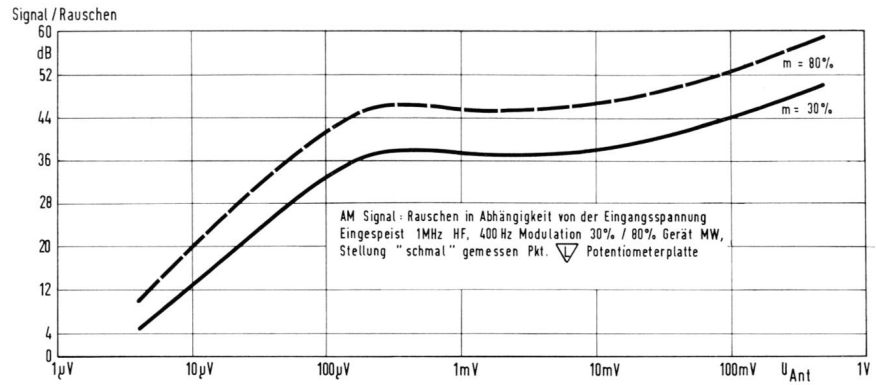


Bild 18 Signal-Rausch-Verhältnis bei AM-Empfang in Abhängigkeit von der Antennenspannung

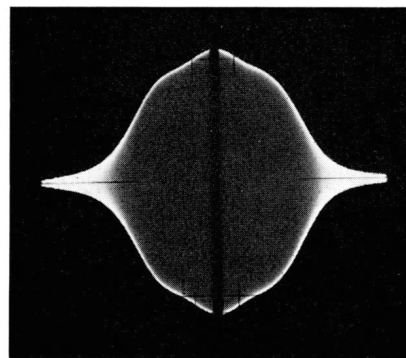


Bild 19 AM-Durchlaßkurve „schmal“

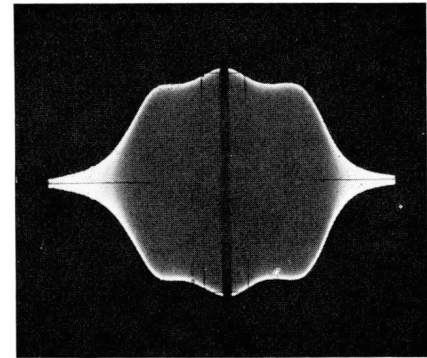


Bild 20 AM-Durchlaßkurve „breit“

Spannung, diejenige über R 11 an R 10. Die an R 10 stehende positive Spannung, welche mit R 21 der Basis des Impedanzwandlers zugeführt wird, bildet zusammen mit der über R 25 und R 23 an R 22 stehenden Spannung eine Sperrspannung für den Impedanzwandler und damit die gewünschte Verzögerung für die Regelung des Mischers. Weil die an R 22 stehende Spannung zugleich als Basisvorspannung für den Mischer fungiert, aber für diesen Zweck zu groß ist, wird

dem Emitter über R 206 eine für den optimalen Arbeitspunkt entsprechende notwendige Gegenspannung zugeführt.

Zur Feineinstellung dieser Gegenspannung wurde R 25 als Trimpotiometer ausgeführt. Mit R 22 wird der Regelfaktor von Mischstufe und 1. ZF-Stufe so aufeinander abgestimmt, daß sich bei einer Antennenspannung von 0,5 V (1 MHz) ein minimaler Klirrfaktor ergibt. In gesperrten Zustand des Impedanzwandlers T 2' tritt als Quellwiderstand für die Mischer-Regelspannung R 22 plus R 24 auf. Die Größe der Regelspannung an R 22 hängt außer von der Höhe der zugeführten Basisspannung noch vom Verhältnis Innenwiderstand zu Außenwiderstand ab. Nach Überschreiten der Sperrspannung nimmt die Steilheit erst langsam und dann immer schneller zu. Ebenso ändert sich dabei das Verhältnis Innenwiderstand zu Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers, und da der Innenwiderstand desselben R 22 parallel liegt, jetzt auch das Verhältnis Quellwiderstand zu Eingangswiderstand des Mischers. Insgesamt ergibt sich dadurch ein Verlauf der Regelspannung, wie er für ein gutes Rausch-Signal-Verhältnis notwendig ist.

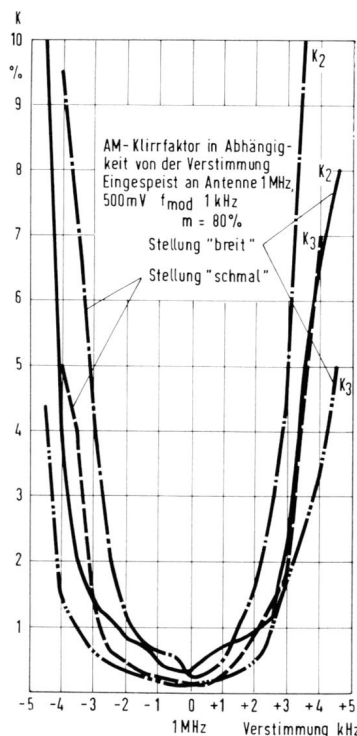


Bild 21 Klirrfaktor bei AM in Abhängigkeit von der Verstimmung

Das Anzeigeinstrument 9622—745 liegt in einer Brückenschaltung, die aus R_i von T 12 und R 22 einerseits und den Widerständen R 220, R 222 und R 223 andererseits besteht. Mit R 222 wird der Brücken-Nullabgleich vorgenommen. Parallel zum Instrument liegt die Diode 1 N 60. In Verbindung mit dem Brückeninnenwiderstand wird damit eine große Anzeige-Empfindlichkeit bei schwachen Sendern erreicht, während bei starken der Ausschlag begrenzt wird.

Audio-Selektor

Zwischen dem AM-Demodulator und dem NF-Verstärkereingang befindet sich der als π -Glieder ausgeführte Audio-Selektor, der mit dem Bandbreitenschalter (AM-schmal / AM-breit) umgeschaltet wird. Der Frequenzgang des π -Filters wurde so ausgelegt, daß er innerhalb des durch die jeweilige Bandbreite bestimmten NF - Übertragungsmaßes („schmal“: 2 kHz, „breit“: 3,5 kHz) geradlinig verläuft und dann sehr steil abfällt. Der Längskondensator C 239 bewirkt eine Flankenversteilerung mit einem Pol (größte Absenkung) bei 9 kHz, womit auch in Stellung „breit“ das bekannte 9-kHz-Pfeifen beseitigt wird. Der Koppelkondensator C 244 ist so ausgelegt, daß ebenfalls die Tiefen bewußt abgesenkt werden, um ein ausgewogenes Klangbild zu erzielen.

Niederfrequenzteil mit echten HiFi-Eigenschaften

Der NF-Teil der Geräte CS 500 (Ausführung für Musikschränkeinbau) und HF 500 (für Einzelverkauf) ist ein hochwertiger Hi-Fi-Stereo-Verstärker. Er setzt sich zusammen aus:

1. Vorstufe, bestückt mit dem Transistor BC 107 Gruppe B, zur Pegel- und Impedanzanpassung für verschiedene NF-Eingänge.
2. Klangreglerstufe, ebenfalls mit dem Transistor BC 107 B bestückt, der als Kollektor-Basis-Stufe ausgebildet ist und den Generator für die niederohmige Klangregelung darstellt.
3. Lautstärkeregelung, die zwischen Klangregelnetzwerk und Endstufenverstärkereingang liegend, eine gehörliche Regelung der Lautstärke erlaubt.
4. Verstärkerstufen und Vortreiber, bestückt mit den Transistoren BC 107 G, die die eigentliche Spannungsverstärkung sowie die Anpassung an den verhältnismäßig niederohmigen Treibereingang besorgen.
5. Komplementär - Treiber, bestehend aus dem pnp-Transistor AC 153 k und dem npn-Transistor BSY 52, der ebenso wie die darauffolgende Endstufe im B-Betrieb arbeitet und die Eingangsleistung für diese aufbringen muß.
6. Endstufe, bestückt mit 2 x AD 150, die eisenlos über die gleichzeitig als Ladekondensator dienenden, hochkapazitiven Koppelkos, ihre Leistung an den Lautsprecher abgeben.
7. Netzteil, welches drei verschiedene Betriebsspannungen liefert: die Betriebsspannung für den Leistungsverstärker, die Spannungsversorgung für den Hochfrequenzteil sowie die Betriebsspannung für den übrigen Niederfrequenzteil des Gerätes, stabilisiert durch eine Zenerdiode und somit unabhängig von Betriebsspannungsschwankungen.

Die Vorstufe

An die Vorstufe, die als Emitter-Basisstufe ausgebildet ist, und — um ein möglichst geringes Eigenrauschen zu liefern — mit sehr wenig Kollektorstrom betrieben wird, gelangen die verschiedenen NF-Eingangsspannungen, die die einzelnen NF-Generatoren, Rundfunk, Plattenspieler und Tonbandgerät liefern.

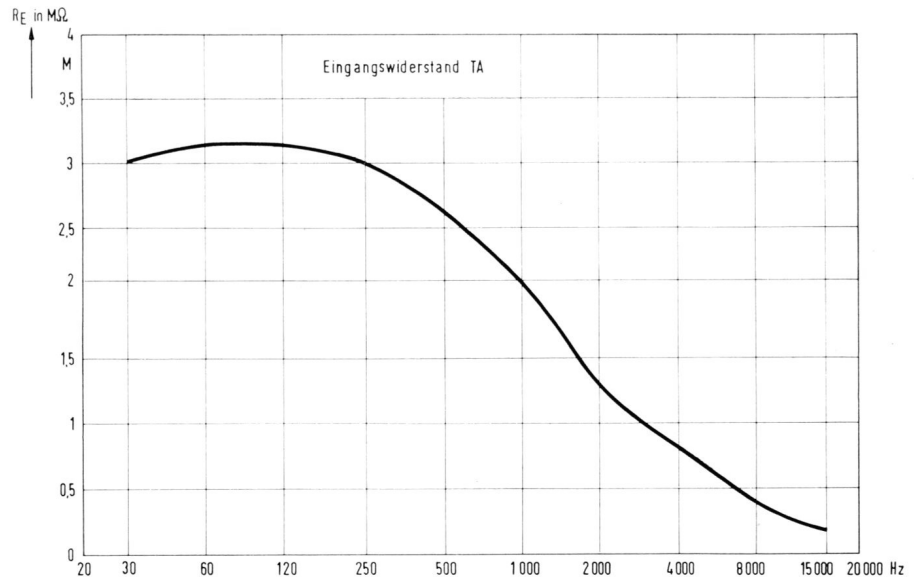


Bild 22 Eingangswiderstand des HF-500-NF-Teils bei Tonabnehmerbetrieb

Bei Tastenstellung „TA“ ist der Emitterwiderstand des Transistors T 401, 402 wechselstrommäßig nicht überbrückt. Durch die dadurch entstehende Stromgegenkopplung im Emitter des Transistors T 401, 402 und durch die Beziehung des Basisteilers auf den Emitter mittels C 403, 406 wird ein sehr hoher Eingangswiderstand erreicht, der es erlaubt, Schallplatten mit Kristall- oder auch sehr hochwertigen Keramiksystemen mit guter Qualität über den Verstärker abzuspielen.

Bei Betriebsstellung „Rundfunk“ wird durch den Schalter n 7, n 6, n 5, n 4 ein Teil des wirksamen Emitterwiderstandes gegen Masse kurzgeschlossen. Dadurch wird eine gegenüber Betriebsstellung „TA“ größere Verstärkung dieser Stufe erreicht, die bei Rundfunkbetrieb nötig ist, um die Pegelunterschiede zwischen Schallplatte und Rundfunk auszugleichen. Würde dies nicht geschehen, so wäre ein großer Lautstärkeunterschied zwischen beiden Betriebsstellungen nicht zu vermeiden. Die dadurch notwendige verschiedene Einstellung des Lautstärke-reglers hat einen unterschiedlichen Klangeindruck zur Folge, d. h. die Physiologie des Lautstärke-reglers würde für eine der beiden Betriebsarten nicht stimmen.

Die Verstärkung der Vorstufe beträgt auf Stellung „TA“ 1:2,65, bei Stellung

„Rundfunk“ 1:5,4. Trotz der größeren Verstärkung bei Rundfunk ist der Eingangswiderstand noch so groß, daß bei Parallelschaltung beider Kanäle (Monobetrieb) die Belastung der AM-Diode und des Ratiodetektors durch den Eingangswiderstand des NF-Verstärkers nicht störend ist.

Für das NF-Signal, das vom Tonbandgerät abgegeben wird, gelten, den Ausgangspegel betreffend, ähnliche Voraussetzungen wie für den Plattenspieler. Da das Gerät HF 500 nur eine Taste für TA und TB besitzt, war es notwendig, zwischen der Eingangsbuchse TA und TB je Kanal einen Widerstand einzufügen. Befindet sich der Plattenspieler im Ruhezustand, so ist meist das System und somit der Verstärkereingang kurzgeschlossen. Bei Fehlen der Widerstände wäre somit ein Abspielen des Tonbandgerätes bei angeschlossenem Plattenspieler nicht möglich.

Die Widerstände R 405, 406 und R 419, 421 sowie der Kondensator C 407, 408 senken oberhalb des Hörbereiches die hohen Frequenzen ab, um Rückwirkungen des NF-Teiles auf den Eingang des HF-Teiles zu vermeiden.

Der Klirrfaktor der Vorstufe ist wegen der großen Stromgegenkopplung sehr gering. Bild 23 zeigt diesen in Stellung „TA“, Bild 28 (Seite 106) in Stellung „Rundfunk“, abhängig von verschiedenen Eingangsspannungen.

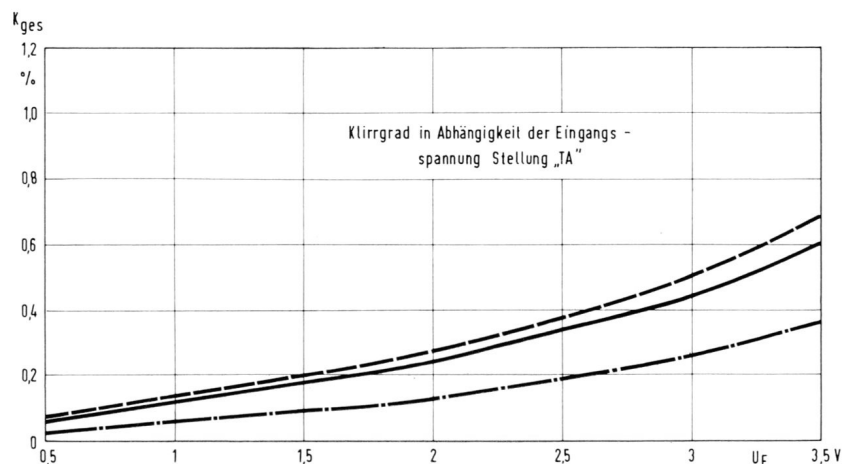


Bild 23 Klirrfaktor bei Tonabnehmerbetrieb in Abhängigkeit von der Eingangsspannung an den TA-Buchsen

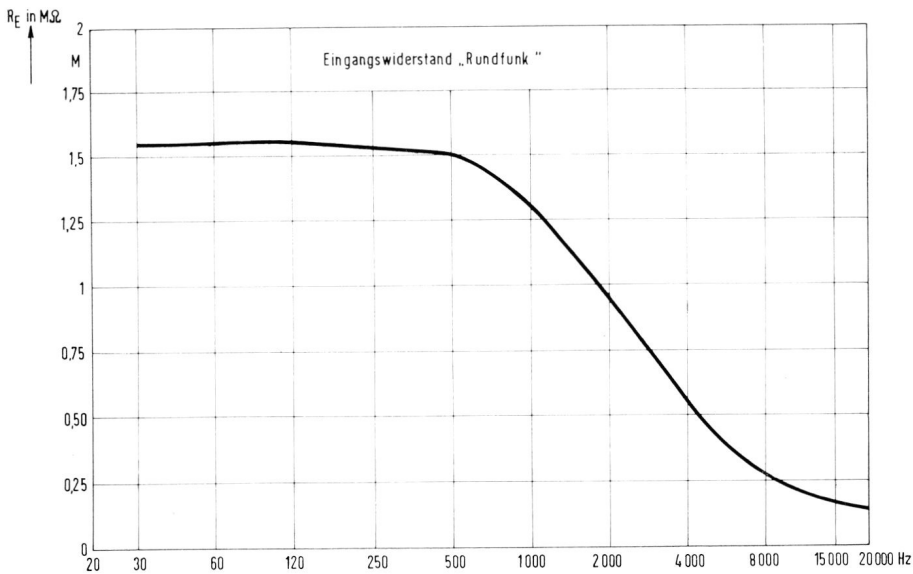


Bild 24 Eingangswiderstand des HF-500-NF-Teils bei Rundfunkbetrieb

Die Klangregelstufe

In direkter Gleichstromkopplung an den Vorstufentransistor T 401, 402 folgt der Transistor T 403, 404 (BC 107 B) in Kollektor-Basischaltung, der die Aufgabe hat, das verhältnismäßig niederohmige Klangregelnetzwerk an den hochohmigen Ausgang der Vorstufe anzupassen. Am Kollektor von T 401, 402 werden die Aufspannungen für das Tonbandgerät (R 407, R 411) sowie für den Hallverstärker (R 422, R 423) abgenommen. Dies geschieht an dieser Stelle, um erstens für alle Betriebsstellungen möglichst gleiche Aufspannungen zu erreichen und zweitens, den Eingangswiderstand der Vorstufe nicht unnötigerweise zu verschlechtern.

Das Klangregelnetzwerk, bestehend aus dem Tiefen- und dem Höhenregler mit den dazugehörigen Schaltmitteln, liegt über den Koppelkondensator C 409, 411 am Emitter von Transistor T 403, 404. Die Grunddämpfung für 1000 Hz beträgt ca. 16 dB. Die tiefen Frequenzen werden, je nach Schleiferstellung des Tiefenreglers,

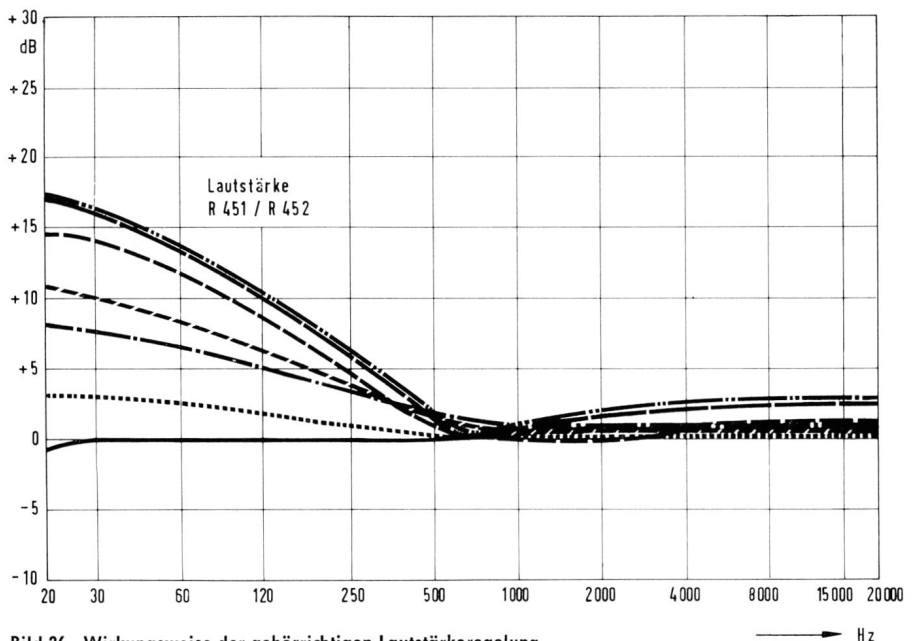


Bild 26 Wirkungsweise der gehörrihtigen Lautstärkeregelung

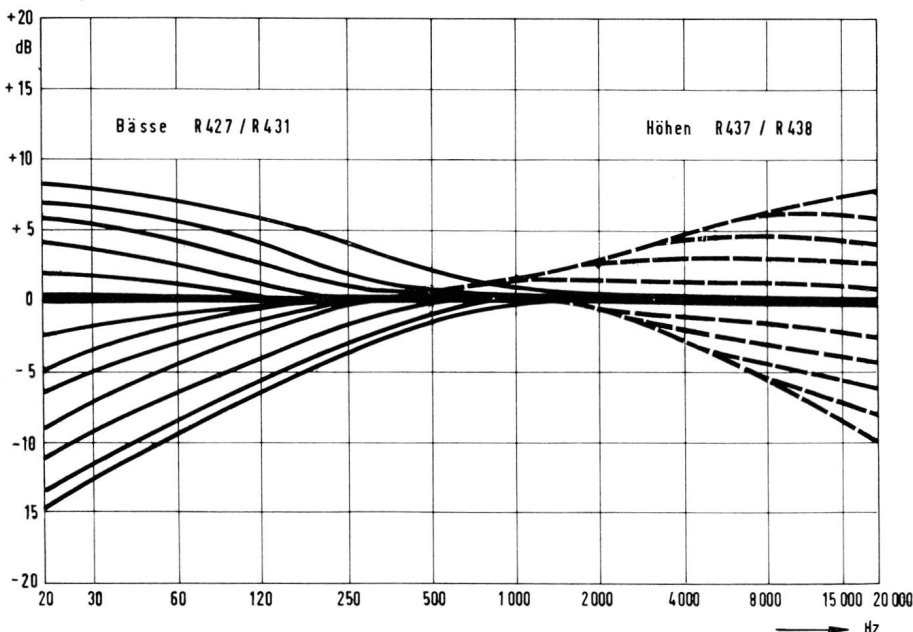


Bild 25 Kurven des Wirkungsbereichs der Baß- und Höhenregler. In Stellung Null der beiden Regler ergibt sich ein von DIN 45500 geforderter geradliniger Frequenzgang

gegenüber 1000 Hz bei 40 Hz um 13 dB (ca. 1:4,5) angehoben oder um 20 dB (1:10) abgesenkt. Die hohen Frequenzen werden gegenüber dem Verstärkungswert bei 1 kHz in Abhängigkeit des Höhenreglers bei 20 kHz ebenfalls um 13 dB angehoben und um 20 dB gesenkt. Der Widerstand R 433, 434 setzt die Belastung für den Transistor T 403, 404 bei voll aufgedrehtem Höhenregler auf ein zulässiges Maß herab und trennt Höhen- und Tiefenregler.

Der große Klangregelbereich erlaubt es, jede gewünschte Variante von Höhen und Tiefen einzustellen. Die folgende Kurve zeigt den Frequenzgang des Verstärkers, wobei jeweils Tiefen- und Höhenregler um den gleichen Betrag verstellt wurden.

Gehörrihtige Lautstärkeregelung

Dem Klangregelnetzwerk nachgeordnet folgt die Lautstärkeregelung. Der Regelverlauf ist logarithmisch. Mit fallender Lautstärke werden tiefe und hohe Frequenzen angehoben, d. h. dem Klang-

eindruck des menschlichen Ohres angepaßt. Das lineare Stereo-Potentiometer mit einem Widerstandswert von 100 kΩ ist in drei gleiche Strecken eingeteilt und mit Abgriffen ausgestattet. Die Abgriffe sind mit RC-Gliedern beschaltet, die bei der jeweils eingestellten Lautstärke den Frequenzgang des Verstärkers korrigieren. Über die RC-Glieder R 442, 443, C 423, 424 und R 447, 448, C 427, 428 werden die tiefen Frequenzen weniger stark abgesenkt, über die RC-Glieder R 441, 444, C 422, 425 und R 446, 449, C 426, 429 die hohen Frequenzen angehoben. Die nachfolgende Frequenzgangkurve zeigt die bei verschiedenen Einstellungen des Lautstärkereglers sich ergebenden Frequenzgänge.

Auf das heiße Ende des Lautstärkereglers wird über R 435, 436 das verhallte Signal des Hallverstärkers eingespeist. Der Hallregler ist so ausgebildet, daß er, befindet er sich in Stellung „Normal“, das verhallte Signal kurzschließt und somit verhindert, daß ein Rest des Signals auf den Verstärker gelangt. Wird der

Hallregler in Stellung „Hall“ bewegt, so wird dieser Kurzschluß mehr und mehr aufgehoben, bis sich ein maximaler Wert der Halleinspeisung ergibt, der einer Abklingzeit von 2 Sekunden entspricht. Auf diese Weise ist es möglich, das unverhallte Signal beliebig mit dem verhallten Signal zu mischen und somit die Nachhallintensität zu verändern.

Verstärkerstufen und Vortreiber

Der Transistor T 405, T 406 (BC 107 G), an dessen Basis über den Koppelkondensator C 451, 452 und den Widerstand R 461, 469 der wieder eine Absenkung der Frequenzen über den Hörbereich zur Aufgabe hat, der Lautstärkeregler liegt, macht zusammen mit dem Transistor T 407, 408 (BC 107 G) die hauptsächliche Spannungsverstärkung des Gerätes. Die Transistoren T 405, 406, T 407, 408 und T 409, 410 sind miteinander gleichstromgekoppelt und weisen untereinander eine starke Gleichstromgegenkopplung auf (R 481, 482, R 476, 479), die Exemplarstreuungen und Temperatureinflüsse weitgehend ausschaltet. Der Transistor T 405, 406 wird, um ein geringes Rauschen und damit einen guten Störabstand zu erreichen, mit sehr geringem Kollektorstrom betrieben (ca. 190 μ A). In seinen Emitterwiderstand, gleichstrommäßig R 467, 468, wechselstrommäßig C 454, 453, R 465, 466 und der Ausgleichsregler, wird die Grundgegenkopplung, die, um einen niedrigen Klirrgrad zu erreichen, sehr groß ist (dB 1:30), über R 477, 478 eingespeist. Der Kondensator C 456, 459 sowie das über den Gegenkopplungswiderstand liegende RC-Glied, bestehend aus R 472, 473 und C 457, 458, dient wieder zur Höhenabsenkung oberhalb des Übertragungsbereiches. Der Ausgleichsregler (Balance-Regler) besteht aus einem Potentiometer, welches zwei nur mit dem Schleifer verbundene Widerstandsbahnen aufweist. Es ist als logarithmischer Regler ausgebildet und hat einen Gesamtwiderstandswert von 500 Ω . Es bildet zusammen mit R 467, 468 den Teilerwiderstand für die Gegenkopplungsspannung und ändert beim Verstellen des Schleifers die wirksame Gegenkopplung und somit gegensinnig die Verstärkung beider Kanäle. Die Regelvariation pro Kanal beträgt 9 dB, wobei die Verstärkung um ca. 3 dB angehoben und um 6 dB abgesenkt wird. Dieser Regelverlauf bewirkt, daß die Summe der Ausgangsleistung beider Kanäle bei Betätigung des Ausgleichsreglers annähernd dieselbe bleibt.

Der Widerstand R 485, 486 stellt eine Stromgegenkopplung für den Transistor T 407, 408 dar, die zur Folge hat, daß dessen Eingangswiderstand ansteigt und somit der Kollektor des Transistors T 405, 406 nicht zu stark belastet wird. Der zu diesem Widerstand in Serie gegen Masse liegende Elko C 461, 462 verhindert, daß über den Widerstand R 481 482 eine Wechselspannung auf die Basis von Transistor T 405, 406 gelangen kann, die dort eine Gegenkopplung hervorrufen und den Eingangswiderstand verschlechtern könnte.

Dem Transistor T 407, 408 folgend, gelangt, wieder durch Gleichstromkopplung, das NF-Signal auf die Basis des Transistors T 409, 410.

Der Transistor T 409, 410 (BC 107 G) arbeitet in Kollektor-Basischaltung. Er hat die Aufgabe, die Verstärkerstufen an den niederohmigen Komplementärtreiber-

ber-Eingang anzupassen. Da das NF-Signal von dieser Stelle bis zum Lautsprecher keine Spannungsverstärkung mehr erfährt, muß an diesem Transistor sowie am Transistor T 407, 408 mit großer Kollektor - Emitterspannung gearbeitet werden, die an der Zenerdiode DZ 62 gut stabilisiert abgenommen wird.

Die Komplementär-Treiberstufe

Die Komplementär-Treiberstufe setzt sich aus dem Germanium-pnp-Transistor AC 153 K und dem Silizium-Transistor BSY 52 zusammen. Da das Gerät CS 500 für sehr hohe Umgebungstemperatur ausgelegt werden mußte, um universell als Baustein eingesetzt werden zu können, wurde für den npn-Transistor ein Silizium-Transistor gewählt. Der pnp-Transistor AC 153 k ist thermisch nicht kritisch, da er in Kollektor-Basischaltung arbeitet und so der Arbeitspunkt des Transistors voll über den Emitterwiderstand stabilisiert wird.

Über den Koppelkondensator C 463, 464 gelangt das NF-Signal an die wechselstrommäßig parallel liegenden Basen des Komplementärpaares. Die Widerstände R 511, 512, R 509, 512, R 508, 514 vom positiven Pol der Betriebsspannung sowie die Widerstände R 517, 518, R 506, 516, R 507, 515 des negativen Pols der Betriebsspannungen bilden zusammen mit der Stabilisierungsdiode Z 1,5 den Basisspannungsteiler. Da sich bei schwankender Betriebsspannung immer annähernd die gleiche Spannung an der Diode Z 1,5 einstellt, ist der Arbeitspunkt des Komplementärpaares und somit, bedingt durch die Gleichstromkopplung mit der Endstufe, auch der Arbeitspunkt der Endstufe von Betriebsschwankungen unabhängig. Um den Eingangswiderstand durch den Basisteiler nicht zu verschlechtern und die Belastung für den Vortreiber zu verringern, sind die Basisteiler über C 505, 508 und C 506, 507 entkoppelt. Der Heißeiter von der Basis des Transistors AC 153 k auf die Basis des Transistors BSY 52 sorgt durch seine Eigenschaft, mit steigender Temperatur im Widerstand zu fallen und damit die Spannung Basis-Basis des Komplementärpaares herabzusetzen, für die Konstanzhaltung des Arbeitspunktes des Treibers und der Endstufe bei Temperaturentschwankungen. Die Diode G 580 parallel zum Heißeiter, die im Normalbetrieb in Sperrichtung eingesetzt ist, besitzt zwei Funktionen. Erstens dient sie als Koppelglied für die Ansteuerwechselspannung zwischen den Basen des Komplementärpaares und zweitens verhindert sie, daß sich beim Durchsteuern des Verstärkers die Basisvorspannung umpolen und damit dem Kollektorstrom entgegenwirken kann. Durch diese Maßnahme wird der Klirrfaktor und die Linearität der Aussteuerung bis zum Abkappen des Verstärkers günstig beeinflusst. Der Einstellregler R 501, 504 von Basis auf Basis des Komplementärpaares, dient zur Einstellung des Arbeitspunktes des in B-Betrieb laufenden Treiberpaares sowie der Endstufe, der Einstellregler R 503, 504 zur Einstellung der Spannungssymmetrie beider Hälften des Treibers und der Endstufe. Die Einstellung des Arbeitspunktes von Treiber und Endstufe ist notwendig, da sich bei konstanter Basisvorspannung, bedingt durch die Stabilisierungsdiode Z 1,5, mit sich ändernder Stromverstärkung der Treiber- und der Endstufe, die Einstellung des

Das Gesamtschaltbild des GRUNDIG Hi-Fi-Tuner-Verstärkers HF 500 befindet sich auf den Seiten 123 bis 126 dieses Heftes.

Arbeitspunktes ändern würde. Die Notwendigkeit der Einstellung der Spannungssymmetrie ergibt sich aus der evtl. unterschiedlichen Verstärkung der Transistoren der pnp-Seite und npn-Seite des Treibers und der Endstufe. Durch den an Masse liegenden Schleifer des Symmetriereglers wird eine Gleichspannungsstabilisierung der Spannungssymmetrie erreicht. Wird z. B. durch Kennlinienunterschiede die Gleichspannung der pnp-Seite und der npn-Seite ungleich, so entsteht am Lautsprecher eine Gleichspannung. Diese Gleichspannung liegt auch, bedingt durch die Schaltungsart, zwischen Masse und Emitter des Komplementärpaares. Da der Schleifer des Symmetriereglers nicht auf den Emitter, sondern auf Masse liegt, wirkt diese Gleichspannung auf die Basis des Treibers zurück und bewirkt somit einen Ausgleich der Spannungssymmetrie.

Das NF-Signal, das mit gleicher Amplitude und Phasenlage an die Basen des Komplementärpaares gelangt, steuert je nach Phasenlage des Signales den Kollektorstrom der Treibertransistoren. Die Aussteuerung der positiven Halbwellen übernimmt der npn-Transistor BSY 52, während der pnp-Transistor AC 153 k gesperrt ist. Bei negativen Halbwellen ist die Arbeitsweise umgekehrt. Durch diese Schaltungsart zweier Transistoren unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps wird die normalerweise zur Gegentaktchaltung der Endstufen notwendige Phasendrehstufe ersetzt und gleichzeitig eine Leistungsverstärkung vorgenommen. Der Transistor AC 153 k arbeitet in Kollektor-Basischaltung mit einer Spannungsverstärkung, die annähernd 1 ist, der Transistor BSY 52 arbeitet in Emitter-Basischaltung, wird aber durch die Ausgangsspannung der Endstufe so gegengekoppelt, daß seine Verstärkung gleich der des Transistors AC 153 k ist. Der im Rhythmus der Aussteuerung schwankende Kollektorstrom durchfließt, je nach Phasenlage, die Widerstände R 519, 523, R 521, R 522, deren Spannungsabfall die Endstufe steuert.

Die Endstufe

Die Endstufe ist eisenlos, d. h. sie besitzt keinen Ausgangstransformator zur Anpassung an den Lautsprecher. Sie ist bestückt mit je zwei in Gegentakt-Betrieb arbeitenden Leistungstransistoren AD 150 pro Kanal, welche leistungsfähig weit unter ihren zulässigen Daten betrieben werden, was zur Sicherheit der Schaltung wesentlich beiträgt.

Im Emitter jedes Transistors liegt ein Metallschicht-Widerstand von 0,47 Ω , der die Eigenschaft aufweist, bei großem Strom sowie bei Erwärmung seinen Widerstand zu vergrößern. Er bewirkt, zusammen mit dem als Außenwiderstand für den Treiber, sowie als Basis-Emitter-Widerstand für die Endstufe wirkenden Widerständen R 519, 523, 521 und R 522 eine Begrenzung des Kollektorstromes der Endstufe bei großer Belastung. Die-

sem verhältnismäßig großen Emitterwiderstand ist auch weitgehend die große Leistungsbandbreite zu hohen Frequenzen hin sowie der gute Klirrfaktorverlauf zu verdanken.

Die Wirkungsweise der Endstufenschaltung:

Die vom Komplementärtrieberr bestimmte phasenrichtige Ansteuerung der Basen der Endstufe kommt durch den an den Widerständen R 519, 523, 521 und R 522, die zusammen mit den Treibertransistoren den Basisspannungsteiler für die Endstufe bilden, vom Treiberkollektorstrom hervorgerufenen Spannungsabfall zustande. Während ein Endstufen transistor gesperrt ist, wird der andere je nach der Höhe der Spannungsamplitude der Basis geöffnet. Der Kollektorhalbwellenstrom fließt über die gleichzeitig als Auskoppelko für beide Kanäle und als Ladeelko für die Betriebsspannung der Endstufe dienenden Elektrolytkondensatoren C 616 und C 617 über den Lautsprecher wieder dem Emitter der Endstufe zu. Der am Lautsprecherwiderstand sich ergebende Spannungsabfall ergänzt durch den Halbwellenstrom des zweiten Transistors, ruft hier die Ausgangsleistung hervor. Von hier wird die starke, frequenzunabhängige Spannungsgegenkopplung, die für einen sehr kleinen dynamischen Innenwiderstand und einen sehr geringen Klirrgrad sorgt, abgenommen. Im Kollektorkreis jedes Transistors liegt eine spezielle Transistorsicherung, die bei Kurzschluß des Lautsprecherausgangs sofort auslöst und somit die Endstufen sowie die Komplementärtrieberrtransistoren absolut vor Zerstörung schützt.

Netzteil

Um den verschiedensten Ansprüchen, die das Gerät durch seine technische Konzeption an die Spannungsversorgung stellt, zu genügen, war es nötig, mehrere Betriebsspannungen zu erzeugen. Für die Endstufe und den Komplementärtrieberr besitzt das Gerät eine sehr niederohmige Sekundär-Wicklung am Netztrafo, deren Mitte angezapft ist und an Masse liegt. Dadurch wird bei gestörtem Betrieb und Impulsbetrieb des Leistungsverstärkers verhindert, daß eine Seite des jeweils gleichspannungsmäßig in Reihe liegenden Treiber- und Endstufenpaares oder der Auskoppelko zuviel Betriebsspannung erhält und damit gefährdet wird. Als Gleichrichter findet eine

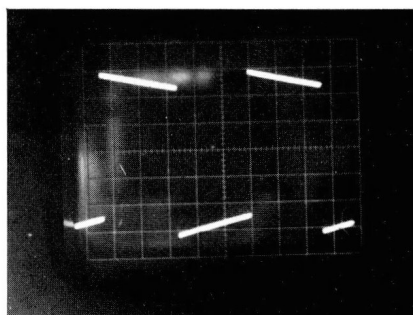


Bild 30 40 Hz

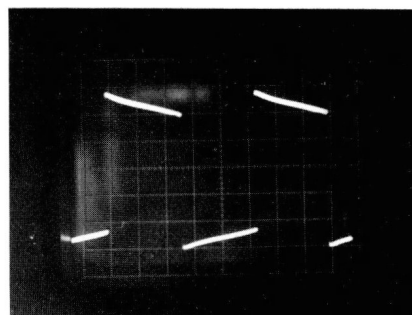


Bild 33 40 Hz

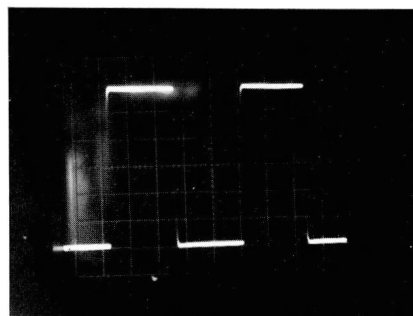


Bild 31 1 kHz

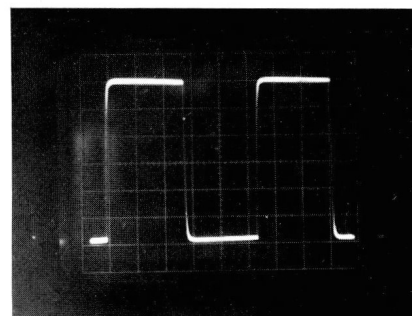


Bild 34 1 kHz

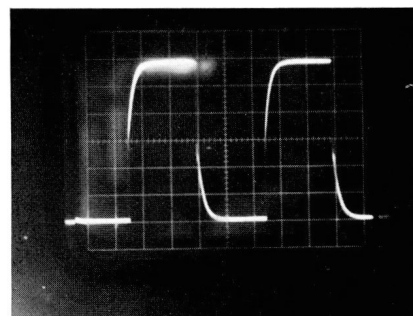


Bild 32 12,5 kHz
Rechteckdurchlaß über den NF-Verstärker nach dem Lautstärkeregler

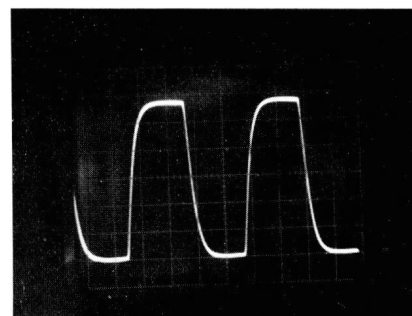


Bild 35 12,5 kHz
Rechteckdurchlaß über das gesamte Gerät

Siliziumbrücke in Graetzschaltung Verwendung, ebenfalls mit geringem Innenwiderstand. Als Ladeelko dienen die zwei in Reihe liegenden Auskoppelkos mit einer wirksamen Kapazität von 5 mF (= 5000 µF).

Für die NF-Vorstufen wurde eine hohe Betriebsspannung, die durch die Zenerdiode DZ 62 konstant gehalten wird, gewählt. Die Betriebsspannung ist somit

von Netzspannungsschwankungen unabhängig. Gleichzeitig wird durch die Verwendung dieser Zenerdiode, bedingt durch ihren niedrigen differentiellen Innenwiderstand, ein Siebelko großer Kapazität überflüssig.

Die Mitte der Sekundärwicklung des Netztrafos für die Erzeugung der hohen Betriebsspannung ist ebenfalls angezapft. Von hier wird die Betriebsspannung

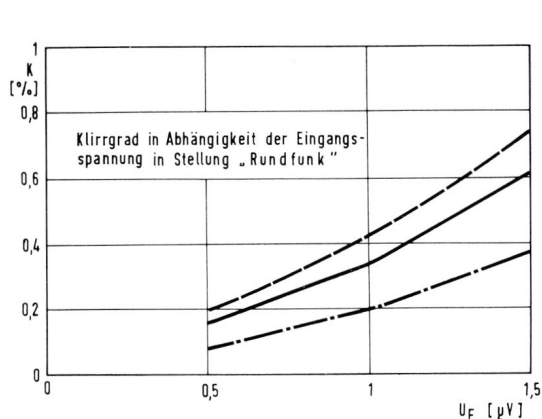


Bild 28 Klirrgrad in Abhängigkeit von dem Rundfunk-Eingangssignal

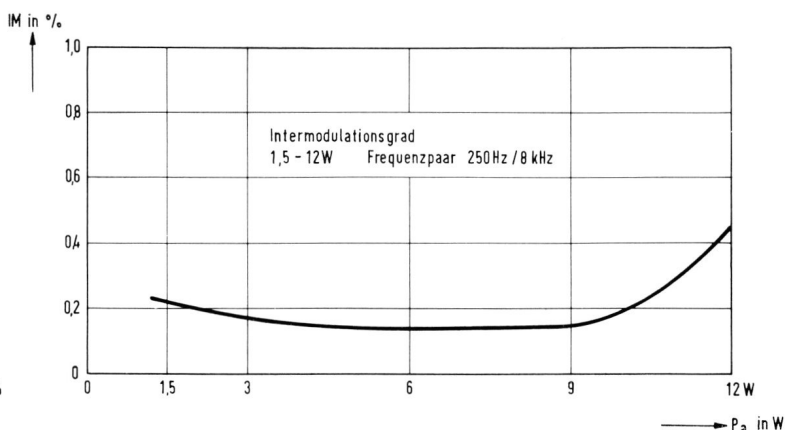


Bild 29 Intermodulationsgrad bei dem Frequenzpaar 250 Hz / 8 kHz (nach DIN) in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

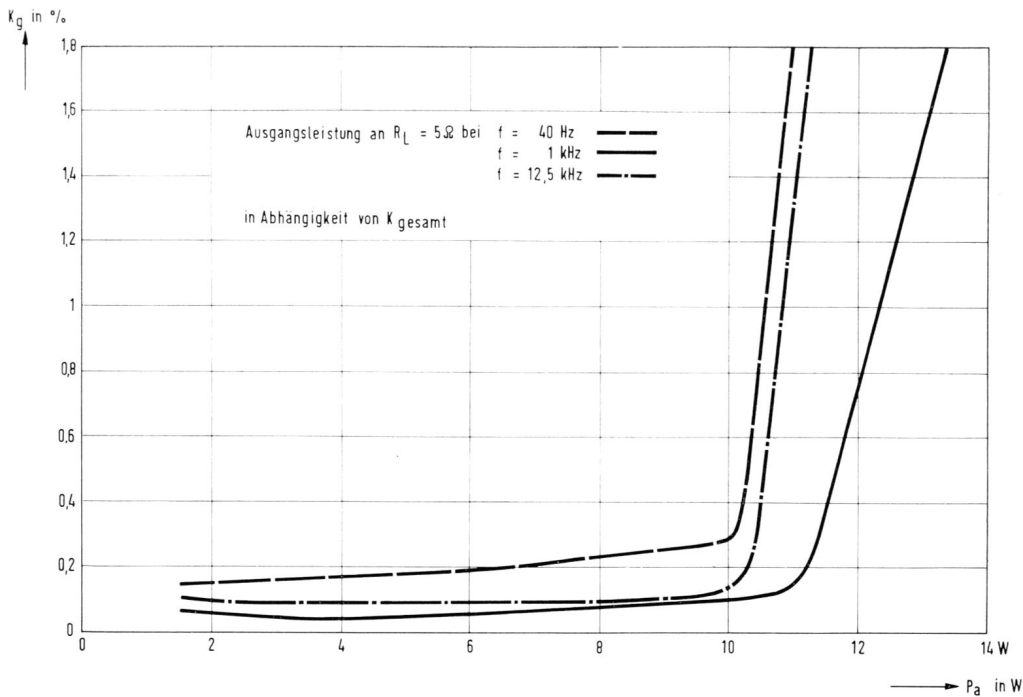


Bild 36 Klirrfaktor des HF 500 in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung bei den Meßfrequenzen 40 Hz, 1 kHz und 12,5 kHz

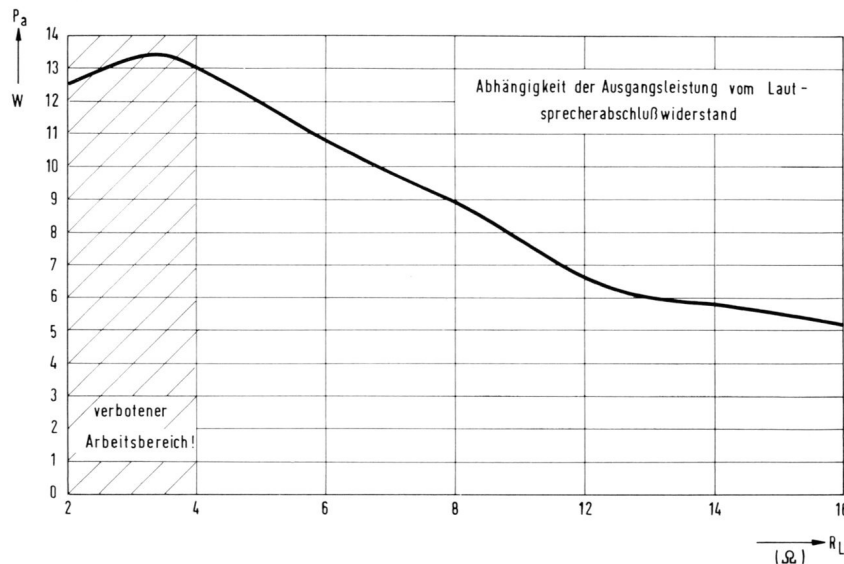


Bild 37 Einfluß der Ausgangsleistung vom Lautsprecher-Abschlußwiderstand. Die günstigste Lautsprecher-Impedanz beträgt ca. 5 Ω . Es sind aber ohne Nachteile Lautsprecherwiderstände von 4... 8 Ω verwendbar.

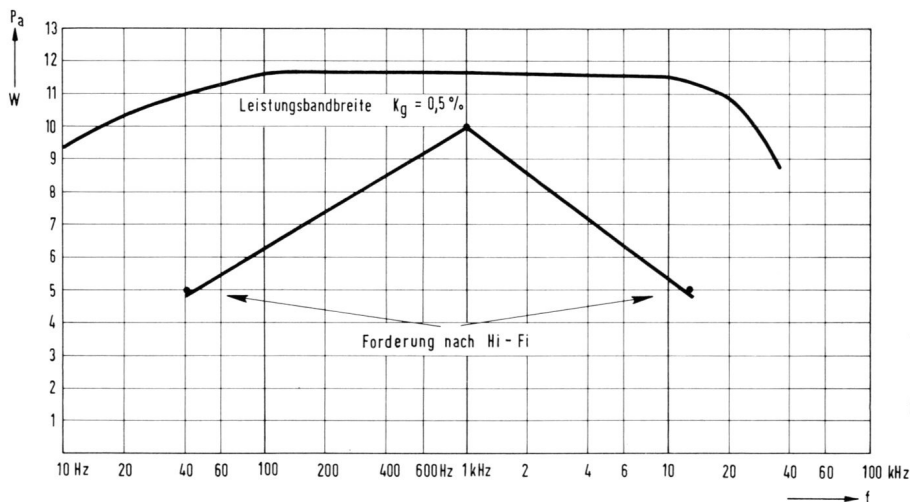


Bild 38 Leistungsbreite des HF 500, bezogen auf einen Gesamt-Klirrfaktor von 0,5%. Darunter ist die Forderung an Leistungsbreite nach DIN 45500 dargestellt

Wichtiger Hinweis!

Bei den Hi-Fi-Lautsprecher-Kombinationen für den Selbstbau von Boxen werden zur Verhütung von Schäden während des Transportes die Schwingspulen der Tieftonlautsprecher durch eine Kurzschlußbrücke bedämpft. (Aus gleichen Gründen werden bekanntlich auch hochempfindliche Drehspul-Galvanometer beim Transport durch eine Überbrückung der Spule geschützt.) Im eingebauten Zustand übernimmt diese Dämpfung das Luftpolster der Box. Im nichteingebauten Zustand würden jedoch die sehr weich aufgehängten Membranen und deren Einfassungen und vor allem Zentrierungen Schäden davontragen können. Das gilt auch dann, wenn die Lautsprecher im nicht eingebauten Zustand in Betrieb genommen werden.

Hi-Fi-Transistor-Verstärker sind prinzipiell empfindlich gegen Kurzschlüsse des Ausganges.

Deshalb muß unbedingt darauf geachtet werden, daß **vor der Inbetriebnahme von Lautsprecher-Kombinationen**, die für den Einbau bzw. den Selbstbau von Boxen offen oder auf eine Schallwand montiert geliefert werden (LS 12, LS 40, LS 50 a, LS 80), die **Kurzschlüsse der Tieftonlautsprecher-Schwingspulen entfernt werden, um Schäden an den Transistor-Endstufen zu vermeiden.**

Gewarnt werden muß auch vor Lautsprechern mit niederohmigen Anpassungstrafos. Diese weisen bei sehr tiefen Frequenzen, die ein Hi-Fi-Transistor-Verstärker aber ohne weiteres noch überträgt, eine unzulässig niedrige Impedanz auf, z. B. 2 Ω bei 10 Hz. Auch hier besteht Gefahr für die Endstufen, so daß Lautsprecher oder Kombinationen mit Trafos für Transistor-Verstärker in den meisten Fällen ungeeignet sind. Ausführlicher wurde darüber in dem Beitrag „Lautsprecheranschluß - Besonderheiten und Servicetechnik“ im Heft Dezember 1964, Seiten 805/806 der „Technischen Informationen“ berichtet. Diese Hinweise gelten uneingeschränkt auch für den Hi-Fi-Tuner-Verstärker HF 500.

Alles weitere über die richtige Verwendung von Hi-Fi-Lautsprechern für den Selbstbau von Boxen ist dem GRUNDIG Lautsprecher-Baubuch zu entnehmen, das jeder GRUNDIG Lautsprecher-Kombination beigegeben ist.

nung für den Hochfrequenzteil des Gerätes abgenommen. Die als Gleichrichter dienenden Silizium-Einzeldioden sind als Brückengleichrichter zusammengesaltet. Sie arbeiten für die NF-Vorstufen-Betriebsspannung in Graetzschaltung für die Hochfrequenzspannungsversorgung als Mittelpunktgleichrichter.

Auf der nächsten Seite finden Sie Hinweise für die Arbeitspunkt-Einstellung der Transistor-Endstufen des HF 500.

Einstellen des Ruhestroms und der Gleichspannungs-Symmetrie bei den HF 500-Endstufen

Da die Stromverstärkung der Transistoren in der Endstufe sowie im Komplementärreiber Schwankungen unterworfen ist, ergibt sich die Notwendigkeit, die Arbeitspunkte dieser Transistoren veränderlich zu machen. Man unterscheidet dabei zwei Abgleichvorgänge:

1. Einstellen des vorgeschriebenen Ruhestroms der Endstufe.
2. Einstellen der Spannungsgleichheit bei der gleichstrommäßig in Reihe liegender Endstufen sowie Treibertransistoren.

Abgleich

1. Ruhestrom

Die Einstellung des Ruhestroms erfolgt mit Lautsprecher- bzw. Widerstandsabschluß des Verstärkers. Der Lautstärkeregel ist auf Null zu stellen. Ein niederohmiger Strommesser ist in den Kollektorkreis der Endstufe einzufügen. (Drahtbrücken entfernen, siehe Schaltbild). Mit dem Trimmregler R 501, 502 wird ein Strom von ca. 20 mA eingestellt. Damit liegt der Arbeitspunkt des Treibers und der Endstufe fest. Diese Einstellung muß an beiden Kanälen vorgenommen werden.

2. Spannungsgleichheit

An Stelle des Lautsprechers wird ein Gleichspannungsvoltmeter (Meßbereich 1,5 V ... 6 V) geschaltet. Der Lautstärkeregel steht, um keine Aussteuerung der Endstufe hervorzurufen, auf Null. Mit dem Trimmregler R 503, 504 wird nun die Gleichspannung, die vom Voltmeter angezeigt wird, auf Null gebracht. Diese Einstellung wird an beiden Kanälen des Verstärkers vorgenommen. Nach Einstellen des Spannungsnulldpunktes weisen beide Endstufen und Treibertransistoren die gleiche Betriebsspannung auf.

Bei stark voneinander abweichenden Transistoren des Treibers oder der Endstufe ist es zweckmäßig, nach der Einstellung der Spannungsgleichheit den Ruhestrom nochmals nachzukontrollieren und evtl. zu korrigieren.

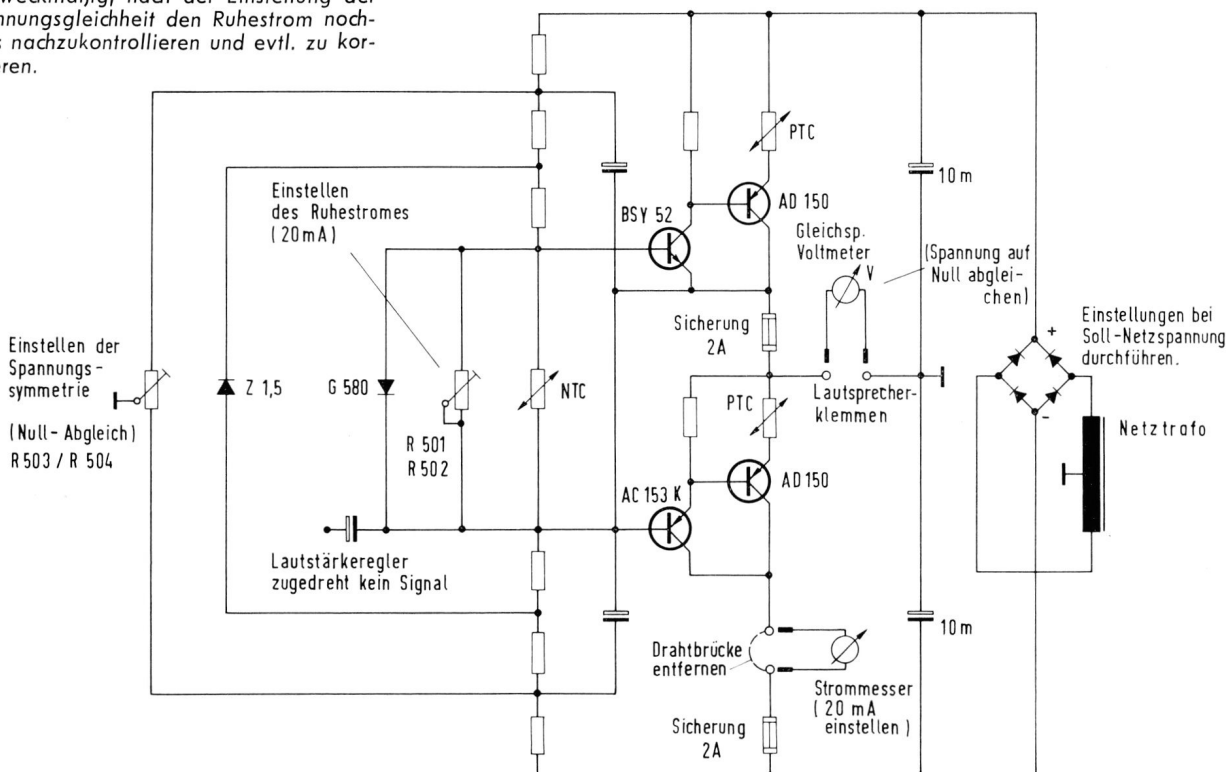


Bild 39 Einstellung von Ruhestrom und Spannungs-Symmetrie

15-kHz-Tiefpaß mit vorgeschalteter Impedanzwandlerstufe für den Abgleich der Stereo-Decoder 4, 5 und 6

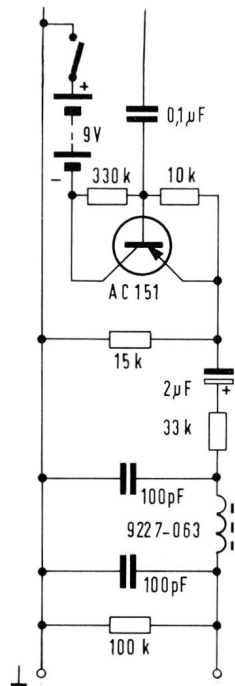
Zum einwandfreien Abgleich der Stereo-Decoder 4, 5 und 6, vor allem zur optimalen Einstellung der Übersprechdämpfung, müssen alle Frequenzen oberhalb von 15 kHz unterdrückt werden. Hierzu wird ein Tiefpaßfilter zwischen Decoder-Ausgang und NF-Röhrenvoltmeter geschaltet, welches alle nicht gewünschten Frequenzen von der Anzeige fernhält. Da für die gute Wirksamkeit eines LC-Filteres ein niederohmiger Quellwiderstand vorteilhaft ist, andererseits aber die Ausgänge der röhrenbestückten Decoder nicht zu niederohmig belastet werden sollen, ist es vorteilhaft, dem eigentlichen Filter eine Impedanzwandlerstufe vorzuschalten.

Die nachstehende Schaltung hat sich in der Praxis gut bewährt. Als Impedanzwandler wird ein Transistor AC 151 in Emittterfolger-Schaltung verwendet, so daß sich ein hochohmiger Eingang und niederohmiger Ausgang ergibt. Die LC-Anordnung arbeitet als π -Filter. BV 9227-063 ist eine Spule, wie sie auch im Decoder-Filter des Hi-Fi-Stereo-Rundfunk-Tuners RT 40 verwendet wird und vom GRUNDIG Zentral-Kundendienst, Nürnberg, Goldbachstraße 15, bezogen werden kann.

Die Schaltung baut man am besten in ein kleines Metallkästchen oder in die Werkstatt-Schalttafel ein.

Ausführliche Abgleichanweisungen für die GRUNDIG Stereo-Decoder 4 und 5 wurden in GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN, Heft Oktober 1963, Seiten 624/625 und für den Stereo-Decoder 6 im Heft 3/1966, Seite 63, gebracht.

Zu den Decoder-Ausgängen



Zum NF-Röhrenvoltmeter

Für den Abgleich des RT 40 Decoders genügt ein einfaches R-C-Glied, da bereits ein LC-Filter eingebaut ist. Die Schaltung des R-C-Gliedes wurde im Heft 3/1966 auf Seite 64 in Zusammenhang mit der RT-40-Abgleichanleitung veröffentlicht.

MV 3 ein neuer Vorverstärker für magnetische Hi-Fi-Tonabnehmer

Der Vorverstärker MV 3 dient, wie sein Vorgängertyp, der MV 2¹⁾, zur Verstärkung und Entzerrung, d. h., Frequenzgangkorrektur des Niederfrequenzpegels, den ein magnetischer Stereo-Tonabnehmer liefert. Die fortschreitende Transistorisierung der Rundfunkgeräte- und Musikschrankchassis sowie die teilweise erhebliche Qualitätssteigerung der Niederfrequenzteile, bedingt durch die transformatorlose Transistor-Technik, machten es notwendig, einen neuen Vorverstärker zu schaffen, der allen Anforderungen, die neuerdings an einen solchen Zusatzverstärker gestellt werden, gerecht wird. In der Auslegung der Schaltung wurden neue Wege beschritten, auf die noch im einzelnen eingegangen werden soll. Die Abmessungen des MV 3 entsprechen im wesentlichen denen des MV 2.

Gerätebeschreibung Entzerrung

Der „Vorverstärker MV 3“ ist ein entzerrender und zugleich verstärkender Baustein, der zusammen mit jedem Rundfunkgerät- und Musikschrankchassis den Betrieb eines Plattenspielers mit magnetischem Tonabnehmersystem erlaubt. Die Entzerrung, d. h., die Korrektur des Frequenzganges, wurde so gewählt, daß die in der DIN-Entzerrungskurve enthaltenen Toleranzen voll in der Art ausgenutzt werden, in der die meisten auf dem Markt befindlichen magnetischen Tonabnehmersysteme Frequenzgangkorrekturen erfordern. Dazu wurden umfangreiche Messungen mit Magnetsystemen

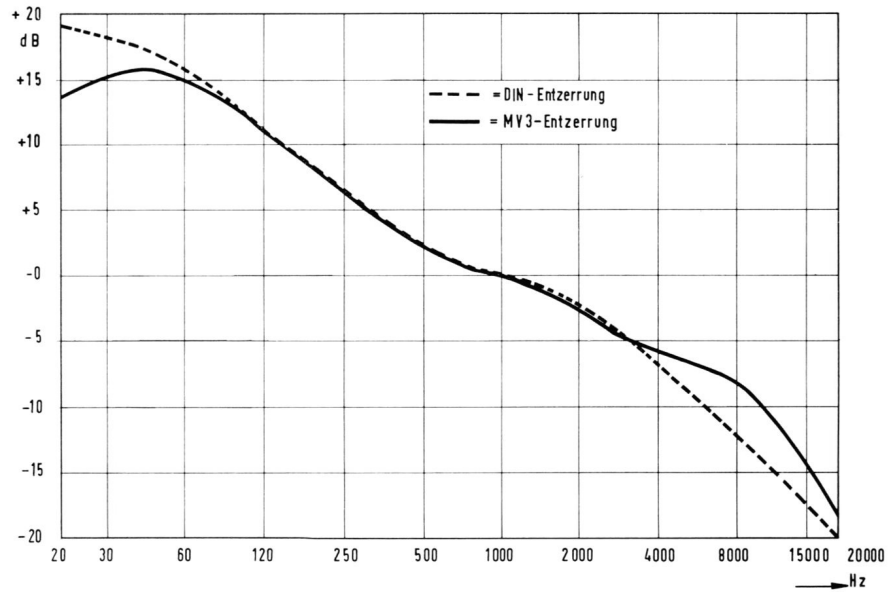


Bild 1 Frequenzgang des magnetischen Vorverstärkers MV 3 im Vergleich zur DIN-Entzerrungskurve

verschiedener Herstellerfirmen wie z. B. ADC, B & O, Elac, Empire, Pickering, Shure, durchgeführt. Die aus diesen Magnetsystemen resultierende Entzerrungskurve wurde zusammen mit der DIN-Entzerrungskurve als Bemessungsgrundlage für den „Vorverstärker MV 3“ gewählt. Abschließende Gehörtests bewiesen die klangliche Überlegenheit des neuen Vorverstärkers. **Bild 1** zeigt die Entzerrung nach DIN sowie die Entzerrung des MV 3.

Verstärkung

Die Grundverstärkung des „Vorverstärkers MV 3“ bezogen auf 1 kHz beträgt 38 dB, das entspricht einer Spannungs-

verstärkung von ca. 80. Entsprechend der Entzerrungskurve werden die tiefen Frequenzen mehr, die hohen Frequenzen weniger verstärkt. Bei der Frequenz von 60 Hz erreicht die Verstärkung den Wert von 53 dB, entsprechend einer Spannungsverstärkung von ca. 450, bei der Frequenz von 10 kHz 28 dB, Spannungsverstärkung ca. 24.

Um tiefe Störfrequenzen, die durch den Plattenspieler entstehen, „Rumpeln“ genannt, möglichst von der Übertragung auszuschließen, erreicht die Verstärkung bei der Frequenz von 40 Hz ihr Maximum, um zu noch tieferen Frequenzen hin steil abzufallen (**Bild 2**).

¹⁾ Die Schaltung des MV 2 wurde im Heft Juli 1966, Seite 62, veröffentlicht.

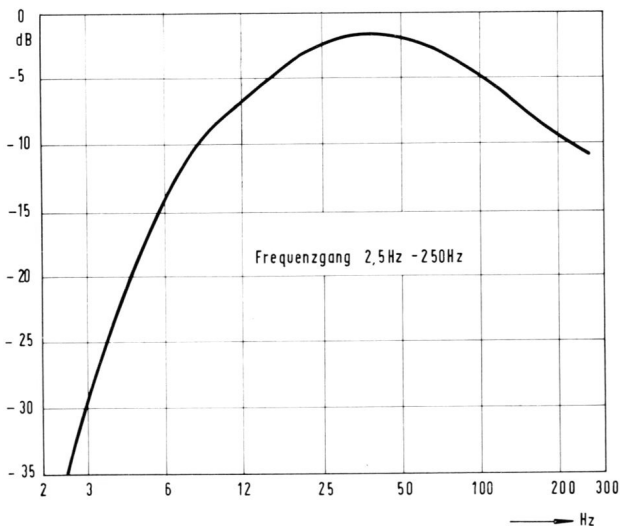


Bild 2 Tiefen-Frequenzgang des MV 3

Technische Daten des MV 3

Betriebsspannung:	27 ... 40 V
Stromaufnahme:	2,3 ... 10,5 mA
Brummüberlagerung der Betriebsspannung:	≤ 500 mV _{eff} , 50 Hz / 100 Hz
Polarität der Betriebsspannung:	Minuspol am Chassis
Umgebungstemperatur:	max. 60 °C
Transistorbestückung:	2 x BC 109 C, 2 x BC 108 B
Schaltungsaufbau:	zweistufige Stereovorverstärker für magnetische Tonabnehmer Entzerrung siehe Punkt 15 Ein- und Ausgangsbuchsen nach DIN 41524 38 dB (1:80)
Anschlußbuchsen:	
Verstärkung bei 1 kHz:	< 2 dB
Verstärkungsabweichung beider Kanäle:	max. 50 mV _{eff} bei 1 kHz
Eingangsspannung:	ca. 50 kΩ
Eingangswiderstand:	
Empfohlener Abschlußwiderstand:	500 kΩ (min. 100 kΩ)
Frequenzgang:	siehe Kurven Bild 1 und Bild 2
Übersprechdämpfung:	> 46 dB im Frequenzbereich von 30 Hz ... 16 kHz
Fremdspannungsabstand:	> 66 dB bezogen auf eine Ausgangsspannung von 1 V _{eff}
Klirrgrad:	< 0,1 % bei U _A = 1 V _{eff} < 0,2 % bei U _A = 4 V _{eff}
Abmessungen:	9,0 x 6,5 x 2,8 cm
Gewicht:	ca. 230 g

Betriebsspannungen

Bei der Entwicklung des „Vorverstärkers MV 3“ wurde die Anschlußmöglichkeit der Betriebsspannung an Transistorgeräten als auch an Röhrengeräten angestrebt. Dies wurde dadurch erreicht, daß an Stelle des üblichen Siebelkos eine Zenerdiode in Verbindung mit einem Vorwiderstand Verwendung fand. Im Originalzustand kann der „Vorverstärker MV 3“ an einer Betriebsspannung von 27 V bis 40 V betrieben werden. Die dazugehörige Stromaufnahme beträgt 2,3 mA bis 10,5 mA. Ist die Versorgungsspannung für den Anschluß des „Vorverstärkers MV 2“ an Röhrengeräte ausgelegt (200 bis 220 V), so muß eine Drahtbrücke, mit der normalerweise der Vorwiderstand R 26 überbrückt ist, entfernt werden. Eine Skizze am Aufkleber an der Rückseite des Vorverstärkers (**Bild 3**) ermöglicht ein einwandfreies Auffinden der Drahtbrücke. Der Stromverbrauch beträgt bei diesem Betrieb ca. 3 mA.

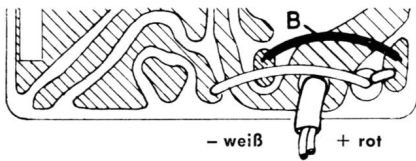


Bild 3 Bei Verwendung an Röhrengeräten (Betr.-Spannung 200 ... 220 V =) muß die Brücke B entfernt werden (siehe auch X im Schaltbild)

Außer diesen zwei schon vorgesehenen Anschlußmöglichkeiten kann natürlich auch jede beliebige Gleichspannung zur Versorgung des „Vorverstärkers MV 3“ benutzt werden, die größer als 27 V = ist. Dazu ist es notwendig, den Vorwiderstand entsprechend zu dimensionieren.

Es muß nur darauf geachtet werden, daß an den Anschlußklemmen des Vorverstärkers eine Betriebsspannung zwischen 27 und 40 V zur Verfügung steht.

Durch Verwendung einer Zenerdiode und zweier Siebelkos sowie durch die Art der verwendeten Schaltung war es möglich, den Wert der zulässigen überlagerten Wechselspannung zur Betriebsspannung wesentlich hinaufzusetzen. Waren beim „Vorverstärker MV 2“ nur max. 10 mV zulässig, so kann beim „Vorverstärker MV 3“ ein Wert von 500 mV noch zugelassen werden.

Ein weiterer Vorteil, der sich durch den Einsatz einer Zenerdiode als primäres Siebmittel ergibt, ist das Ausschalten der

Gefahr der Zerstörung von Bauteilen durch falsches Anschließen von Plus- und Minuspol der Versorgungsspannung. Beim Verpolen der Stromzuführung würde die Zenerdiode in Durchlaßrichtung betrieben werden, wobei der vorgeschaltete Widerstand R 25 den Strom auf ca. 20 mA begrenzen würde. Die nun verkehrt gepolt an der Zenerdiode stehende Spannung von ca. 0,7 V kann zu keiner Zerstörung der eingesetzten Transistoren führen.

Die Polarität der Betriebsspannung wurde in Übereinstimmung mit dem zur Zeit gültigen Stand der Transistortechnik so gewählt, daß der Minuspol der Versorgungsspannung an Masse liegt. Die Widerstände R 23 und R 24 mit einem Wert von 100 Ohm wurden zur Vermeidung von Brummschleifen, die sich durch die Montage oder die Minuszuleitung ergeben könnten, eingesetzt.

Umgebungstemperatur

Um einen universellen Einbau zu garantieren, wurde auf die Erreichung einer möglichst hohen zulässigen Umgebungstemperatur großer Wert gelegt. Sie beträgt max. 60° C. Zu dieser zulässigen Umgebungstemperatur, die trotz der im Verstärker auftretenden Verlustleistung am Vorwiderstand und an der Zenerdiode garantiert werden kann, trägt die Verwendung von modernen Silizium-Vorstufentransistoren sowie durch die sich in der gewählten Schaltung ergebende starke Gleichstromgegenkopplung des Zweistufen-Transistorverstärkers bei.

Schaltungsaufbau

Um den Anforderungen, die an den MV 3 gegenüber dem Vorverstärker MV 2 gestellt werden, gerecht zu werden, war es nötig, einen anderen Schaltungsaufbau zu wählen.

Die erhöhten Anforderungen sind:

	MV 3 27 ... 220 V =	MV 2 200 ... 220 V =
1. Universelle Anschlußmöglichkeit der Betriebsspannung		
2. Zulässige Brummüberlagerung der Betriebsspannung	max. 0,5 V 50/100 Hz	max. 10 mV 100 Hz
3. Grundverstärkung bei 1000 Hz	38 dB = 1:80	36 dB = 1:63
4. Fremdspannungsabstand	66 dB	60 dB
5. Klirrfaktor	< 0,2%	< 1%

Da diese Forderungen bei gleichen Gehäuseabmessungen erfüllt werden mußten, wurde die Schaltung (**Bild 8**) so ausgelegt, daß auf große Bauteile verzichtet

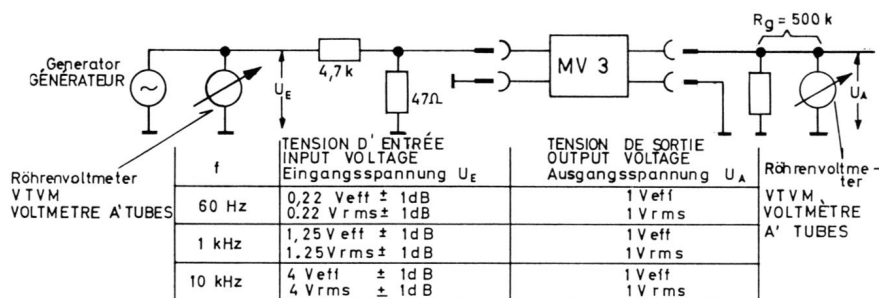
werden konnte. Die Schaltung weist pro Kanal zwei Transistoren auf, den Transistor BC 109 C mit sehr großer Stromverstärkung ($\beta = 450 \dots 900$) und geringem Eigenrauschen als Eingangstristor, und den Transistor BC 108 B ($\beta 240 \dots 500$) als Ausgangstristor. Der Frequenzgang des Verstärkers, den die Entzerrung verlangt, wird durch die frequenzabhängige Gegenkopplung erzeugt, die vom Emitter des Transistors T 2 auf die Basis des Transistors T 1 führt. Diese Art der Gegenkopplung bringt verschiedene Vorteile mit sich. Die Bauteile, vor allen Dingen die Kondensatoren, die zur Entzerrung dienen, können, da die Gegenkopplung in die relativ hochohmige Basis von T 1 geführt wird, klein werden. Eine starke Gleichspannungsgegenkopplung kann über den gleichen Weg wie die Wechselspannungsgegenkopplung geführt werden.

Sie sorgt dafür, daß Transistortoleranzen und Temperatureinflüsse voll ausgeglichen werden. Ein Emitterwiderstand für den Transistor T 1 wird damit überflüssig. Die Gleichspannungsgegenkopplung, gebildet durch R 5/R 13 R 6/R 12, wird durch den Elko C 12/C 13 für Niederfrequenzspannungen unwirksam gemacht. Der Elko C 12/C 13 ist jedoch so bemessen, daß sein Scheinwiderstand unterhalb der zu übertragenden Tonfrequenz ansteigt und somit eine starke, zusätzliche Gegenkopplung hervorruft, die den tiefen Rumpelstörspannungen, die ein Plattenspielgerät abgibt, entgegenwirkt.

Da die Schallplatte, entsprechend der Schneidkennlinie, einen Tonfrequenzpegel aufweist, dessen Charakteristik mit steigender Frequenz ebenfalls ansteigend ist, muß beim Vorverstärker die Verstärkung bei tiefen Frequenzen am größten und somit die Gegenkopplung, in der die Frequenzgangkorrektur vorgenommen wird, am kleinsten sein. Dies

Kontrolle von Verstärkung und Frequenzgang

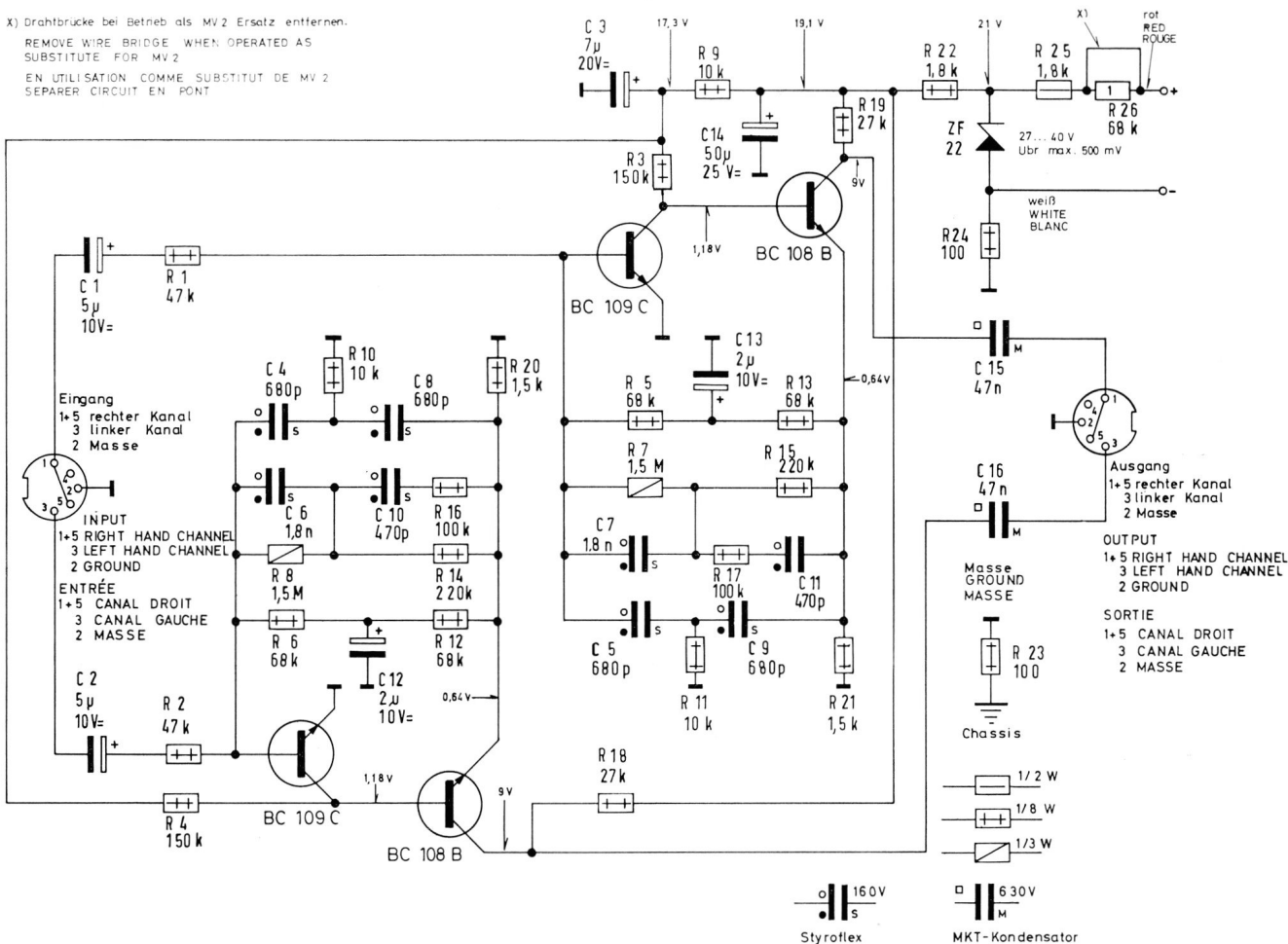
Laut abgebildeter Meßschaltung müssen sich bei einer Ausgangsspannung von 1 V eff folgende Eingangsspannungen ergeben:



wird durch RC-Glieder, die den Frequenzgang von 30 Hz bis 16 kHz beeinflussen, erreicht. Da die Entzerrungskennlinie jedoch keinen ω -Frequenzgang fordert ($\Delta U_E/U_A$ ist nicht proportional zu Δf), müssen mehrere RC-Glieder kombiniert werden. Die frequenzbestimmenden Bauteile sind: R 7, C 7/R 15, C 7/R 17, C 11/R 11, C 5, C 9.

Um ein möglichst geringes Eigenrauschen des Verstärkers sowie einen guten Siebfaktor der Versorgungsbrummspannung zu erhalten, wurden die Kollektorstrome der Transistoren sehr niedrig gewählt. Der Kollektorstrom von T 1 beträgt ca. 100 μ A, von T 2 ca. 370 μ A. Die Eingangstristoren besitzen mit dem Tantal-Elko C 3 mit einer Kapazität von 7 μ F und dem Vorwiderstand R 9 eine eigene Siebung, so daß ungewollte Gleichspannungsverkopplungen zwischen Transistor T 1 und T 2 nicht auftreten können. Die Siebung der Ausgangstristoren übernimmt der Elko

X) Drahtbrücke bei Betrieb als MV2 Ersatz entfernen.
 REMOVE WIRE BRIDGE WHEN OPERATED AS
 SUBSTITUTE FOR MV2
 EN UTILISATION COMME SUBSTITUT DE MV2
 SEPARER CIRCUIT EN PONT



C:	1, 2,	4, 6,	8, 12, 10,	3, 5, 7,	13, 11, 9, 14,	15, 16,
R:	1, 2, 4,	8, 6, 10,	12, 14, 16, 20,	18, 7, 5, 3,	11, 9,	13, 15, 17, 21, 19, 22, 23, 24, 25, 26,

Bild 4 Gesamtschaltung des GRUNDIG Vorverstärkers MV 3 für magnetische Tonabnehmersysteme

C 14 mit dem Siebwiderstand R 22. Da an die Siebung des MV 3 besonders hohe Anforderungen gestellt werden (Brummüberlagerung der Versorgungsspannung bis 500 mV zulässig), hätte ein großer Siebelko eingebaut werden müssen. Da dies jedoch schon aus Platzgründen nicht möglich war, wurde eine Zenerdiode mit 22 V_{eff} Zenerspannung zur Hauptsiebung eingesetzt. Neben der großen Raumersparnis bringt dies noch andere wesentliche Vorteile mit sich: Der zulässige Toleranzbereich der Versorgungsspannung kann auf 27 V bis 40 V ausgedehnt werden. Dies entspricht einer zulässigen Spannungsschwankung von 33,5 V ± 20%, wobei die Oberspannung durch die zulässige Verlustleistung der Zenerdiode die Unterspannung durch den Siebfaktor bestimmt wird. Ein Einschaltspannungsstoß kann den eingebauten Elektrolytkondensatoren und Transistoren nicht gefährlich werden, da jeder Spannungsanstieg durch die Zenerdiode verhindert wird. Weiter wird eine weitgehende Unabhängigkeit des Siebfaktors von der Frequenz der überlagerten Brummspannung erreicht, da es für die Zenerdiode zum Unterschied gegen einen Siebelko gleichgültig ist, ob die Brummfrequenz 50 Hz oder 100 Hz ist (Einweg-Gleichrichtung — Brückengleichrichtung).

Als Vorteil kann auch die Unabhängigkeit der Verstärkerdaten von Netzspannungsschwankungen sowie die Möglichkeit jeder durch einen entsprechenden Vorwiderstand einstellbaren Betriebsspannung genannt werden.

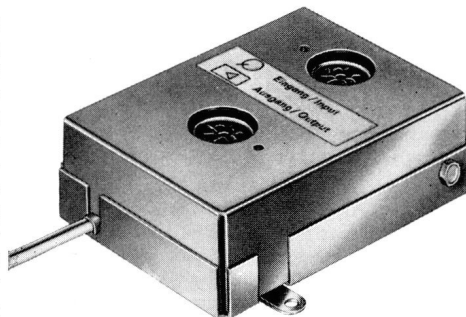


Bild 5 Vorverstärker MV 3

NF-Anschlüsse am Ein- und Ausgang

Ein- und Ausgang des Vorverstärkers MV 3 sind durch einen Aufkleber gekennzeichnet und weisen je eine 5 polige Normbuchse auf.

An der Eingangsbuchse sind die Kontakte 1 und 5 mit dem rechten Kanal, der Kontakt 3 mit dem linken Kanal belegt. Dies entspricht sowohl der Kontaktbelegung für Mono-Plattenabspielgeräte wie auch der alten und neuen Norm für Stereoplattenabspielgeräte. Die Ausgangsbuchse ist auf dieselbe Art belegt. Beim Anschluß des Ausgangs an die TA-Eingangsbuchse des Rundfunkgerätes muß jedoch beachtet werden, daß alle neuen Geräte (Saison 1966) nur die Kontakte 3 und 5 (Kontakt 3 linker Kanal, Kontakt 5 rechter Kanal) beschaltet haben. Es kann daher das bisher für den „Vorverstärker MV 2“ verwendete Verbindungskabel „237“ nicht mehr verwendet werden. Dieses Kabel verbindet die Kontakte 1+1, 2+2, 3+3, was

bei Verwendung an neuen Geräten zur Folge hat, daß der rechte Kanal bei TA-Wiedergabe fehlt. An Stelle des Verbindungskabels „237“ muß das Verbindungskabel „379“ Verwendung finden. Es verbindet die Kontakte 2+2, 3+3, 5+5 und gestattet einen einwandfreien Betrieb von Schallplattenabspielern auch bei älteren Geräten (ca. ab 1964). Zur besseren Übersicht ist abschließend (Bilder 6, 7, 8) die Kontaktbelegung der TA-Buchse an Rundfunkgeräten seit der Einführung von Stereo dargestellt.

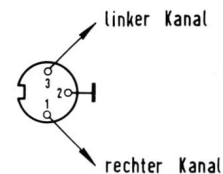


Bild 6 Dreipolige Normbuchse bei Einführung von Stereo

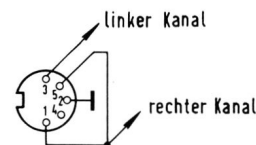


Bild 7 Zwischenlösung nach Einführung der fünfpoligen Normbuchse (ca. 1964...1966)



Bild 8 Neue Norm (erstmalig angewandt 1966)

Über die thermische Belastung von Lautsprecherkombinationen in geschlossenen Boxen

W. BART

Bei der Konstruktion von Lautsprechern und Lautsprecherkombinationen trifft immer wieder die Frage auf, welche Belastbarkeit man für die Systeme angeben kann, vor allem dadurch, daß die Hi-Fi-Technik immer größere Kreise zieht und es ja kaum Hi-Fi-Verstärker gibt, die für Leistungen unter 10 W „Music-Power“ ausgelegt sind. Nun ist aber beim normalen dynamischen Lautsprecher der Wirkungsgrad sehr schlecht, so daß der überwiegende Teil der zugeführten Leistung „verheizt“, d. h. in Wärme umgesetzt wird. Das gilt insbesondere für „ausgestopfte“, dicht geschlossene Boxen. Somit gibt es neben der durch zu starke Verzerrungen gegebenen Belastungsgrenze noch zwei weitere Arten der Belastungsgrenzen, nämlich die mechanische und die thermische.

Kann die Membran eines Lautsprechers frei schwingen, und die Luft von allen Seiten das System kühlen, so werden diese verschiedenen Belastungsgrenzen nicht allzu weit auseinanderliegen. Aber die vollkommen geschlossenen Boxen setzen sich immer mehr durch. Damit werden das mechanische und das thermische Verhalten nach verschiedenen Richtungen beeinflusst. Die mechanische Beanspruchung in einer geschlossenen Box ist durch die geringere Schwingtiefe viel weniger, während die thermische Beanspruchung schnell steigt, da das ganze Lautsprechersystem bzw. die Systeme in einem vollkommen geschlossenen Kasten sitzen, der in vielen Fällen noch mit schalldämmenden Materialien ausgefüllt ist, die meist auch „gute“ Wärmedämmwerte besitzen (z. B. Glaswolle u. ä.). Dadurch kommt es, daß das Lautsprechersystem schon bei einem kleinen Teil der mechanisch zulässigen Leistung durch übermäßige Erwärmung unbrauchbar wird. Im DIN Blatt 45 573 sind diese Anwendungsfälle offenbar nicht vorgesehen. Das ist wahrscheinlich auch der Grund, warum die Hersteller bei zum Teil gleichen oder gleichartigen Lautsprechern so verschiedene Angaben machen. Zur Lösung dieser Probleme sollen die folgenden Messungen und Überlegungen beitragen.

Als wesentlichste Frage erschien die Klärung, welche Arbeit in den verschiedenen Musikstücken vorhanden ist. Daraus kann man dann recht einfach die integrierte Leistung bestimmen und hat somit eine Grundlage, die thermische Belastung der Lautsprecher abzuschätzen. Die günstigste Lösung schien, die Arbeit in Wärme umzusetzen und diese dann zu messen. Der Versuchsaufbau ist einfach und wenig aufwendig. Man wählt einen realen Abschlußwiderstand und stellt an diesem die Leistung ein. Im vorliegenden Falle handelt es sich um einen 25-Watt-Verstärker, der mit 5 Ω reell abgeschlossen wurde. Die Ausgangsspannung des Verstärkers wurde so ausgelegt, daß an dem 5- Ω -Widerstand bei den lautesten Mu-

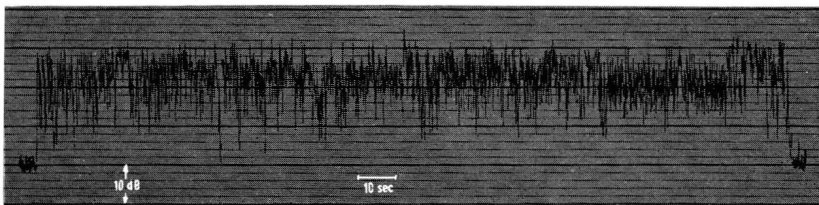


Bild 1 „12th Street Rag“ (Billy Vaughn Tanzparty)

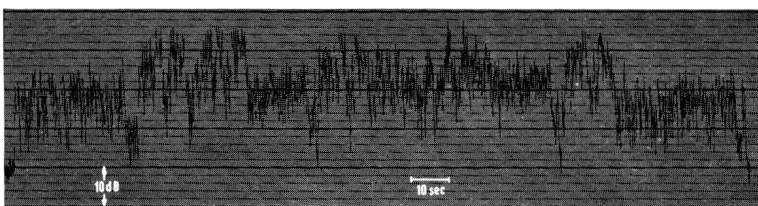


Bild 2 „How High The Moon“ (Bert Kämpfert)

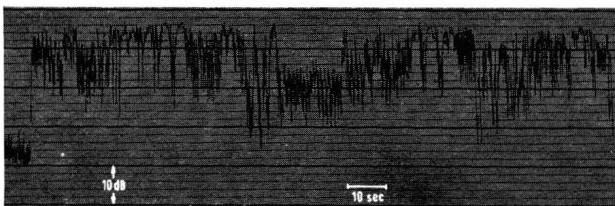


Bild 3 „I'll See You In My Dreams“ (Gerhard Gregor, Strato-Organ)

sikstellen 10 Veff. sicher erreicht wurden. Das entspricht einer Leistung von 20 W. Nun wurde der Abschlußwiderstand in einem Kalorimeter installiert und die Temperaturerhöhung Δt mit dem elektrischen Wärmeäquivalent in die integrierte Arbeit umgerechnet. Nach Division durch die Meßzeit erhielt man die integrierte Leistung. Diese Messungen wurden mehrmals durchgeführt, um eine höhere Genauigkeit zu erreichen und eventuelle Fehler zu erkennen. Eine durchgeführte Fehlerrechnung ergab in allen Fällen Werte von $\leq 5\%$. Gleichzeitig wurde auch der Amplitudenverlauf der einzelnen Musikstücke mitgeschrieben. Um einen möglichst breiten Rahmen zu erfassen, wurde ein umfangreiches Musikprogramm gemessen, das von klassischer Musik bis zur modernsten Tanzmusik einen guten Querschnitt enthielt. Die folgenden Kurven (Bilder 1 bis 3) zeigen den Amplitudenverlauf einiger ausgewählter Beispiele. Es sind hier hauptsächlich kurze Musiktitel gewählt, da es wegen des geringen Platzes nicht möglich ist, klassische Stücke abzudrucken. Wenn man diese Kurvenverläufe betrachtet, erkennt man schon, daß eine graphische Integration nicht mit genügender Genauigkeit durchzuführen ist. Die einzelnen Kurven sind mit einem Papiervorschub von 1 mm/s geschrieben, so daß man aus ihrer Länge schon die Zeitdauer ablesen kann. Die nun folgende Tabelle zeigt einen kleinen Querschnitt der gemessenen Ti-

tel. Auch hier zeigen sich in der integrierten Leistung noch verhältnismäßig große Unterschiede, die aber zum Großteil schon aus der Besetzung des Orchesters abzuschätzen sind.

Diese Werte sind mit einem auf 20 Watt Spitzenleistung eingestellten Verstärker bei geradlinigem Frequenzgang gemessen. Daraus sieht man schon, daß die thermische Belastung der Lautsprecher bei weitem nicht der Ausgangsleistung der Verstärker gleichzusetzen ist. Bei allen durchgeführten Messungen lag die Belastung unter 40 %. Wenn man noch hinzurechnet, daß zwischen den einzelnen Titeln Pausen sind, so kann man mit etwa einem Drittel der Leistung rechnen, ohne befürchten zu müssen, daß die Lautsprecher thermisch überlastet werden. Diese Überlegungen gelten jetzt für nur einen Lautsprecher je Kanal. Wenn man, wie es bei Hi-Fi-Boxen üblich ist, pro Kanal mehrere Lautsprecher verwendet, die man über Weichen anschließt, wird durch Leistungsaufteilung die thermische Belastung noch günstiger. Die folgende Tabelle zeigt die Leistungsverteilung bei verschiedenen Titeln.

Unter rel. I ist hier das Verhältnis in Bezug auf die Spitzenleistung des Verstärkers, unter rel. II das in Bezug auf die integrierte Leistung zu verstehen. Ein Teil der Leistung wird natürlich in der Weiche umgesetzt, die als 3-Weg -12 dB Weiche ausgelegt ist. Sie ist nach der bekannten Schaltung im Bild 4 aufgebaut.

Titel	Orchester	Zeit	Absolute Leistung	Relative Leistung *)
Mazeppa	Sinfonie-Orchester	900 s	4.30 W	21,50%
Marsch der Finnländischen Reiterei	Militärkapelle	144 s	7.55 W	37,80%
12 th Street Rag	Dixie Band	195 s	5.15 W	25,75%
How High the Moon	modernes Tanzorchester	190 s	1.60 W	8,00%
I'll See You in My Dreams	Solist	150 s	5.75 W	28,70%

Tabelle I

*) Bezogen auf 20 W Spitzenleistung

Die folgende Kurve (Bild 5) zeigt den Spannungsverlauf an den einzelnen Lautsprechern bei konstantem Eingangssignal. Auch der Amplitudenverlauf an den einzelnen Lautsprechern bestätigt, daß das Verteilungsverhältnis an den Lautsprechern sehr unterschiedlich ist. Die folgenden Kurven (Bilder 6 bis 8) zeigen den Verlauf des schon mehrfach angeführten Titels: I'll See You in My Dreams. Betrachtet man die Ergebnisse dieser Untersuchungen und die z. T. beim Rundfunk vorliegenden Erfahrungen (Modulationsgrad), so kommt man zu dem Schluß, daß die Prüfung nach DIN 45 573 in thermischer Hinsicht von den Lautsprechern in geschlossenen Boxen zu viel verlangt. Teilt man die Leistungskurve dieses DIN-Blattes für die Weiche (Bild 4)

auf, indem man sie näherungsweise einem Ausschnitt aus einer Sinuskurve gleichsetzt, so kommt man bei einem Gesamteinhalt von 20 W auf eine Leistung für den Tieftöner von 13 W, für den Mitteltöner auf 6,6 W und für den Hochtöner auf 0,4 W. Diese Leistungsverteilung kann man gegebenenfalls akzeptieren. Also mußte ein Weg gefunden werden, diesen 100-Stunden-Test so durchzuführen, daß mechanisch die gleiche Beanspruchung auftritt, aber die thermischen Belastungen nur etwa ein Drittel so groß sind. Dieses Drittel genügt ja bei normalem Betrieb mit Programmmaterial, wie die vorangegangenen Messungen gezeigt haben. Zu diesem Zweck wurde ein langsam laufender Motorschalter benutzt, der den Prüfling für ca. 1 Minute einschaltete

und 2 Minuten vom Verstärker Ausgang trennte. Nun mußte allerdings die Prüfung dreimal so lange durchgeführt werden, aber man hatte die Möglichkeit, drei verschiedene Prüflinge zur gleichen Zeit zu betreiben, so daß kein allzu großer Ausfall vorhanden war. Parallel dazu werden typenmäßig die gleichen Prüflinge mit dem laufenden Rundfunkprogramm beschickt, und beide Prüflinge so lange gesteigert, bis eine Zerstörung eintrat. Die dabei auftretenden geringen Unterschiede haben nun gezeigt, daß diese Methode einen Weg zeigt, der bei den üblichen Anwendungen genügend sicher ist, um eine Belastbarkeitsangabe für Lautsprecherkombinationen in geschlossenen Boxen daraus abzuleiten.

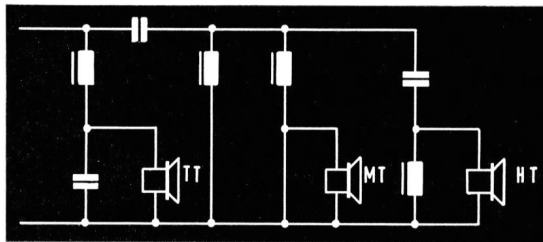


Bild 4 Schaltung der Weiche für Tiefton, Mittelton und Hochton

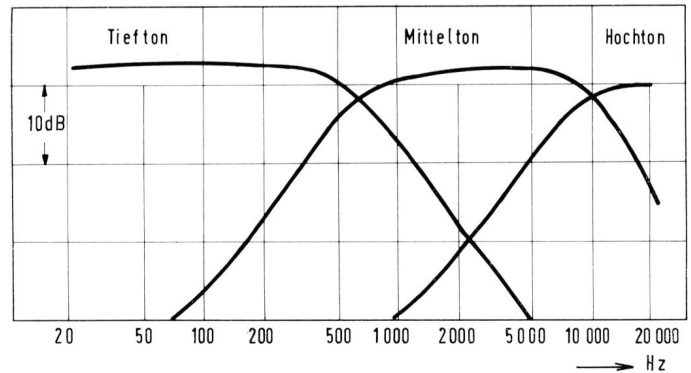


Bild 5 Spannungsverlauf am Tiefton-, Mittelton- und Hochtonlautsprecher

Titel	Tieftonleistung			Mitteltonleistung			Hochtonleistung			Weichenleistung
	abs.	rel. I	rel. II	abs.	rel. I	rel. II	abs.	rel. I	rel. II	
Mazeppa	1.15 W	5.75%	26.7%	2.85 W	14.25%	66.3%	0.19 W	0.95%	4.40%	2.60%
Marsch der Finnländischen Reiterei	2.00 W	10.00%	26.5%	4.55 W	22.75%	60.4%	0.68 W	0.40%	9.00%	4.10%
I'll See You in My Dreams	3.00 W	15.00%	52.0%	2.29 W	11.45%	40.0%	0.17 W	0.85%	2.95%	5.05%

Tabelle II

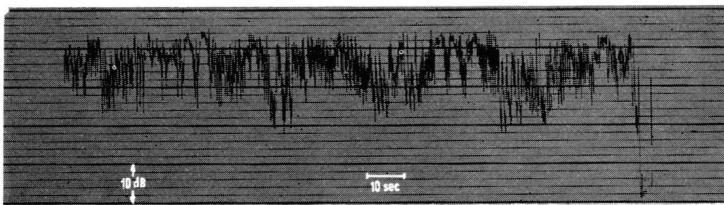


Bild 6
Amplitudenverlauf am Tieftonlautsprecher

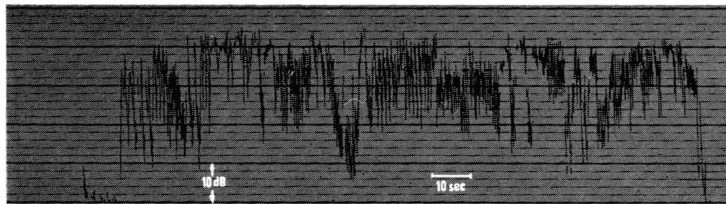


Bild 7
Amplitudenverlauf am Mitteltonlautsprecher

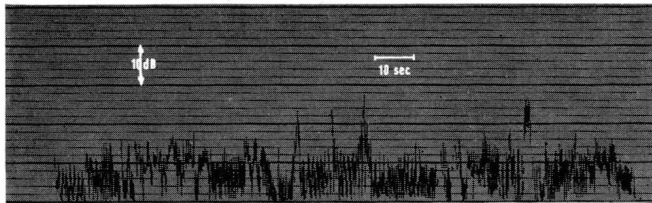


Bild 8
Amplitudenverlauf am Hochtonlautsprecher

Auf Grund dieser Messergebnisse und weiterer Überlegungen wurde dem DIN Ausschuss ein Vorschlag eingereicht, der akzeptiert worden ist, so daß jetzt Lautsprecherboxen die das Hi-Fi-Siegel nach DIN 45 500 Blatt 7 tragen, zwei Belastbarkeitsangaben tragen werden. Als erstes die Nennbelastbarkeit, die nach dem obigen Verfahren ermittelt wird und zweitens die Grenzbelastbarkeit. Diese Belastbarkeitsangabe soll die zulässige Impulsleistung angeben, die im Bassbereich kurzzeitig ohne höhere Klirrscheinungen verarbeitet werden kann.

Im nächsten Heft folgt ein Beitrag über die neuen GRUNDIG Hi-Fi-Lautsprecher-Boxen.

J. SEIPPEL

Der Scheinwiderstandsprüfer ZP 2

Ein für den Service sehr nützliches Gerät ist der Scheinwiderstandsprüfer. Obwohl dieser Gerätetyp keineswegs neu ist, scheint nicht allgemein bekannt zu sein, in welchem Maße derartige Geräte bei Prüfungen und Reparaturen die Arbeit erleichtern können.

Der Scheinwiderstandsprüfer Typ ZP 2 ist ein Transistor-Prüfgerät zum Bestimmen von Widerständen und Scheinwiderständen aller Art im Tonfrequenzbereich. Wie bei den bekannten Ohmmetern wird auch hier der Prüfling an eine Spannung gelegt und der hindurchfließende Strom gemessen. Statt einer Gleichspannung wird jedoch eine Wechselspannung mit einstellbarer Frequenz verwendet.

Die Schaltung

Die Geräteschaltung besteht aus drei Teilen (**Bild 1**), dem Wechselspannungsgenerator, der Meßschaltung mit dem zu prüfenden Teil und dem Anzeigeverstärker, der die von der Meßschaltung gelieferte Spannung verstärkt und durch ein Instrument anzeigt.

Der Wechselspannungsgenerator arbeitet als zweistufiger RC-Generator (**Bild 2**). Für die Konstanz der Ausgangsspannung sorgt ein Regellämpchen, das zur Erhöhung der Regelsteilheit in einer Brückenschaltung arbeitet. Die Frequenz des Generators läßt sich auf 250 Hz, 1 kHz und 4 kHz einstellen. Die Wahl verschiedener Meßfrequenzen ergibt die Möglichkeit, die Art eines Scheinwiderstandsverlaufs zu ermitteln.

Die Meßschaltung besteht aus einem Übertragerpaar, dessen Anzapfungen bei der Bereichswahl umgeschaltet werden und zu prüfende Widerstände in

den verschiedenen Meßbereichen dem Gerät anpaßt.

Der Übertrager Ü 1 liegt am Ausgang des Generators, je nach Meßbereich wird eine Anzapfung mit einer größeren oder kleineren Spannung auf die Prüfbuchse geschaltet. Dadurch bleiben die Belastungsgrenzen für das Prüfobjekt in allen Meßbereichen gleich.

Der Übertrager Ü 2 ist ein Stromwandler, er liegt am Eingang des Anzeigeverstärkers. Die Anzapfungen dieses Übertragers werden bei der Bereichswahl ebenfalls umgeschaltet. Der zu prüfende Widerstand Z_x liegt zwischen den Anzapfungen der Übertrager Ü 2 und Ü 3. Der durch den Widerstand hindurchfließende Strom, dessen Größe vom Wert des Widerstandes abhängig ist, durchfließt auch einen Teil des Übertragers Ü 3 und erzeugt eine Spannung, die vom oberen Abgriff dem Anzeigeverstärker zugeführt wird.

Die Umschaltung der Widerstandsbereiche erfolgt in sechs dekadischen Stufen, die den Bereich von 1Ω bis $1 M\Omega$ umfassen. Damit sich Toleranzen der Übertrager nicht auf die Genauigkeit der Anzeige auswirken, ist der Übertrager Ü 2 durch eine Bürde belastet. Diese wird in jedem Bereich getrennt eingestellt und mit der Bereichswahl umgeschaltet.

Der durch das Meßprinzip bedingte nichtlineare Verlauf der Skala würde das Ablesen im unteren Bereich erschweren. Deshalb ist dieser Teil als getrennt einschaltbarer Bereich nochmals über den gesamten Skalenbogen gedehnt. Jeder der dekadisch abgestuften Meßbereiche ist also noch einmal in die Un-

terbereiche 1 bis 3 und 3 bis 10 unterteilt. Schaltungsmäßig wird die Unterteilung dadurch erreicht, daß der Eingang des Anzeigeverstärkers entweder direkt oder über einen Spannungsteiler 3:1 am Ausgang des Übertragers Ü 2 liegt.

Der Anzeigeverstärker muß ein Signal von 3 mV auf rund 1 V für Vollausschlag

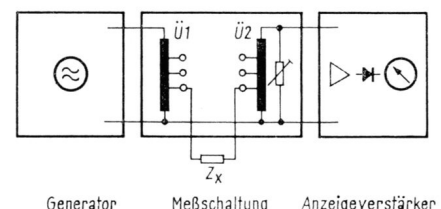


Bild 1 Blockschaltung

des Meßinstrumentes verstärken. Er ist in vier Stufen aufgebaut, je zwei davon sind durch Gegenkopplung eng miteinander verkettet. Dadurch wird genügende Stabilität bei Betriebsspannungs- und Temperaturschwankungen erreicht. Noch auftretende Verstärkungsschwankungen können mit dem Eicheinsteller ausgeglichen werden, der die Verstärkung der zweiten Transistorstufe beeinflusst. Für den Eichvorgang wird eine spezielle Taste gedrückt, die eine Eichspannung an den Eingang des Verstärkers legt. Das Meßinstrument muß dann Vollausschlag anzeigen. Der Ausgang des Verstärkers speist ein Diodenquartett, das die Steuerspannung dem Instrument zuführt.

Anzeige der Batteriespannung

Der Scheinwiderstandsprüfer ist batteriebetrieben. Deshalb ist es vorteilhaft, wenn die Betriebsspannung ohne Um-

stände kontrolliert werden kann, damit Fehlmessungen durch verbrauchte Batterien vermieden werden. Auf einer speziellen Skala des Meßinstrumentes wird die Batteriespannung angezeigt, wenn man im ausgeschalteten Zustand die Eichfaste drückt. Das Gerät enthält eine 9-V-Batterie, und es arbeitet einwandfrei, solange die Batteriespannung nicht wesentlich unter 7 V absinkt. Bei einer Stromaufnahme von etwa 23 mA (9 V) wird bei täglich achtstündigem Betrieb mit einem sogenannten 9-V-Energieblock eine Lebensdauer von etwa drei Wochen erreicht.

Äußerer Aufbau

Der Scheinwiderstandsprüfer ist in einem Stahlgehäuse untergebracht. An seiner Frontseite befinden sich die Anschlußbuchsen für das Meßobjekt, die Tasten zur Wahl von Frequenz und Meßbereich sowie zur Eichung des Gerätes, zur Batteriekontrolle und zum Abschalten der Batterie. Außerdem trägt die Vorderseite das Meßwerk.

Die Rückseite des Gerätes läßt sich nach dem Lösen von zwei Schrauben abnehmen. Dadurch wird die Batterie zugänglich.

Anwendungen

Beim Scheinwiderstandsprüfer ZP 2 wird der Widerstandswert direkt in Ohm abgelesen. Handelt es sich um Blindwiderstände, so kann der Wert der Induktivität oder Kapazität aus einem mitgelieferten Diagramm abgelesen werden. Durch die drei wählbaren Meßfrequenzen besteht auch die Möglichkeit, eindeutig festzustellen, ob es sich um induktive oder kapazitive Blindwiderstände handelt. Bei den verschiedenen Frequenzen muß sich dann immer der gleiche Wert für den Blindwiderstand ergeben.

Ein umfangreiches Anwendungsgebiet des Scheinwiderstandsprüfers ist beispielsweise die Prüfung von Netztransformatoren, Motorenwicklungen oder Tonfrequenzübertragern auf Windungsschluß. Derartige Messungen sind mit den üblichen Ohmmetern nicht möglich, da durch einen Windungsschluß sich meist nur sehr kleine Änderungen des ohmschen Widerstandes ergeben. Die Messung des Scheinwiderstandes führt hier insbesondere bei Wahl einer geeigneten Meßfrequenz zu wesentlich klareren Ergebnissen. Da die Meßobjekte mit sehr kleiner Leistung beaufschlagt werden (max. 100 µVA), lassen sich derartige Messungen auch an sehr empfindlichen Bauteilen, wie Mikrofonen, Tonköpfen, Übertragern mit hochpermeablen Blechen, vornehmen. Weil diese Prüfungen sehr schnell ausgeführt werden können und keine Vorkenntnisse erfordern, ist das Gerät auch für Fertigungsbetriebe geeignet, wo es auf die Einhaltung bestimmter Toleranzen ankommt.

Der Scheinwiderstandsprüfer ist auch ein sehr geeignetes Gerät für Service und Reparatur an Rundfunkgeräten, Fernsehgeräten und HiFi-Verstärkern. Ähnlich bequem wie mit einem Ohmmeter kann man beliebige Impedanzen innerhalb der Schaltungen überprüfen und so fehlerhafte Schaltelemente ermitteln. Beispielsweise kann man auch feststellen, ob Kondensatoren, die parallel zur Übertragerwicklung liegen, durchgeschlagen sind, ob ein Zeilentransformator Windungsschluß hat oder ob irgendwelche Unterbrechungen in Stromkreisen vorhanden sind, die keinen Gleichstrom hindurchlassen und dadurch mit gewöhnlichen Ohmmetern nicht geprüft werden können. Darüber hinaus können auf einfachste Weise Eingangs- und Ausgangsimpedanzen von Verstärkern

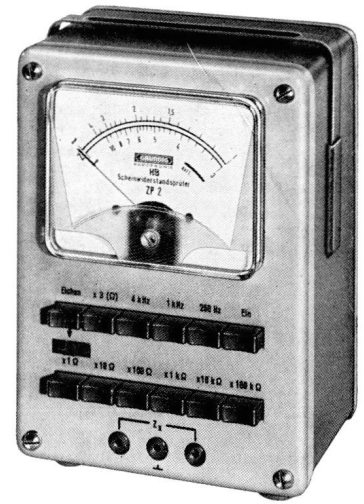


Bild 3 GRUNDIG Scheinwiderstandsprüfer ZP 2

geprüft werden. Das ist besonders interessant für Transistorverstärker, bei denen die Impedanzen der einzelnen Verstärkerstufen gut aneinander angepaßt werden müssen. Die Widerstandsänderungen durch Gegenkopplungen werden eindeutig erfaßt und direkt angezeigt. Die Anpassungswiderstände nicht angeschlossener Übertrager lassen sich ebenso wie die Kennwiderstände beliebiger passiver oder aktiver Vierpole aus der Messung der Leerlauf- und Kurzschlußwiderstände ermitteln. Als Anpassungswiderstand für einen Übertrager wird meist das geometrische Mittel aus seinem Kurzschluß- und Leerlaufwiderstand bei einer mittleren Übertragungsfrequenz gewählt.

Die Erstveröffentlichung dieses Beitrages erfolgte in der Fachzeitschrift „Funkschau“.

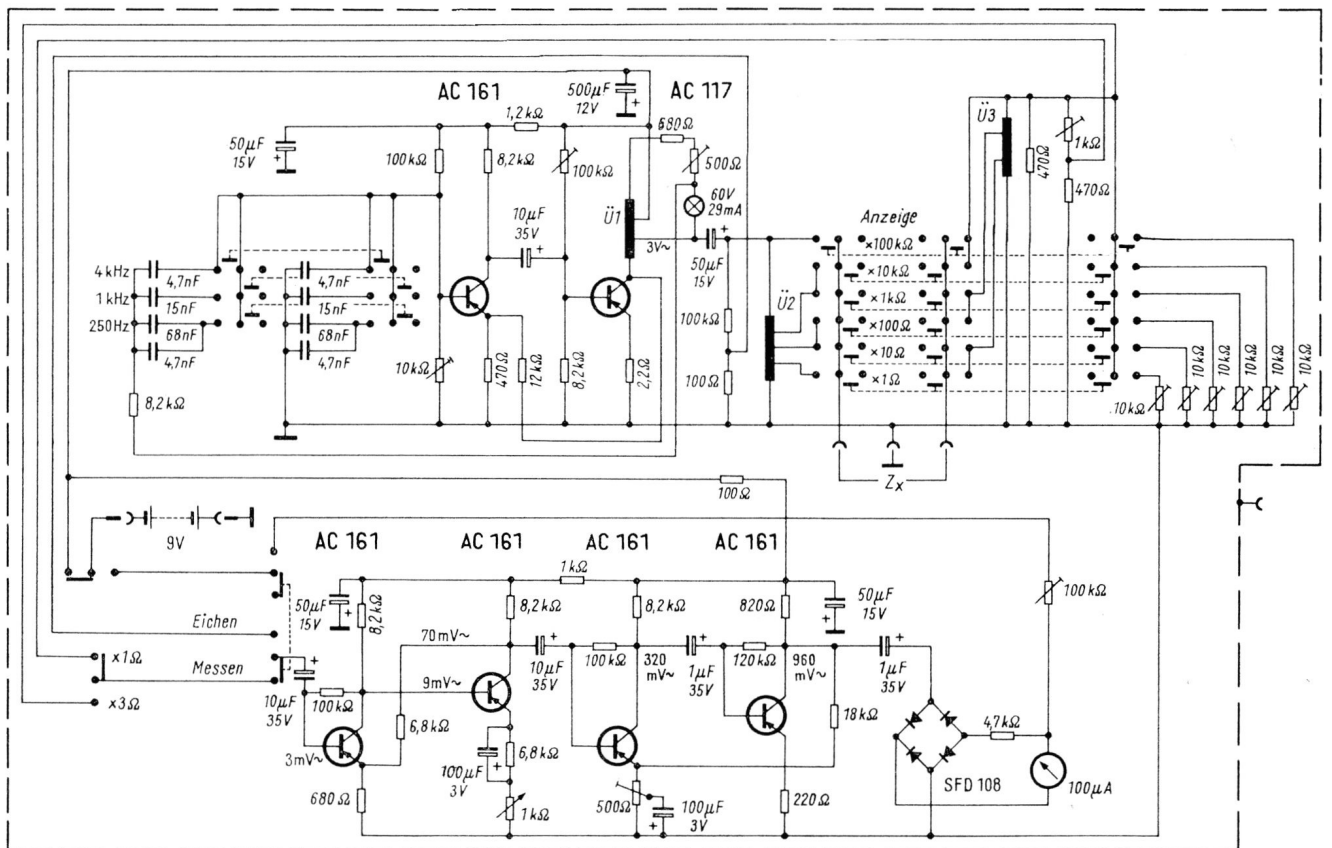


Bild 2 Gesamtschaltung des Scheinwiderstandsprüfers ZP 2

SV 40 / SV 80

Service-technik

W. WAHL

Ein guter und preiswerter Service ist die beste Werbung! Der Ausfall eines Gerätes beim Kunden ruft wohl ohne jede Einschränkung mehr oder weniger großen Ärger hervor. Diesen Ärger sollte man nicht noch dadurch zu steigern versuchen, indem man dem Kunden lange Reparaturzeiten, die durch mangelhafte Kenntnis oder schlecht eingerichtete Werkstätten zustandekommen, bezahlen läßt.

Die Anforderungen der Hi-Fi-Stereoverstärker SV 40 und SV 80 an den Service-Techniker entsprechen der hohen Qualität dieser Verstärker.

Es wird versucht, soweit es allgemein überhaupt möglich ist, Reparaturtips zu geben. Außer den schon einmal an Hand des SV 50 besprochenen Grundregeln für den Umgang mit Transistor-Leistungsverstärkern (GRUNDIG Technische Informationen Dezember 1964, Seiten 802 bis 806), die allgemein auch für SV 40 und SV 80 gelten, ist die genaue Kenntnis über Funktion und Wirkungsweise eines zu reparierenden Gerätes die beste Grundlage für rationale und fachgerechte Reparaturarbeit.

Wenn im Folgenden vorwiegend vom SV 80 gesprochen wird, dann deshalb, weil der SV 40 praktisch die vereinfachte Ausführung des SV 80 darstellt.

Der Wunsch des Service-Technikers nach guter Zugänglichkeit aller Bauelemente innerhalb der Verstärker, wurde weitgehend erfüllt. (GRUNDIG Technische Informationen, Dezember 1965, Seiten 960—962.) Wo es noch nicht ideal ist, setzt die Leitungsführung praktische Grenzen.

Zum Ausbau des gesamten Chassis aus dem Gehäuse müssen die vier Bodenschrauben gelöst werden. Um an die Löt- bzw. Bestückungsseite der waagrecht liegenden Hauptverstärkerplatte und der senkrecht stehenden Endverstärkerplatte zu gelangen, entfernt man die Schrauben, die in **Bild 1** aufgeführt sind. Bei der senkrecht stehenden Treiber- und Endverstärkerplatte ist darauf zu achten, daß beim Ausbau eine Masseverbindung abgelötet wird und die übrigen Leitungen aus ihren Verschränkungen genommen werden. Die vom Chassis isoliert befestigten großen Elektrolytkondensatoren sind auf einem Winkel montiert, der nach Lösen von zwei Schrauben herausnehmbar ist.

Meßgeräte

Die schon für den SV 50 vorgeschlagenen Meßmittel (siehe GRUNDIG Technische Informationen, Heft Dezember 1964, Seiten 807—816) reichen im allgemeinen auch für den SV 80 und SV 40 aus. Es wird aber empfohlen, statt des Tonfrequenzvoltmeters TV 1 das neue Millivoltmeter MV 4 (GRUNDIG Technische Informationen, Heft 3/1966, Seiten 81 bis 85) und statt des Universalvoltmeters RV 11 das ebenfalls neu herausgekommene transistorisierte Universalvoltmeter

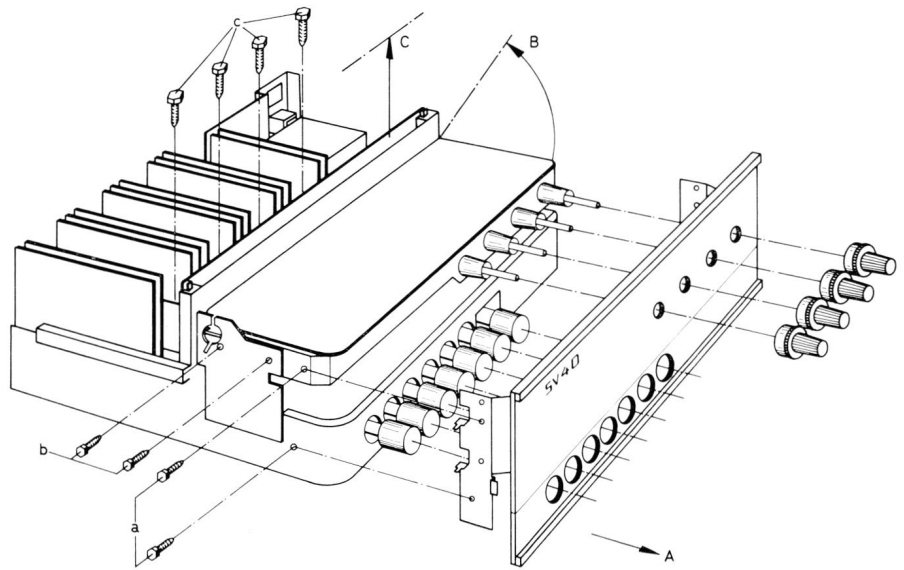


Bild 1 Bei den Verstärkern SV 40 und SV 80 sind alle Teile leicht zugänglich. Nach Lösen der entsprechenden Schrauben lassen sich die Verstärkerplatten hochklappen bzw. hochziehen. A = Skala B = Hauptverstärkerplatte C = Endverstärkerplatte

UV 4 (Beschreibung im vorliegenden Heft) einzusetzen. Mit dem UV 4 können auch Ströme gemessen werden. Ein batteriebetriebener transistorisierter Vorverstärker VB 2 (siehe GRUNDIG Meßgeräte-Katalog) erhöht die Eingangsempfindlichkeit sowohl des MV 4 als auch des UV 4 um 40 dB.

Die Anschaffung dieser hier zusätzlich aufgeführten Meßgeräte ist für jede gute Werkstatt schon deshalb notwendig, weil die sich immer mehr durchsetzende Transistorisierung auf den Gebieten Rundfunk, Fernsehen und Tonband in immer größerem Maße das genaue Messen kleiner Spannungen, vor allem Gleichspannungen, verlangt.

Die Meßgeräteausrüstung eines Reparaturplatzes für den SV 80, SV 40 und natürlich auch SV 50 sieht also wie folgt aus:

1. Regeltrenntrafo RT 4 oder RT 3
2. Wattmeter 100 Watt, Fa. Zäres¹⁾
3. Signalverfolger SV 1 oder SV 2
4. Universalvoltmeter UV 4
5. Wechselspannungs-Millivoltmeter MV 4
6. Vorverstärker VB 2
7. Tongenerator TG 11
8. Oszillograph W 2/13 oder G 3/13
9. Strom- und Spannungsmesser Multitavi HO oder Elavi HO.
10. 2 Abschlußwiderstände 5 Ω / 30 Watt, eingebaut mit Umschalter und Anschlußklemmen für Meßgeräte (Selbstbau).
11. Umschaltbare Anschlußleitung für die Prüfung der verschiedenen Eingänge.
12. Klirrfaktorbrücke KB 2 oder KB 55.

¹⁾ Lieferant der Zäres-Wattmeter: Zähler-Revision H. Schneider, München-Solln, Plattlinger Str. 26

Allgemeines

Daß ein zu reparierendes Gerät über Regeltrenntrafo und Wattmeter an das Stromnetz angeschlossen und die Betriebsnetzspannung am Regeltrenntrafo langsam hochgedreht wird, hat sich schon beim SV 50 bestens bewährt und auch viele Techniker vor Schaden bewahrt. Es gilt auch für den SV 80, daß er im Reparaturfalle zuerst einmal bei Unterspannung (0,35-fache der am Netzspannungswähler eingestellten Soll-Betriebsspannung) untersucht wird. Erst wenn er funktionsfähig ist, kann die weitere Prüfung bei voller Betriebsspannung — selbstverständlich über Wattmeter — erfolgen. Die nachstehende **Tabelle** (Tab. I) zeigt das Prüfschema.

Stromversorgungsenteil

Die Leerlaufleistungsaufnahme eines einwandfreien Verstärkers liegt bei etwa 18 Watt. Größere Abweichungen nach oben (> 24 Watt) und nach unten (< 14 Watt) sind fast sichere Zeichen für vorhandene Fehler.

Der Netzteil des SV 40 und SV 80 ist eine sehr betriebssichere, unkritische Einheit. Treten trotzdem Fehler auf, sind sie mit einfachen Mitteln (Spannungs- und Strommessung) zu finden und zu beheben.

Selbstverständlich sind bei Arbeiten am Netzteil die Sicherheitsbestimmungen (VDE-Empfehlungen) besonders zu beachten. Da in den wenigsten Werkstätten sogenannte Hochspannungsprüfer zur VDE-Prüfung vorhanden sind, hat sich der Techniker durch Sichtprüfung und Isolationsmessung davon zu überzeugen, daß an keiner Stelle im Gerät eine Schluß- oder Überschlagsgefahr von einer netzspannungsführenden Leitung auf das Chassis vorhanden ist.

Prüfung	Durchzuführende Arbeitsgänge	Mefzwerte
Leerlauf-Stromaufnahme	Gerät über Wattmeter an RT 4 (RT 3) anschließen. Trafo langsam hochdrehen und Stromaufnahme beachten.	18 ... 24 Watt
Überprüfen der Dioden ECO 3390	Ablöten der Basiszuleitung, Anschließen der Prüfanordnung nach Bild 7 und Messen der Spannung an den Dioden nach Bild 5.	580 ... 620 mV
Ruhestrom- und Symmetrie-Einstellung	3-A-Sicherungen an T 25 und T 26 ablöten und Milliampere-meter (Multavi) anklammern. Abschluß-kästchen mit Voltmeter (UV 4) nach Bild 8 an die Ausgänge anschließen. Mit den Reglern R 45 (linker Kanal) und R 46 (rechter Kanal) den Ruhestrom einstellen. Die Symmetrie einstellen mit R 437 (linker Kanal) und R 438 (rechter Kanal).	für SV 40: 20 mA für SV 80: 40 mA
Messen der Emitterwiderstände (Nur für SV 80)	Messen der Spannung Emitter-Emitter nach Bild 6.	< 5 mV

Ist aus irgendwelchen Gründen einmal der Netztransformator zu wechseln, so ist auf die Montage ganz besonderes Augenmerk zu richten. Alle Teile müssen gut aneinander liegen und die Schrauben bzw. Muttern müssen mit etwas Gefühl fest angezogen werden. Stark brummende Netztrafos haben ihre Ursache z. T. in der schlechten Montage.

Endstufenplatte mit Endstufentransistoren
Ursachen eines Ausfalles des SV 80 sind überwiegende Bedienungs- bzw. Anschlußfehler (gemeinsame Lautsprecher für Kanal links und rechts, Untereinstellung und extreme Übersteuerung, Schwingneigung durch fehlerhafte Installation u. a. m.). Fast ausnahmslos ist der Ausfall des Gerätes gleichbedeutend mit: „Endstufen ausgefallen“.

Grund genug, um dieser Baugruppe den größten Teil unseres Beitrages zu widmen und darauf hinzuweisen, daß die immer wieder gebotene Vorsicht nicht übertrieben ist, will man sich vor Schaden schützen. Bei den ersten ausgelieferten Geräten SV 80 / 40 ist die Mikro-sicherung über eine kleine Sicherungsfassung kontaktiert. Ein Nachbiegen der Federn in der Fassung wegen eines „Wackelkontaktes“ soll nicht vorgenommen werden. Die Fassung ist zu entfernen und die Sicherung direkt einzulöten.

Die Endtransistoren sind auf dem großen Kühlkörper isoliert befestigt. Saubere Montage im wahrsten Sinne des Wortes ist Bedingung. Sowohl Kurzschlüsse (Fremdkörper zwischen Glimmerscheibe und Kühlkörper bzw. Transistorgehäuse) als auch zu starke Isolierscheiben (zu großer Wärmewiderstand) können den Transistor über kurz oder lang zerstören.

Die Transistoren T 11 bis T 20 befinden sich direkt auf der Endstufenplatte. T 17; T 18; T 19 und T 20 sind mit einem Isolierhütchen in Kühlschellen montiert. Eine saubere Montage — sämtliche Wärmekontaktstellen mit Siliconfett bestrichen — ist auch bei diesen Transistoren wegen der relativ hohen Betriebstempera-

turen unbedingt notwendig. Man lasse sich durch einen Wärmetest mit dem Zeigefinger nicht täuschen. Hohe Überlastung der Ausgänge können den Verstärkern SV 40 und SV 80 praktisch nichts anhaben. Diese ausgezeichnete Eigenschaft haben diese Verstärker aber nur dann, wenn die im Folgenden beschriebenen Bauelemente den geforderten Daten entsprechen.

Endstufentransistoren

Eine sehr gewissenhafte Vorprüfung und Auslese ist notwendig, um einen, was die Transistorbestückung anbetrifft, einwandfreien Verstärker zu erhalten. Die Qualität und Betriebssicherheit eines Verstärkers hängt in hohem Maße von dieser Vorprüfung ab. In den Endstufen finden die Transistoren AD 166 (Fa. Siemens) oder die Äquivalenztypen 2N2148 (Fa. RCA) Verwendung. Vor dem Einbau sind die Transistoren einer Prüfung zu unterziehen, die folgende Punkte umfaßt.

1. Messen der Durchbruchspannung U_{CEO} (Bild 2)
2. Messen des Leistungsdurchbruchs (second break down, Bild 2)
3. Messen der Großsignalverstärkung und Selektieren (Bilder 3 und 4)

Ein Gesamtschaltbild des GRUNDIG Hi-Fi-Stereo-Verstärkers SV 80 befindet sich auf den herausklappbaren Seiten 121/122 dieses Heftes, genaue Lagepläne der Transistoren und der Einzelteile in den Reparaturheften SV 40 und SV 80.

Zu 1.) Messen von U_{CEO}

Mit der Meßschaltung nach Bild 2 wird mittels des zwischen Kollektor und Emitter liegenden Universal-Voltmeters die Spannung U_{CEO} gemessen. Die Basis ist offen und der Widerstand R_V ist so einzustellen, daß $I_E = 100 \text{ mA}$ beträgt.

Selektierung:

Für SV 80 geeignet

$$U_{CEO} \geq 55 \text{ V}$$

Für SV 40 geeignet

$$U_{CEO} \geq 45 \text{ V}$$

Zu 2.) Messen des sekundären Durchbruchs

Der sekundäre Durchbruch tritt bei örtlicher Überhitzung in der Sperrschicht auf. Dieser Effekt rührt von einer heißen Stelle in der Sperrschicht her, die sich durch Konzentration des Stromes auf eine kleine Fläche bildet. Der Basisstrom fließt vom ringförmigen Basisanschluß in radialer Richtung einwärts durch die dünne Basisschicht zwischen Emitter und Kollektor. Da dieser Weg einen Widerstand aufweist, entsteht ein Spannunggefälle, welches den Kollektorstrom in der Mitte der Basis konzentriert. Betreibt man den Transistor wiederholt im Bereich des sekundären Durchbruchs, so wird nach und nach die Sperrschicht zerstört, bis Emitter und Kollektor kurzgeschlossen sind. Diese Erkenntnis ist sehr wichtig, leider aber noch nicht allgemein bekannt. Immer wieder „sterben“ in Schaltungen Leistungs-transistoren, die dem ersten Anschein nach mit den vom Hersteller angegebenen Grenzdaten nicht überfordert wurden. Die zulässige Gesamtverlustleistung eines Transistors ist abhängig von der Spannung U_{CE} . Für die für den SV 80 und SV 40 geeigneten Transistoren wurde mit den Transistorherstellern ein Wert festgelegt, aus dem sich nach $I = \frac{N}{U}$ bei $U_{CE} = 50 \text{ V}$ ein Strom von 350 mA ergibt. Der Vorwiderstand R_V in Bild 2 ist entsprechend einzustellen. Die Prüfung erfolgt nun so, daß der Schleifer von R_1 vom oberen Anschlag (der Transistor ist leitend, also niederohmig) nach unten in Richtung „hochohmig“ gedreht wird. Der Strom I_C bleibt wegen des relativ hohen Innenwiderstandes der Stromversorgung durch R_V annähernd konstant.

Der Transistor ist dann in Ordnung und geeignet, wenn sich U_{CE} mit dem Regler R_1 auf 50 V kontinuierlich hochregeln

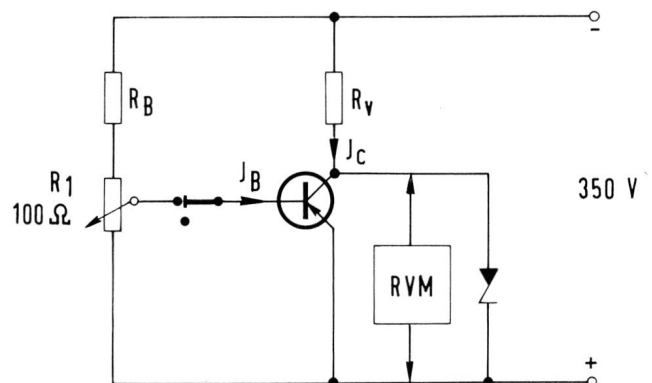


Bild 2
Prüfschaltung zum Messen von U_{CEO}

AO 166, 2N 2148 $J_c = 1A; U_{CE} = 2V$

$B = \frac{J_c}{J_B}$

	170...157	156...143	142...129	128...115	114...101	100...88	87...74	73...60
0,3	11	21	31	41	51	61	71	81
0,35	12	22	32	42	52	62	72	82
0,4	13	23	33	43	53	63	73	83
0,45	14	24	34	44	54	64	74	84
0,5	15	25	35	45	55	65	75	85
0,55	16	26	36	46	56	66	76	86
0,6								

Bild 3 Bestückungsschema für die Endtransistoren. Nur Transistoren gleicher Codierung dürfen gepaart werden. Die erste Ziffer ist der Stromverstärkung, die zweite Ziffer der Spannung U_{BE} zugeordnet.

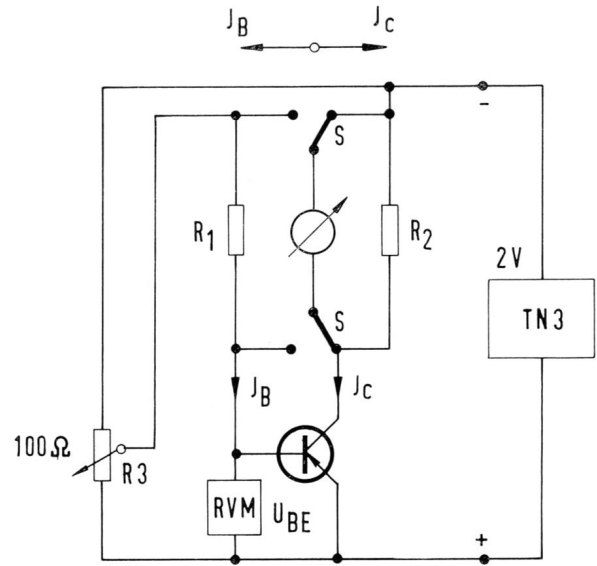


Bild 4 Einfachste Ausführung einer Meßschaltung für die Endtransistoren. Es ist ein Instrument mit möglichst kleinem Strom zu verwenden, damit beim Umschalten von I_c auf I_B der Meßfehler klein bleibt. Die Widerstände R_2 und R_1 errechnen sich entsprechend der Ströme I_c und I_B nach Tabelle Bild 3.

läßt und nach etwa 0,5 sec. wieder zurückgeregelt werden kann.

Kommt beim Hochregeln ein plötzlicher Rückgang von U_{CE} zustande, der sich durch Verändern von R_1 nicht beeinflussen läßt, ist der Transistor durchgebrochen. U_{CE} muß abgeschaltet werden.

Bei der beschriebenen Prüfung muß der Prüfling so auf einer Kühlfläche befestigt werden, daß die Gehäusetemperatur 64° nicht überschreitet. Die Zenerdiode D verhindert ein Ansteigen der Spannung bei nicht angeschlossenem Prüfling. Die Spannung U_2 beträgt etwa 55 V und $P = 20$ Watt.

Zu 3.) Messen der Großsignalverstärkung In der Schaltung nach Bild 4 kann die Stromverstärkung ermittelt werden.

Mit dem Shunt R_2 wird auf der Instrumentenskala ein Einstellpunkt für $I_c = 1$ A festgelegt. Dieser Wert wird bei angeschlossenem Prüfling mit dem Regler R_3 eingestellt. Nach Umschalten des Schalters S auf I_B kann der Strom I_B oder, wenn die Skala entsprechend geeicht ist, der Quotient $\frac{I_c}{I_B}$ (= Stromverstärkung) abgelesen werden.

Nach der Tabelle Bild 3 sind die Transistoren paarweise zusammenzustellen.

Es sei abschließend davor gewarnt, irgendwelche im Handel befindliche Transistoren gleichen Typs ungeprüft zu verwenden. Sollten einzelne Werkstätten die Vorprüfungen nicht durchführen können, sind nur Transistoren vom Zentralkundendienst anzufordern. Sie sind jederzeit sofort lieferbar.

Die besonders zu beachtenden Bauelemente der Endstufen

Leider gehört es immer noch nicht zu den „seltenen Fällen“, daß Endtransistoren ersetzt werden müssen. Bevor nun neue, vorgeprüfte Transistoren eingebaut werden, ist zu überprüfen, ob nicht noch andere Bauelemente zerstört wurden. Das betrifft die Emitterwiderstände R 467 bis R 474 und die Dioden ECO 3390 an den Basen der Endtransistoren. Die Emitterwiderstände $0,47 \Omega$ sind

äußerlich von normalen Schichtwiderständen nicht zu unterscheiden. Es handelt sich bei diesen um temperaturabhängige Widerstände. Sie werden für die Erstbestückung ausgemessen und mit einer Toleranz von $\leq 2\%$ für jeweils parallel geschaltete Transistoren gepaart.

Die Messung des Widerstandswertes mit gebräuchlichen Ohmmetern ist wegen der auftretenden Wärme durch den Meßstrom zu ungenau. Wenn ein solcher Widerstand erneuert werden muß, ist eine Kontrolle verhältnismäßig einfach durchzuführen. Man mißt nach Bild 6 die Spannung Emitter-Emitter (ohne Signal) der parallel geschalteten Transistoren. Bei richtig gepaarten Transistoren und Emitterwiderständen ist diese Spannung annähernd Null. Ist der Ruhestrom am SV 80 auf 40 mA eingestellt, darf die

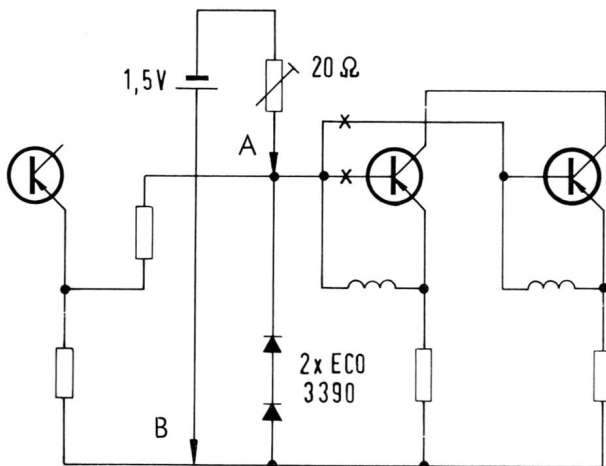
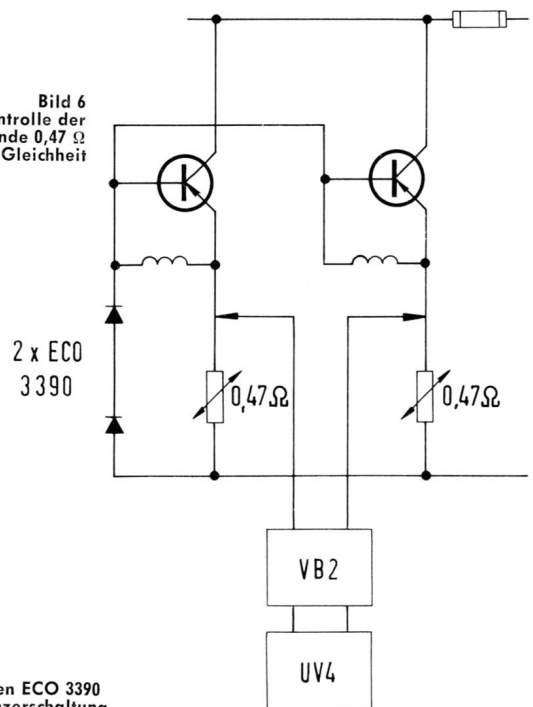


Bild 5 Prüfen der Dioden ECO 3390 der Strombegrenzerschaltung

Bild 6 Kontrolle der Widerstände $0,47 \Omega$ auf Gleichheit



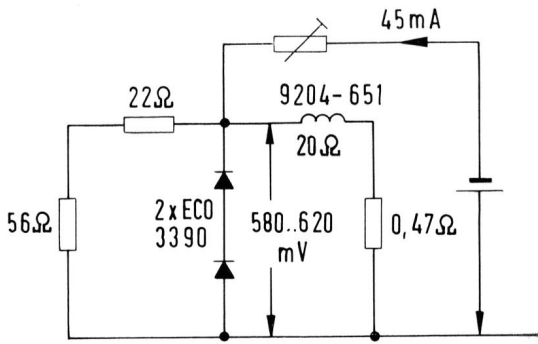


Bild 7 Spannungsabfall an den Dioden ECO 3390 beim Prüfen nach Bild 5

Spannung nicht über 5 mV liegen. Bei Spannungen über 5 mV kommt man durch Wechseln eines Widerstandes am schnellsten zum Ziel. Zum Schutze der Endtransistoren bei extremen Aussteuerungs- und Belastungsverhältnissen liegen zwischen den Basen und den entsprechenden Emitterfußpunkten die Dioden ECO 3390, jeweils zwei Stück in Serie geschaltet. Die Strombegrenzerschaltung funktioniert aber nur dann, wenn diese Dioden einwandfrei in Ordnung sind. Eine Überprüfung ist also nicht zu umgehen und kann nach Bild 5 leicht durchgeführt werden.

Die Basiszuleitungen werden direkt an den Basisanschlüssen der Endtransistoren abgelötet. An den beiden Punkten A und B wird eine Anordnung, die aus einer Monozelle 1,5 V und einem Reglerwiderstand der auf ca. 20 Ω eingestellt ist (Bild 5), so angeklemt, daß der Minuspol am Punkt A liegt.

Bei einem eingestellten Strom von 45 mA (Bild 7) muß die Spannung an den einzelnen Dioden zwischen 290 mV und 310 mV betragen. Weichen die Spannungen davon ab, sind die Dioden zu wechseln. Bevor wir auf die Prüfung der Phasenumkehrstufe (T 17, T 19, T 18 und T 20) und die Einstellung des Ruhestroms zu sprechen kommen, soll noch etwas Grundsätzliches zu den Meßanordnungen gesagt werden.

Bei der Beschreibung der Reparaturarbeiten am Verstärker SV 50 war von sauberen und übersichtlichen Arbeitsplätzen als Voraussetzung für einwandfreie Arbeit die Rede. Daran hat sich bis heute nur insofern etwas geändert, als diese Bedingungen in noch viel höherem Maße zutreffen.

Einstellen des Endstufenruhestroms und der Symmetrie

Die Schaltung nach Bild 8 mit den 5-Ω-Belastungswiderständen (30 Watt) wird an die Lautsprecherbuchsen des einzustellenden Verstärkers angeschlossen.

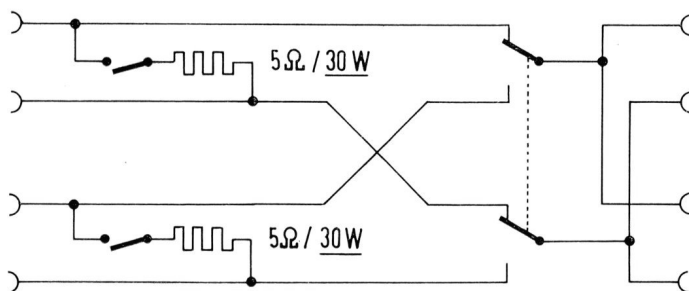


Bild 8 Belastungswiderstände für die Ausgänge

Phasenumkehrstufe

Transistortyp: NPN: SG 2183 oder BSY 51 oder 37428 PNP: SG 2182 oder 37429	
Meßwerte	
für SV 40	für SV 80
Stromverstärkung bei $U_{CE} = 5\text{ V}$ und $I_C = 15\text{ mA}$ ($B = 40 \dots 180$)	Stromverstärkung bei $U_{CE} = 5\text{ V}$ und $I = 15\text{ mA}$ ($B = 40 \dots 180$)
$U_{CEO} \geq 45\text{ V}$ bei $I_C = 30\text{ mA}$	$U_{CEO} \geq 55\text{ V}$ bei $I_C = 30\text{ mA}$
Leistungsdurchbruch bei $U_{CE} = 30\text{ V}$ und $I_C = 100\text{ mA}$	Leistungsdurchbruch bei $U_{CE} = 30\text{ V}$ und $I_C = 100\text{ mA}$

Bild 10 Prüfdaten für die Phasenumkehr- und Vortreiberstufen
Beachten: Maximale Meßzeit 1/2 sec. für den Leistungsdurchbruch

Die Sicherung zwischen Punkt A und B (Bild 9) wird ausgelötet und ein Strommesser (Multavi) angeschlossen.

An einen der Meßausgänge in der Schaltung nach Bild 8 wird ein Voltmeter mit Nullpunktmittle (UV 4) gelegt. Die beiden Belastungswiderstände 5 Ω sind abzuschalten. Der Abgleich wird nun folgendermaßen durchgeführt: Mittels des Widerstandes R 445 (446) wird ein Strom (Bild 9) von 40 mA eingestellt und anschließend die Symmetrie mit dem Regler R 437 (438) Nullabgleich des Voltmeters mit Nullpunkt-Mitte. Da beide Einstellungen nicht unabhängig voneinander sind, müssen sie etwa zweimal wiederholt werden. Sind die Einstellwerte in Ordnung, wird die Sicherung wieder eingelötet und an den Lautsprecher-Buchsen nochmals die Symmetrie kontrolliert. Es darf keine Gleichspannung anliegen.

Für den Fall, daß sich der Ruhestrom nicht einstellen läßt, ist die entsprechende Phasenumkehrstufe zu überprüfen.

Vortreiber T 15 und T 16

Transistortyp: BSY 51	
Meßwerte	
für SV 40	für SV 80
Stromverstärkung bei $U_{CE} = 5\text{ V}$ und $I_C = 15\text{ mA}$ ($B = 40 \dots 180$)	Stromverstärkung bei $U_{CE} = 5\text{ V}$ und $I_C = 15\text{ mA}$ ($B = 40 \dots 180$)
$U_{CEO} \geq 55\text{ V}$ bei $I_C = 30\text{ mA}$	$U_{CEO} \geq 60\text{ V}$ bei $I_C = 30\text{ mA}$
Leistungsdurchbruch bei $U_{CE} \geq 30\text{ V}$ und $I_C = 100\text{ mA}$	Leistungsdurchbruch bei $U_{CE} \geq 30\text{ V}$ und $I_C = 100\text{ mA}$

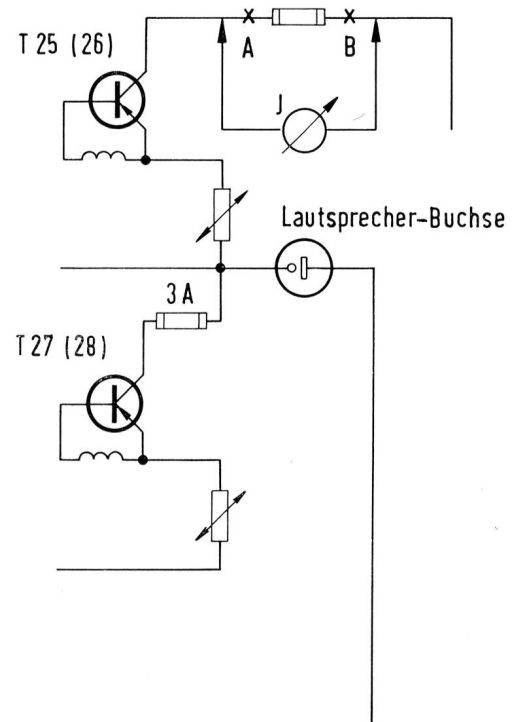
Auch in dieser Stufe einschließlich T 15 und T 16 dürfen nur geprüfte und selektierte Transistoren verwendet werden. Die Prüfdaten gehen aus der Aufstellung nach Bild 10 hervor.

Bei der Paarung der Komplementärtransistoren T 17 - T 19 und T 18 - T 20 ist zu beachten, daß wohl zwei Transistoren mit hoher Verstärkung ($B \geq 60$), nicht aber solche mit relativ niedriger Verstärkung ($B \leq 60$) zusammen verwendet werden sollen. Zu einem Transistor mit kleiner Verstärkung (unabhängig ob PNP oder NPN) ist also ein solcher mit hoher Verstärkung (Verstärkungsverhältnis $\geq 2:1$) zu paaren.

Wenn sich der Ruhestrom nicht einstellen läßt, können Transistoren, für die diese Paarungsbedingungen nicht zutreffen, die Ursache sein.

Auf der Endstufenplatte befinden sich noch vier Transistoren BC 107. Während T 14 und T 13 weniger kritisch sind, ist für T 11 und T 12 in jedem Falle der spez-

Bild 9 Einstellen des Endstufen-Ruhestromes.
An Stelle der Sicherung wird ein Milliampere-meter (100 mA Endausschlag) angeschlossen



zielle Typ BC 107 G (Bild 11) notwendig. Bei zu niedriger Verstärkung dieser beiden Transistoren steigt der Klirrfaktor bei Vollaussteuerung an.

Für Reparaturarbeiten an der Endstufenplatte ist diese auszubauen. Außer dem Lösen der Befestigungsschrauben ist auch die zentrale Masseleitung auf der Unterseite des Gerätes abzulösen und um soviel — keinesfalls mehr — zu verlängern, daß die Druckplatte nach oben gezogen werden kann, bis alle Teile zugänglich sind. Da diese Masseleitung kritisch ist, darf sie nur für Reparaturzwecke verlängert werden; ansonsten ist sie so kurz wie möglich einzulösen.

Die Vorverstärkerplatte

Außer den schon beschriebenen Verstärkerstufen befinden sich alle weiteren, einschließl. der Lautstärke-, Balance- und Klangregler auf der Vorverstärkerplatte.

Dieser Baustein kann nach oben geklappt werden und erleichtert dadurch Arbeiten bei Fehlersuche und Reparatur entscheidend. Das Vorhandensein zweier Verstärkerkanäle (links und rechts) bietet die Möglichkeit einer Vergleichsmessung des zu reparierenden Kanals mit dem funktionierenden sowohl statisch (Betriebsspannungs-Messungen) als auch dynamisch (Messen der Signalspannung mit dem SV 1).

Die Betriebsspannungen an den Transistoren sind genau zu messen und zu vergleichen. Schon kleinste Differenzen sind verdächtig und nachzuprüfen. Aus der Tabelle (Bild 11) geht die Transistorbestückung hervor, wobei die Transistoren wiederum vom Zentralkundendienst geliefert werden.

Transistoren BC 107

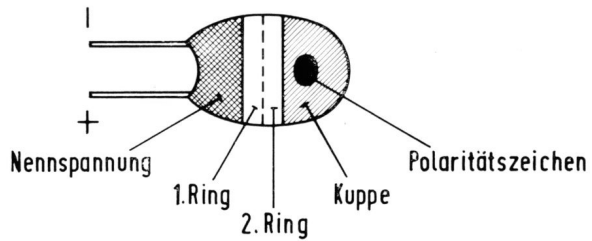
Gruppe	Farbcode	Verwendbar als
1	braun	T 7 T 8
2	rot	T 1 T 2
3	orange	T 5 T 6
4	gelb	T 11 T 12
5	grün	restliche Stufen

Type	BC 107 A	BC 107 G
Stromverstärkung	125...260	190...330

Bild 11 Codierung der Transistoren BC 107 in Bezug auf Rauschen

Tantal-Elektrolytkondensatoren

Ein neues Bauelement in den Verstärkern SV 40 und SV 80 sind außer den Siliziumtransistoren die Tantalkondensatoren. Der Tantalkondensator ist ein gepolter Elektrolytkondensator mit Sinteranode und festem Elektrolyten. Er ist in seinen Werten über lange Zeiten und in einem weiteren Temperaturbereich sehr stabil. Nur gegen Verpolung zeigt er sich empfindlich, was aber durch Achtsamkeit beim Einbau vermieden werden kann. Nur ganz kurze Zeit falsch gepolt betriebene Tantalkondensatoren können bei anschließend richtigem Einbau über kurz oder lang mit Rauschen ausfallen. Die Tabelle (Bild 12) zeigt die Polaritäts-



Nennspannung		Kapazitätscode			
Farbe	Spannung	Farbe	1. Ring 1. Ziffer	2. Ring 2. Ziffer	Kuppe Multiplikator
weiß	3 V	braun	1	1	x 10 µF
gelb	6 V	rot	2	2	
schwarz	10 V	orange	3	3	
grün	15 V	gelb	4	4	
blau	20 V	grün	5	5	
grau	25 V	blau	6	6	
orange	35 V	violett	7	7	
		grau	8	8	x 0,01 µF
		weiß	9	9	x 0,1 µF
		schwarz			x 1 µF

* 2. Ziffer nur bei Bedarf

Bild 12 Polaritäts- und Codierungsschema für Tantal-Elektrolytkondensatoren

kennzeichnung und den Spannungs- und Kapazitäts-Code von Tantal-Kondensatoren.

Service-Hilfsmittel

Anschließend soll noch auf ein kleines Hilfsmittel für Fehlersuche und Prüfung (Bild 13) hingewiesen werden. Es gestattet die Einspeisung einer Signalspannung (vom TG 11) entweder über Vorwiderstand 100 kΩ oder direkt an jeden Anschlußpunkt der Eingangsbuchsen. Eine Überprüfung der Eingangswiderstände (Vergleich der Signalspannung an den Vorwiderständen 100 kΩ) und eine Funktionsprüfung des kompletten Gerätes nach dem Kontaktbelegungsschema der Eingangsbuchsen (SV 80 Bedienungsanleitung Seite 11) wird damit wesentlich erleichtert.

Wenn wir auf den Klirrfaktor an letzter Stelle zu sprechen kommen, bedeutet das nicht, daß es mit diesem nicht so sehr genau zu nehmen sei.

Der extrem kleine Klirrfaktor im ganzen Übertragungsbereich bis 50 kHz ist eine der hervorstechendsten Eigenschaften der Verstärker SV 40 und SV 80. Eine exakte Messung ist nicht einfach.

Für die Praxis soll folgendes vorgeschlagen werden: Alle oben beschriebenen Prüf- und Einstellarbeiten sind sehr gewissenhaft durchzuführen. Über die Anschlußleitung (Bild 13) in den Tunereingang (Kontakt 3-5) ist eine Signalspannung von 1 kHz derart einzuspeisen, daß an den Ausgängen (Schaltung Abb. 8) eine Spannung von 8,6 V für den SV 40 und 12,25 V für den SV 80 gemessen wird. Um nun zu kontrollieren ob der Sinus in Ordnung ist, dreht man die Eingangsspannung soweit auf, daß die Ausgangsspannung zu begrenzen beginnt.

Der Beginn der Begrenzung liegt bei Verstärkern die einwandfrei sind, merklich über der angegebenen Ausgangsspannung für Vollaussteuerung. Wenn nun nach Prüfen des Fremdspannungsabstandes nichts zu beanstanden ist, kann man fast sicher sein, daß der Klirrfaktor nicht über der zulässigen Grenze liegt.

Genauer ist selbstverständlich eine Messung mit der Klirrfaktorbrücke KB 2 bzw. KB 55 in Verbindung mit einem geeigneten Millivoltmeter, z. B. MV 4 bzw. RV 55 oder einer ähnlichen Anordnung.

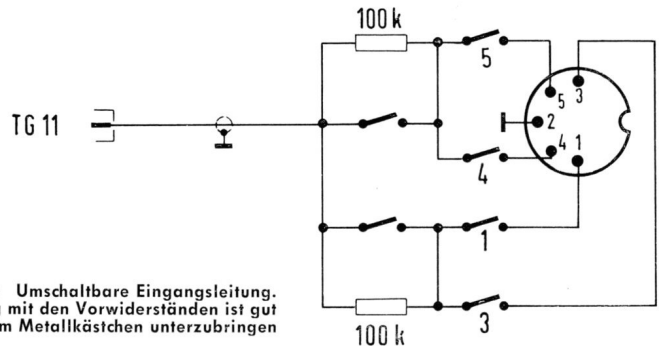
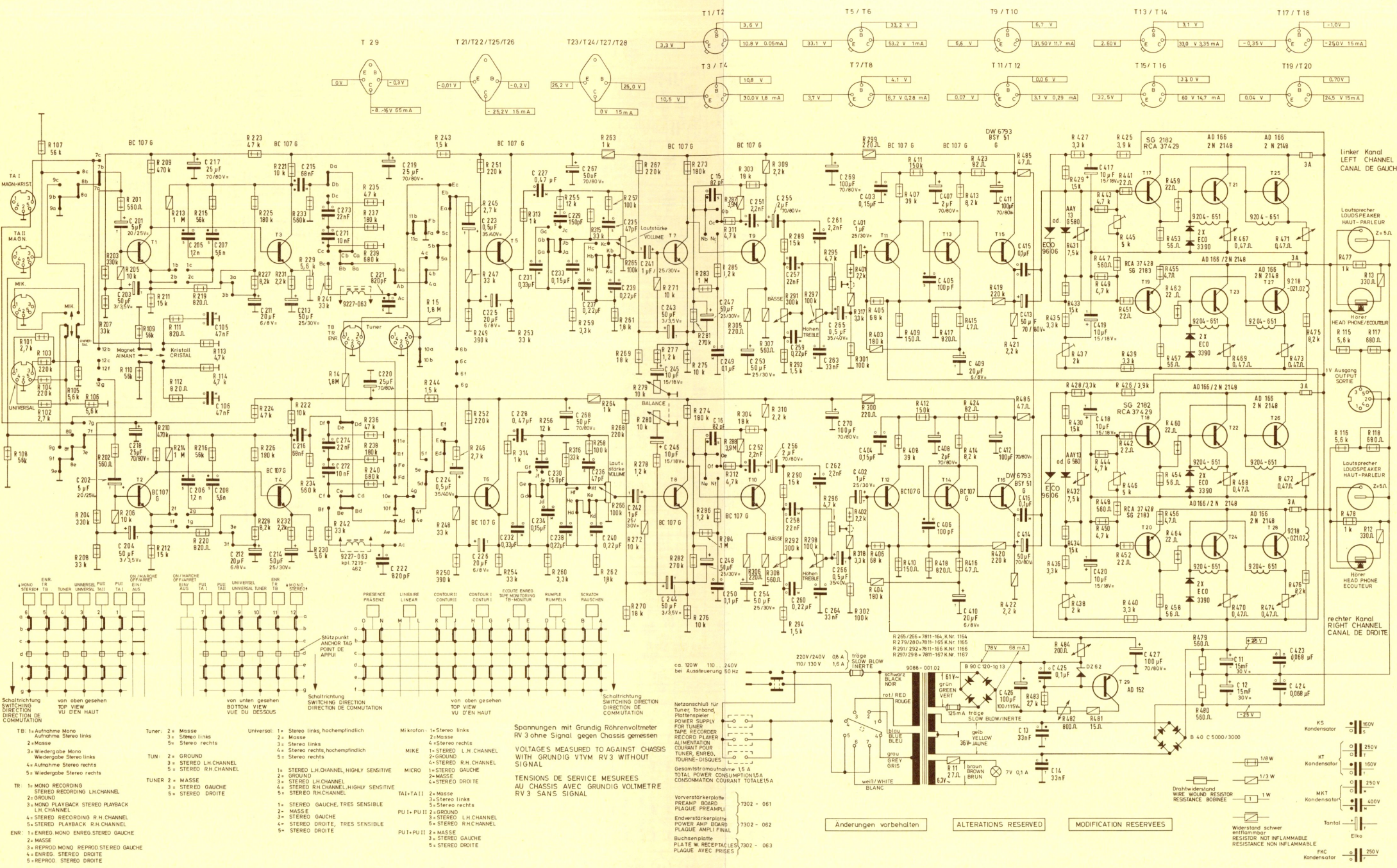


Bild 13 Umschaltbare Eingangsleitung. Die Umschaltanordnung mit den Vorwiderständen ist gut geschirmt in einem Metallkästchen unterzubringen

Gesamtschaltbild SV 80



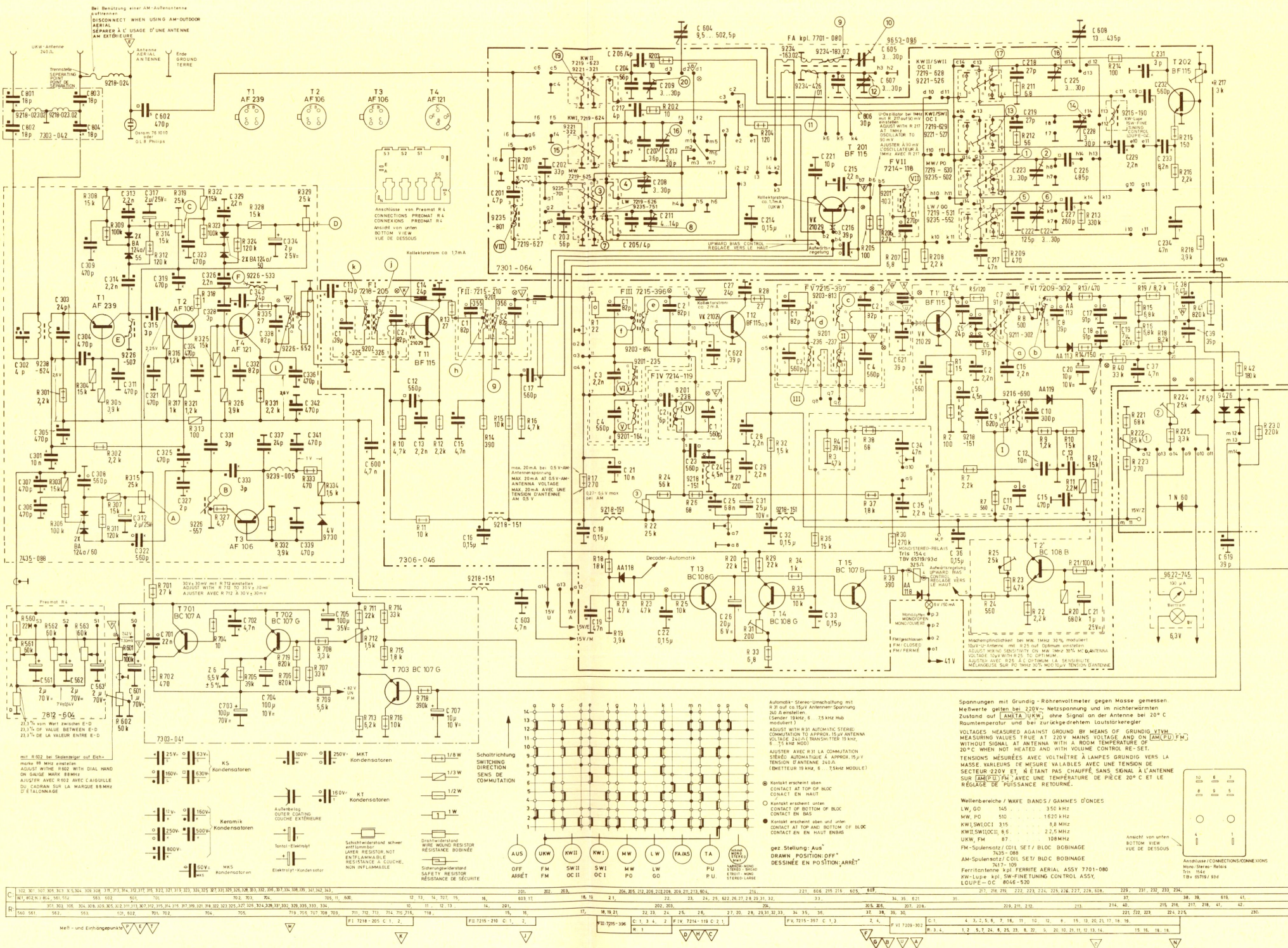
C:	301,290	302,285	794	205,266	207,105	211	310,214,216	212	213,217	220,221,222,228	224	225,226,228	232,234	227,230	338	307	335	249,239,241,242	243,244,245,246,247,248,249,250,251,252,253,254,255,256,257,258,259,260,261,262,263,264,265,266,267,268,269,270,271,272,273,274,275,276,277,278,279,280,281,282,283,284,285,286,287,288,289,290,291,292,293,294,295,296,297,298,299,300,301,302,303,304,305,306,307,308,309,310,311,312,313,314,315,316,317,318,319,320,321,322,323,324,325,326,327,328,329,330,331,332,333,334,335,336,337,338,339,340,341,342,343,344,345,346,347,348,349,350,351,352,353,354,355,356,357,358,359,360,361,362,363,364,365,366,367,368,369,370,371,372,373,374,375,376,377,378,379,380,381,382,383,384,385,386,387,388,389,390,391,392,393,394,395,396,397,398,399,400,401,402,403,404,405,406,407,408,409,410,411,412,413,414,415,416,417,418,419,420,421,422,423,424,425,426,427,428,429,430,431,432,433,434,435,436,437,438,439,440,441,442,443,444,445,446,447,448,449,450,451,452,453,454,455,456,457,458,459,460,461,462,463,464,465,466,467,468,469,470,471,472,473,474,475,476,477,478,479,480,481,482,483,484,485,486,487,488,489,490,491,492,493,494,495,496,497,498,499,500,501,502,503,504,505,506,507,508,509,510,511,512,513,514,515,516,517,518,519,520,521,522,523,524,525,526,527,528,529,530,531,532,533,534,535,536,537,538,539,540,541,542,543,544,545,546,547,548,549,550,551,552,553,554,555,556,557,558,559,560,561,562,563,564,565,566,567,568,569,570,571,572,573,574,575,576,577,578,579,580,581,582,583,584,585,586,587,588,589,590,591,592,593,594,595,596,597,598,599,600,601,602,603,604,605,606,607,608,609,610,611,612,613,614,615,616,617,618,619,620,621,622,623,624,625,626,627,628,629,630,631,632,633,634,635,636,637,638,639,640,641,642,643,644,645,646,647,648,649,650,651,652,653,654,655,656,657,658,659,660,661,662,663,664,665,666,667,668,669,670,671,672,673,674,675,676,677,678,679,680,681,682,683,684,685,686,687,688,689,690,691,692,693,694,695,696,697,698,699,700,701,702,703,704,705,706,707,708,709,710,711,712,713,714,715,716,717,718,719,720,721,722,723,724,725,726,727,728,729,730,731,732,733,734,735,736,737,738,739,740,741,742,743,744,745,746,747,748,749,750,751,752,753,754,755,756,757,758,759,760,761,762,763,764,765,766,767,768,769,770,771,772,773,774,775,776,777,778,779,780,781,782,783,784,785,786,787,788,789,790,791,792,793,794,795,796,797,798,799,800,801,802,803,804,805,806,807,808,809,810,811,812,813,814,815,816,817,818,819,820,821,822,823,824,825,826,827,828,829,830,831,832,833,834,835,836,837,838,839,840,841,842,843,844,845,846,847,848,849,850,851,852,853,854,855,856,857,858,859,860,861,862,863,864,865,866,867,868,869,870,871,872,873,874,875,876,877,878,879,880,881,882,883,884,885,886,887,888,889,890,891,892,893,894,895,896,897,898,899,900,901,902,903,904,905,906,907,908,909,910,911,912,913,914,915,916,917,918,919,920,921,922,923,924,925,926,927,928,929,930,931,932,933,934,935,936,937,938,939,940,941,942,943,944,945,946,947,948,949,950,951,952,953,954,955,956,957,958,959,960,961,962,963,964,965,966,967,968,969,970,971,972,973,974,975,976,977,978,979,980,981,982,983,984,985,986,987,988,989,990,991,992,993,994,995,996,997,998,999,1000
R:	107,108	109,110,111,112	208,210,108,211,112	210,211,110,112	214,215,110,112,216	218,220,221,222,223,224,225,226,227,228,229,230,231,232,233,234,235,236,237,238,239,240,241,242,243,244,245,246,247,248,249,250,251,252,253,254,255,256,257,258,259,260,261,262,263,264,265,266,267,268,269,270,271,272,273,274,275,276,277,278,279,280,281,282,283,284,285,286,287,288,289,290,291,292,293,294,295,296,297,298,299,300,301,302,303,304,305,306,307,308,309,310,311,312,313,314,315,316,317,318,319,320,321,322,323,324,325,326,327,328,329,330,331,332,333,334,335,336,337,338,339,340,341,342,343,344,345,346,347,348,349,350,351,352,353,354,355,356,357,358,359,360,361,362,363,364,365,366,367,368,369,370,371,372,373,374,375,376,377,378,379,380,381,382,383,384,385,386,387,388,389,390,391,392,393,394,395,396,397,398,399,400,401,402,403,404,405,406,407,408,409,410,411,412,413,414,415,416,417,418,419,420,421,422,423,424,425,426,427,428,429,430,431,432,433,434,435,436,437,438,439,440,441,442,443,444,445,446,447,448,449,450,451,452,453,454,455,456,457,458,459,460,461,462,463,464,465,466,467,468,469,470,471,472,473,474,475,476,477,478,479,480,481,482,483,484,485,486,487,488,489,490,491,492,493,494,495,496,497,498,499,500,501,502,503,504,505,506,507,508,509,510,511,512,513,514,515,516,517,518,519,520,521,522,523,524,525,526,527,528,529,530,531,532,533,534,535,536,537,538,539,540,541,542,543,544,545,546,547,548,549,550,551,552,553,554,555,556,557,558,559,560,561,562,563,564,565,566,567,568,569,570,571,572,573,574,575,576,577,578,579,580,581,582,583,584,585,586,587,588,589,590,591,592,593,594,595,596,597,598,599,600,601,602,603,604,605,606,607,608,609,610,611,612,613,614,615,616,617,618,619,620,621,622,623,624,625,626,627,628,629,630,631,632,633,634,635,636,637,638,639,640,641,642,643,644,645,646,647,648,649,650,651,652,653,654,655,656,657,658,659,660,661,662,663,664,665,666,667,668,669,670,671,672,673,674,675,676,677,678,679,680,681,682,683,684,685,686,687,688,689,690,691,692,693,694,695,696,697,698,699,700,701,702,703,704,705,706,707,708,709,710,711,712,713,714,715,716,717,718,719,720,721,722,723,724,725,726,727,728,729,730,731,732,733,734,735,736,737,738,739,740,741,742,743,744,745,746,747,748,749,750,751,752,753,754,755,756,757,758,759,760,761,762,763,764,765,766,767,768,769,770,771,772,773,774,775,776,777,778,779,780,781,782,783,784,785,786,787,788,789,790,791,792,793,794,795,796,797,798,799,800,801,802,803,804,805,806,807,808,809,810,811,812,813,814,815,816,817,818,819,820,821,822,823,824,825,826,827,828,829,830,831,832,833,834,835,836,837,838,839,840,841,842,843,844,845,846,847,848,849,850,851,852,853,854,855,856,857,858,859,860,861,862,863,864,865,866,867,868,869,870,871,872,873,874,875,876,877,878,879,880,881,882,883,884,885,886,887,888,889,890,891,892,893,894,895,896,897,898,899,900,901,902,903,904,905,906,907,908,909,910,911,912,913,914,915,916,917,918,919,920,921,922,923,924,925,926,927,928,929,930,931,932,933,934,935,936,937,938,939,940,941,942,943,944,945,946,947,948,949,950,951,952,953,954,955,956,957,958,959,960,961,962,963,964,965,966,967,968,969,970,971,972,973,974,975,976,977,978,979,980,981,982,983,984,985,986,987,988,989,990,991,992,993,994,995,996,997,998,999,1000													

Spannungen mit Grundig Röhrenvoltmeter RV 3 ohne Signal gegen Chassis gemessen
VOLTAGES MEASURED TO AGAINST CHASSIS WITH GRUNDIG VITM RV 3 WITHOUT SIGNAL
TENSIONS DE SERVICE MESUREES AU CHASSIS AVEC GRUNDIG VOLTMETRE RV 3 SANS SIGNAL

Netzanschluß für Tuner, Tonband, Plattenspieler, TAPE RECORDER, RECORD PLAYER, ALIMENTATION TOURNE-DISSQUES
Gesamter Stromverbrauch 15 A, TOTAL POWER CONSUMPTION 15 A, CONSOMMATION COURANT TOTALE 15 A

Vorverstärkerplatte PRE-AMP BOARD, PLAQUE PRE-AMPLI
Endverstärkerplatte POWER AMP BOARD, PLAQUE AMPLI FINAL
Buchsenplatte PLATE W/ RECEPTS L. 7302 - 063 (PLAQUE AVEC PRES)

Änderungen vorbehalten ALTERATIONS RESERVED MODIFICATION RESERVEES



Bei Benutzung einer AM-Außenantenne
 disconnect when using AM-outdoor
 débrancher à l'usage d'une antenne
 AM extérieure

ANSCHLÜSSE AM FRONTAL R. 1
 CONNECTIONS FRONTAL R. 1
 BRANCHES VERS LE HAUT
 VIEW OF DESSOUS

ANSCHLÜSSE AM FRONTAL R. 4
 CONNECTIONS FRONTAL R. 4
 BRANCHES VERS LE HAUT
 VIEW OF DESSOUS

Kollektorstrom ca. 17 mA

max. 20 mA bei 0,5 V-AM
 Antennenspannung
 MAX. 20 mA AT 0,5 V-AM
 ANTENNA VOLTAGE
 max. 20 mA AVEC UNE
 TENSION D'ANTENNE
 AM 0,5 V

Decoder-Automatik
 T13 BC108G
 T14 BC108G
 T15 BC107B

Automatik-Stereo-Umschaltung mit
 R. 3 auf ca. 15 µV Antennenspannung
 20 µV einstellen
 (Speaker 19 kHz, 6,75 kHz Hub
 RESISTANCE TO APPROX. 15 µV ANTENNA
 VOLTAGE (20 kHz TRANSMITTER 19 kHz,
 6,75 kHz HUB)
 AUTOSTEREO AUTOMATIQUE À APPROX. 15 µV
 TENSION D'ANTENNE 20 µV
 (EMETTEUR 19 kHz, 6,75 kHz MODULE)

Spannungen mit Grundig-Röhrenvoltmeter gegen Masse gemessen.
 Meßwerte gelten bei 220V-Netzspannung und im nichtwärmlen
 Zustand auf [AM, TA, UKW], ohne Signal an der Antenne bei 20°C
 Raumtemperatur (ohne bei zurückschaltendem Lautstärkeregler
 TENSIONS MESURÉES AVEC VOLTMÈTRE À LAMPES GRUNDIG VERS LA
 MASSE. VALEURS DE MESURE VALABLES AVEC UNE TENSION DE
 SECTEUR 220V ET N'ÉTANT PAS CHAUFFÉ SANS SIGNAL À L'ANTENNE
 SUR [AM, TA, FM] AVEC UNE TEMPÉRATURE DE PIÈCE 20°C ET L'ANTENNE
 RÉGLÉE DE PUISSANCE RETOURNÉE.

Wellenbereiche / WAVE BANDS / GAMMES D'ONDES
 LW, GO 145 350 kHz
 MW, PO 510 1620 kHz
 KW1, SW1001 3,15 6,8 MHz
 KW2, SW1002 1,6 2,5 MHz
 UKW, FM 87 108 MHz

AM-Spulenatz / COIL SET / BLOC BOBINAGE
 Ferritkerne mit Ferrite-Art. ASSY 7701-080
 RW-Loupe mit SW-FINETUNING CONTACT ASSY
 LOUPE-OC 8046-930

Anschlüsse / CONNECTIONS / CONNEXIONS
 Above Stereo-Relais
 18V 65716/932

Meß- und Einbaupunkte

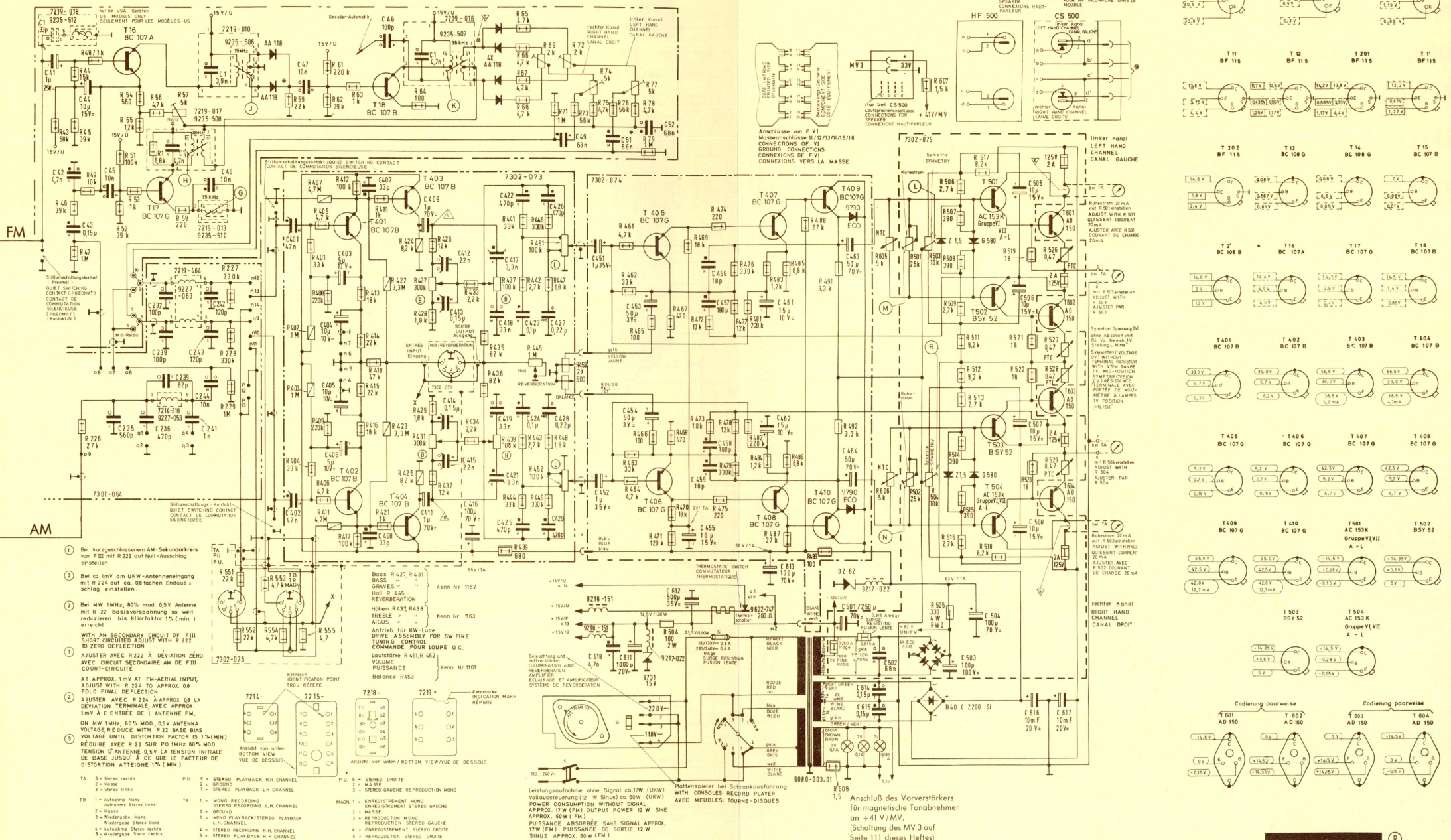
C	102	101	107	103	104	105	106	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200
R	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200																																													

Anderungen vorbehalten

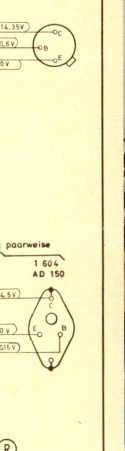
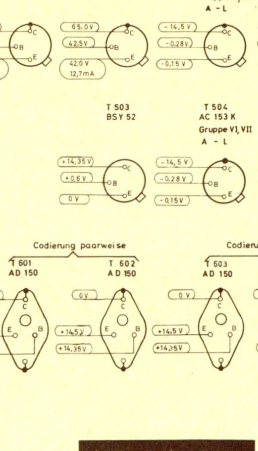
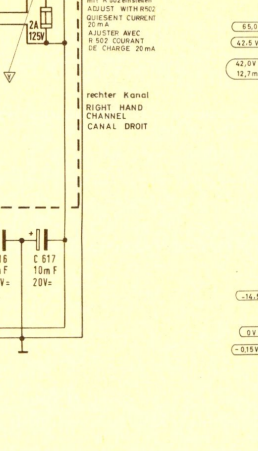
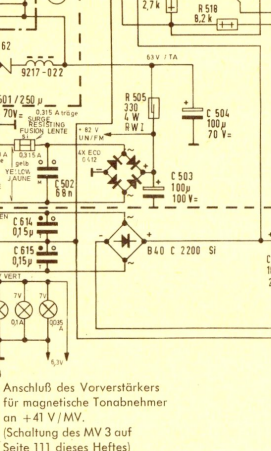
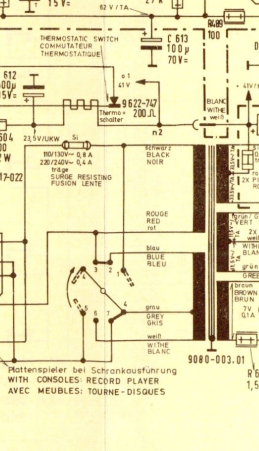
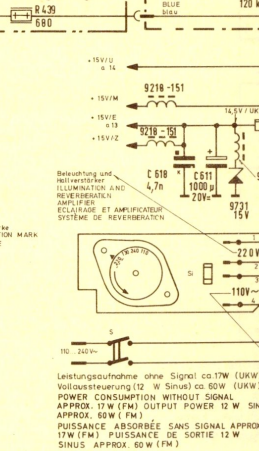
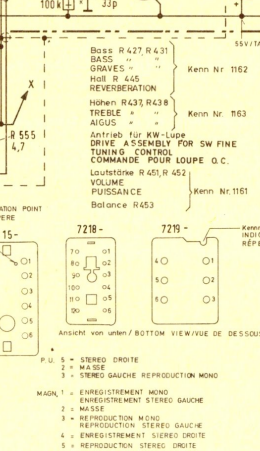
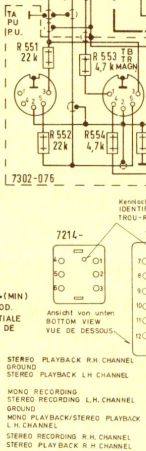
RIGHT FOR ALTERATION RESERVED

MODIFICATIONS RESERVEES

● zu den Schranktaupfechern

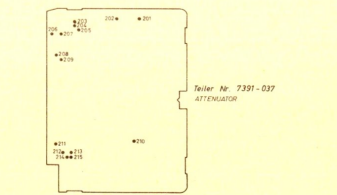
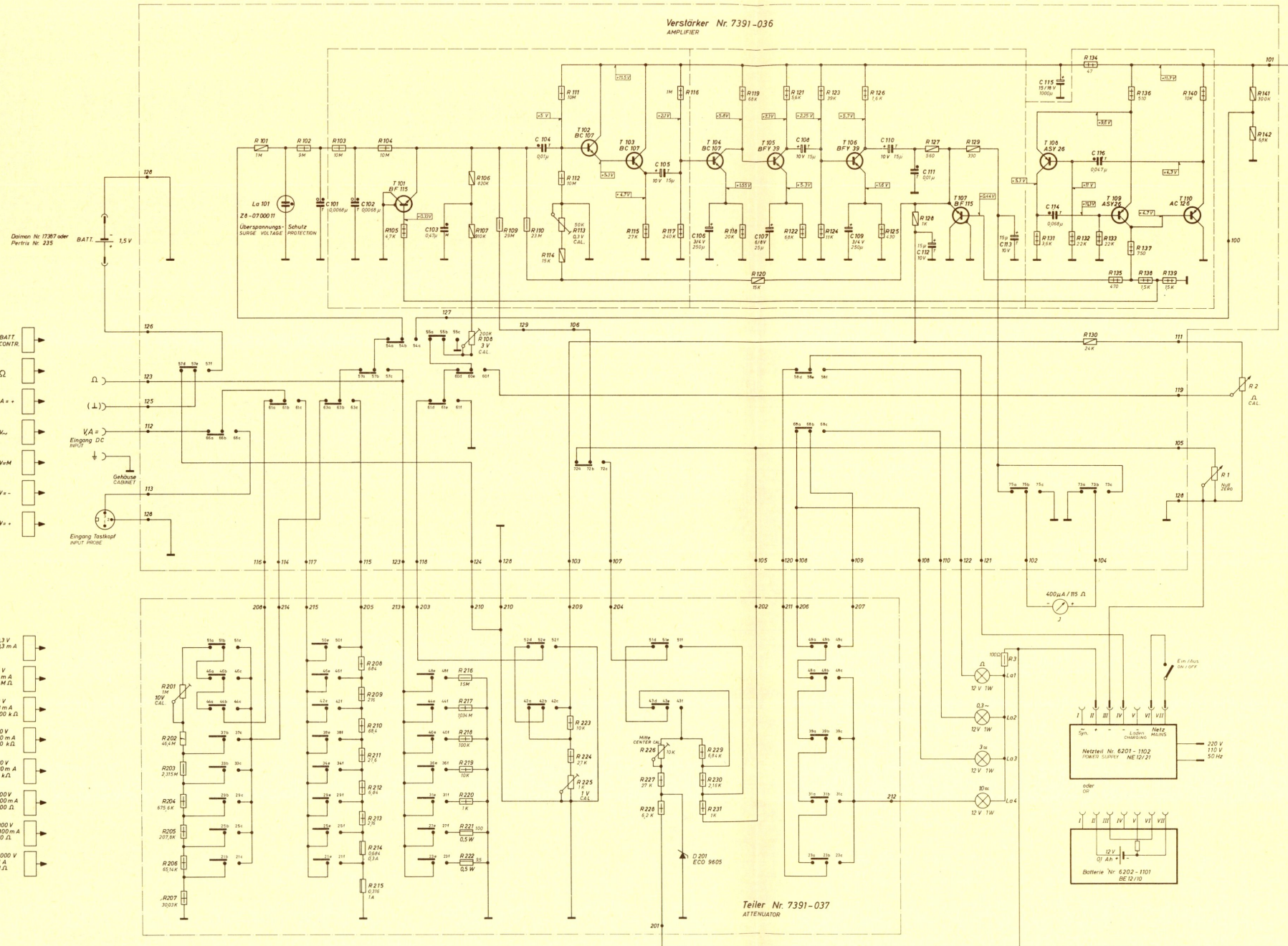


- Bei kurzgeschlossenem AM-Sekundärkreis von F III mit R 222 auf Null-Ausschlag einstellen
 - Bei ca. 1mV am UKW-Antenneneingang mit R 224 auf ca. 0,8kV Endaus-schlag einstellen
 - Bei MW 1MHz, 80% mod. 0,5V Antenne mit R 22 Basisvorspannung so weit reduzieren bis Klirrfaktor 1% (min.) erreicht
- WITH AM SECONDARY CIRCUIT OF F III SHORT CIRCUITED ADJUST WITH R 222 TO ZERO DEFLECTION
- 1 AJUSTER AVEC R 222 à DÉVIATION ZÉRO AVEC CIRCUIT SECONDAIRE AM DE F III COURT-CIRCUITÉ
- AT APPROX. 1mV AT FM-AERIAL INPUT, ADJUST WITH R 224 TO APPROX. 0,8 FOLD FINAL DEFLECTION
- 2 AJUSTER AVEC R 224 APPROX. 0,8 LA DÉVIATION TERMINALE AVEC APPROX. 1mV à l'ENTRÉE DE L'ANTENNE FM.
- ON MW 1MHz, 80% MOD. 0,5V ANTENNA VOLTAGE, REDUCE WITH R 222 BASE BIAS VOLTAGE UNTIL DISTORTION FACTOR IS 1% (MIN)
- 3 RÉDUIRE AVEC R 222 SUR 10 MHz 80% MOD. TENSION D'ANTENNE 0,5V LA TENSION INITIALE DE BASE JUSQU'À CE QUE LE FACTEUR DE DISTORTION ATTEIGNE 1% (MIN.)

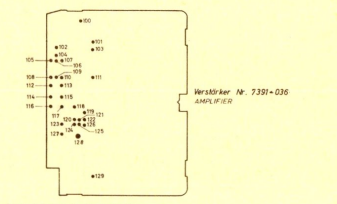


42, 43, 44, 45	236, 238, 239, 238, 239, 241, 242, 243, 244	41	406, 405, 408, 407, 408	409, 410, 412, 413, 415, 416, 417, 418, 419, 420, 422, 423, 424, 425, 426, 427, 428, 429, 431, 432, 433, 434, 435, 436, 437, 438, 439, 441, 442, 443, 444, 445, 446, 447, 448, 449, 451, 452, 453, 454, 455, 456, 457, 458, 459, 461, 462, 463, 464, 465, 466, 467, 468, 469, 471, 472, 473, 474, 475, 476, 477, 478, 479, 481, 482, 483, 484, 485, 486, 487, 488, 489, 491, 492, 493, 494, 495, 496, 497, 498, 499, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 511, 512, 513, 514, 515, 516, 517, 518, 519, 521, 522, 523, 524, 525, 526, 527, 528, 529, 531, 532, 533, 534, 535, 536, 537, 538, 539, 541, 542, 543, 544, 545, 546, 547, 548, 549, 551, 552, 553, 554, 555, 556, 557, 558, 559, 561, 562, 563, 564, 565, 566, 567, 568, 569, 571, 572, 573, 574, 575, 576, 577, 578, 579, 581, 582, 583, 584, 585, 586, 587, 588, 589, 591, 592, 593, 594, 595, 596, 597, 598, 599, 601, 602, 603, 604, 605, 606, 607, 608, 609, 611, 612, 613, 614, 615, 616, 617, 618, 619, 621, 622, 623, 624, 625, 626, 627, 628, 629, 631, 632, 633, 634, 635, 636, 637, 638, 639, 641, 642, 643, 644, 645, 646, 647, 648, 649, 651, 652, 653, 654, 655, 656, 657, 658, 659, 661, 662, 663, 664, 665, 666, 667, 668, 669, 671, 672, 673, 674, 675, 676, 677, 678, 679, 681, 682, 683, 684, 685, 686, 687, 688, 689, 691, 692, 693, 694, 695, 696, 697, 698, 699, 701, 702, 703, 704, 705, 706, 707, 708, 709, 711, 712, 713, 714, 715, 716, 717, 718, 719, 721, 722, 723, 724, 725, 726, 727, 728, 729, 731, 732, 733, 734, 735, 736, 737, 738, 739, 741, 742, 743, 744, 745, 746, 747, 748, 749, 751, 752, 753, 754, 755, 756, 757, 758, 759, 761, 762, 763, 764, 765, 766, 767, 768, 769, 771, 772, 773, 774, 775, 776, 777, 778, 779, 781, 782, 783, 784, 785, 786, 787, 788, 789, 791, 792, 793, 794, 795, 796, 797, 798, 799, 801, 802, 803, 804, 805, 806, 807, 808, 809, 811, 812, 813, 814, 815, 816, 817, 818, 819, 821, 822, 823, 824, 825, 826, 827, 828, 829, 831, 832, 833, 834, 835, 836, 837, 838, 839, 841, 842, 843, 844, 845, 846, 847, 848, 849, 851, 852, 853, 854, 855, 856, 857, 858, 859, 861, 862, 863, 864, 865, 866, 867, 868, 869, 871, 872, 873, 874, 875, 876, 877, 878, 879, 881, 882, 883, 884, 885, 886, 887, 888, 889, 891, 892, 893, 894, 895, 896, 897, 898, 899, 901, 902, 903, 904, 905, 906, 907, 908, 909, 911, 912, 913, 914, 915, 916, 917, 918, 919, 921, 922, 923, 924, 925, 926, 927, 928, 929, 931, 932, 933, 934, 935, 936, 937, 938, 939, 941, 942, 943, 944, 945, 946, 947, 948, 949, 951, 952, 953, 954, 955, 956, 957, 958, 959, 961, 962, 963, 964, 965, 966, 967, 968, 969, 971, 972, 973, 974, 975, 976, 977, 978, 979, 981, 982, 983, 984, 985, 986, 987, 988, 989, 991, 992, 993, 994, 995, 996, 997, 998, 999, 1001, 1002, 1003, 1004, 1005, 1006, 1007, 1008, 1009, 1011, 1012, 1013, 1014, 1015, 1016, 1017, 1018, 1019, 1021, 1022, 1023, 1024, 1025, 1026, 1027, 1028, 1029, 1031, 1032, 1033, 1034, 1035, 1036, 1037, 1038, 1039, 1041, 1042, 1043, 1044, 1045, 1046, 1047, 1048, 1049, 1051, 1052, 1053, 1054, 1055, 1056, 1057, 1058, 1059, 1061, 1062, 1063, 1064, 1065, 1066, 1067, 1068, 1069, 1071, 1072, 1073, 1074, 1075, 1076, 1077, 1078, 1079, 1081, 1082, 1083, 1084, 1085, 1086, 1087, 1088, 1089, 1091, 1092, 1093, 1094, 1095, 1096, 1097, 1098, 1099, 1101, 1102, 1103, 1104, 1105, 1106, 1107, 1108, 1109, 1111, 1112, 1113, 1114, 1115, 1116, 1117, 1118, 1119, 1121, 1122, 1123, 1124, 1125, 1126, 1127, 1128, 1129, 1131, 1132, 1133, 1134, 1135, 1136, 1137, 1138, 1139, 1141, 1142, 1143, 1144, 1145, 1146, 1147, 1148, 1149, 1151, 1152, 1153, 1154, 1155, 1156, 1157, 1158, 1159, 1161, 1162, 1163, 1164, 1165, 1166, 1167, 1168, 1169, 1171, 1172, 1173, 1174, 1175, 1176, 1177, 1178, 1179, 1181, 1182, 1183, 1184, 1185, 1186, 1187, 1188, 1189, 1191, 1192, 1193, 1194, 1195, 1196, 1197, 1198, 1199, 1201, 1202, 1203, 1204, 1205, 1206, 1207, 1208, 1209, 1211, 1212, 1213, 1214, 1215, 1216, 1217, 1218, 1219, 1221, 1222, 1223, 1224, 1225, 1226, 1227, 1228, 1229, 1231, 1232, 1233, 1234, 1235, 1236, 1237, 1238, 1239, 1241, 1242, 1243, 1244, 1245, 1246, 1247, 1248, 1249, 1251, 1252, 1253, 1254, 1255, 1256, 1257, 1258, 1259, 1261, 1262, 1263, 1264, 1265, 1266, 1267, 1268, 1269, 1271, 1272, 1273, 1274, 1275, 1276, 1277, 1278, 1279, 1281, 1282, 1283, 1284, 1285, 1286, 1287, 1288, 1289, 1291, 1292, 1293, 1294, 1295, 1296, 1297, 1298, 1299, 1301, 1302, 1303, 1304, 1305, 1306, 1307, 1308, 1309, 1311, 1312, 1313, 1314, 1315, 1316, 1317, 1318, 1319, 1321, 1322, 1323, 1324, 1325, 1326, 1327, 1328, 1329, 1331, 1332, 1333, 1334, 1335, 1336, 1337, 1338, 1339, 1341, 1342, 1343, 1344, 1345, 1346, 1347, 1348, 1349, 1351, 1352, 1353, 1354, 1355, 1356, 1357, 1358, 1359, 1361, 1362, 1363, 1364, 1365, 1366, 1367, 1368, 1369, 1371, 1372, 1373, 1374, 1375, 1376, 1377, 1378, 1379, 1381, 1382, 1383, 1384, 1385, 1386, 1387, 1388, 1389, 1391, 1392, 1393, 1394, 1395, 1396, 1397, 1398, 1399, 1401, 1402, 1403, 1404, 1405, 1406, 1407, 1408, 1409, 1411, 1412, 1413, 1414, 1415, 1416, 1417, 1418, 1419, 1421, 1422, 1423, 1424, 1425, 1426, 1427, 1428, 1429, 1431, 1432, 1433, 1434, 1435, 1436, 1437, 1438, 1439, 1441, 1442, 1443, 1444, 1445, 1446, 1447, 1448, 1449, 1451, 1452, 1453, 1454, 1455, 1456, 1457, 1458, 1459, 1461, 1462, 1463, 1464, 1465, 1466, 1467, 1468, 1469, 1471, 1472, 1473, 1474, 1475, 1476, 1477, 1478, 1479, 1481, 1482, 1483, 1484, 1485, 1486, 1487, 1488, 1489, 1491, 1492, 1493, 1494, 1495, 1496, 1497, 1498, 1499, 1501, 1502, 1503, 1504, 1505, 1506, 1507, 1508, 1509, 1511, 1512, 1513, 1514, 1515, 1516, 1517, 1518, 1519, 1521, 1522, 1523, 1524, 1525, 1526, 1527, 1528, 1529, 1531, 1532, 1533, 1534, 1535, 1536, 1537, 1538, 1539, 1541, 1542, 1543, 1544, 1545, 1546, 1547, 1548, 1549, 1551, 1552, 1553, 1554, 1555, 1556, 1557, 1558, 1559, 1561, 1562, 1563, 1564, 1565, 1566, 1567, 1568, 1569, 1571, 1572, 1573, 1574, 1575, 1576, 1577, 1578, 1579, 1581, 1582, 1583, 1584, 1585, 1586, 1587, 1588, 1589, 1591, 1592, 1593, 1594, 1595, 1596, 1597, 1598, 1
----------------	---	----	-------------------------	--

Verstärker Nr. 7391-036
AMPLIFIER

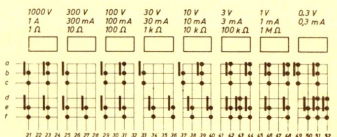


Teiler Nr. 7391-037
ATTENUATOR

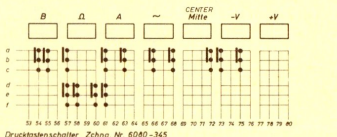


Verstärker Nr. 7391-036
AMPLIFIER

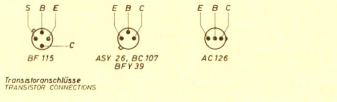
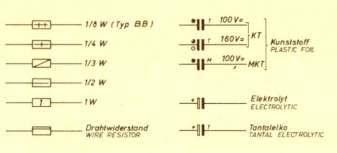
Steckerschlüsse für Einsteck-Connector für Plug-In



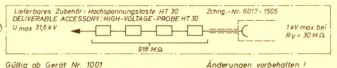
Drucktasenschalter Zehng Nr. 6080-344
PRESS BUTTON SWITCH



Drucktasenschalter Zehng Nr. 6080-345
PRESS BUTTON SWITCH



Transistorschlüsse TRANSISTOR CONNECTORS



Gültig ab Gerät Nr. 1001
FOR SETS FROM SERIAL NO. 1001



Universal-Voltmeter
UV 4
Gesamtschaltbild

Das neue transistorisierte GRUNDIG Universal-Voltmeter **UV 4**

D. FÜRST

Das von der Firma GRUNDIG neu entwickelte, volltransistorisierte Universal-Voltmeter UV 4 (Bild 1) zeichnet sich durch Stabilität, Erdfreiheit, hochohmigen Eingang (wie man ihn bei Röhrevoltmetern gewohnt ist) und durch Bedienungskomfort sowie wahlweisen Netz- oder Batteriebetrieb aus.

Eigenschaften des Gerätes

Eingangswiderstand und Art der Eingänge

Der Eingangswiderstand beträgt wie bei hochwertigen Röhrevoltmetern $30\text{ M}\Omega$. Er ist mit einer Toleranz von $\pm 2\%$ über alle Gleichspannungsmessbereiche konstant.

Für den Gleichspannungs- und Gleichstrom-Meßeingang sind eine erdfreie Massebuchse (1) und die Eingangsbuchse, bezeichnet mit V, A = vorhanden. Die angelegte Polung ist für die Gleichspannungsmessung beliebig und wird durch Drücken der mit V = + bzw. V = - bezeichneten Tasten gewählt. Lediglich bei der Gleichstrommessung muß auf die Polung geachtet werden, hier liegt der Pluspol an der Eingangsbuchse V, A =.

Für die Widerstandsmessung ist eine getrennte Buchse (Ω) herausgeführt, an der ein besonders gekennzeichnetes Kabel angeschlossen werden kann; dies vermeidet Fehlbedienungen und ein Umklemmen des Spannungsmesskabels.

Für die Wechselspannungsmessung ist ein gesonderter Tastkopf (HK 4) mit verschiedenen Besonderheiten entwickelt worden, auf den weiter unten noch näher eingegangen wird. Die getrennt eingebaute Buchse gestattet es, den Tastkopf dauernd angeschlossen zu lassen; durch einen Tastendruck der Taste V ~ wird das Gerät auf den Tastkopf geschaltet.

Für die Erdung des Gehäuses ist die Erdbuchse (1) vorgesehen. Um wahlweise die erdfreie Meß-Masse (1) mit dem Gehäuse oder mit einer separaten Erde oder eines sonstigen Potentials verbinden zu können, ist eine zweite Buchse (1) eingebaut worden. Außerdem wurde eine besondere Erdschelle (Zchn.-Nr. 6017—412) geschaffen, die es gestattet, die erdfreie Meß-Masse (1) und das Gehäuse (1) gleichzeitig über ein gesondertes Kabel mit Erde zu verbinden (wichtig bei Hochspannungsmessungen!).

Die Stromversorgung

Innerhalb der hinteren Geräterwand ist ein Raum für Einschübe vorgesehen, die über eine Steckverbindung mit dem Gerät verbunden werden.

Die Versorgungsspannung des Gerätes beträgt 12 V und kann von 11 V bis 14 V schwanken.

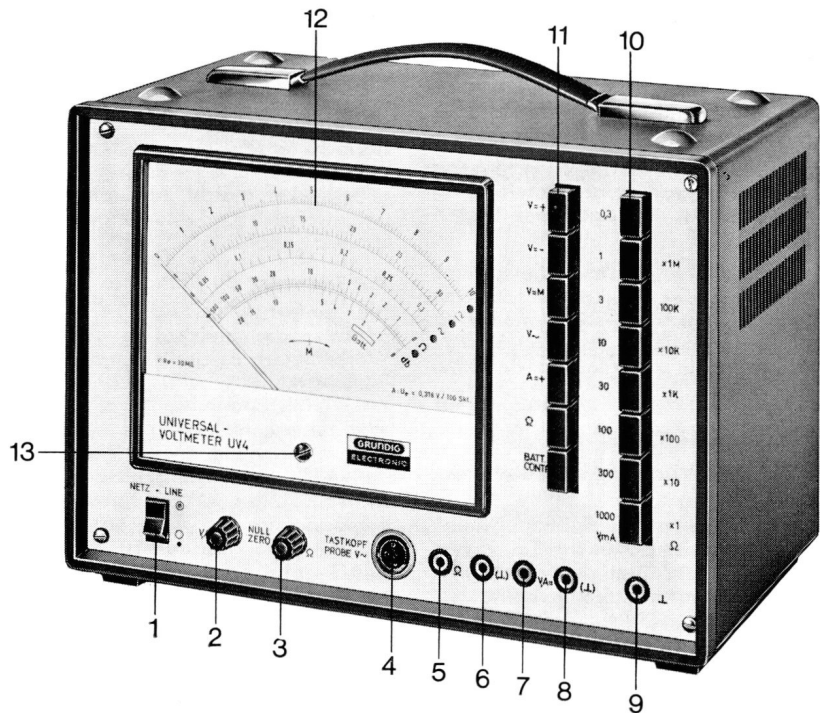


Bild 1 Das neue transistorisierte GRUNDIG Universal-Voltmeter UV 4 mit Bezeichnung der Bedienungsriffe

- ① Wippenschalter (Ein — Aus)
- ② Elektrische Nullpunktkorrektur
- ③ Regler zum Eichen des Ohm-Bereiches
- ④ Buchse zum Anschluß des Tastkopfes HK 4
- ⑤ Buchse zur Widerstands-Messung
- ⑥ Erdfreie Masse-Buchse
- ⑦ Eingangsbuchse für Gleichspannungen und Gleitströme
- ⑧ Erdfreie Masse-Buchse
- ⑨ Gehäusemasse-Buchse
- ⑩ Bereichschalter
- ⑪ Betriebsartenschalter
- ⑫ Instrument
- ⑬ Mechanische Nullpunktkorrektur

Der Netzeinschub (NE 12/21) ist zwischen 110 und 220 V umschaltbar; die Netzzuleitung wird über den am Gerät angebrachten Netzschalter an- und abgeschaltet.

Der Batterieeinschub (BE 12/10) wird mit zwei Nickel-Cadmiumbatterien Typ DEAC DKZ 5/225 bestückt. Auch hier hat der Netzschalter die Aus/Ein-Funktion. Die Batterien können über das Ladekabel L 12 am Netzeinschub NE 12/21 geladen werden.

Die Anzeige

Ein großes Instrument gestattet eine bequeme und genaue Ablesung. Ein Verwechseln der zu benutzenden Skala wird durch ein jeweils neben der Skala aufleuchtendes Lämpchen verhindert.

Die Bereiche sind um den Faktor $\sqrt[10]{10}$ abgestuft (3,16), für die Gleichspannungs- und Gleichstrommessungen ist eine Skala mit 100 und eine Skala mit 30 Teilstrichen vorgesehen. Durch eine

← **Gesamtschaltbild GRUNDIG Universal-Voltmeter **UV 4****

Kompensationsschaltung im Tastkopf ist auch bei Wechselspannungsmessungen bis auf den 0,3-V-Bereich keine getrennte Skala nötig.

Die dB-Skala gestattet auch Dämpfungsmessungen über alle Bereiche vom 1-V-Bereich bis zum 300-V-Bereich (max. 240 V).

Die Meßbereiche

Die Gleichspannungsmessbereiche umfassen 0,3 V...1000 V Endausschlag, unterteilt in 8 Bereiche.

Die Gleichstrombereiche wurden von 0,3 mA...1000 mA gewählt, ebenfalls in 8 Bereiche unterteilt. Für den Endausschlag werden 0,316 V benötigt.

Die Widerstandsbereiche sind dekadisch gestuft und umfassen die Bereiche von 10 Ω...10 MΩ, bezogen auf Skalenmitte.

Die Wechselspannungsbereiche haben in Stellung 1:1 des Tastkopfes HK 4 die Endwerte von 0,3 V...24 V im 30-V-Bereich, in der Stellung 1:10 von 30 V...max. 240 V_{eff} in den gleichen Bereichen des Voltmeters.

Der Tastkopf HK 4

Der Tastkopf HK 4 hat zwei Besonderheiten:

1. Einen eingebauten Spannungsteiler, der wahlweise zwischen der Teilung 1:1 und 1:10 umgeschaltet werden kann. So ist es möglich, bei Verwendung von Halbleiterdioden (Silizium) Spannungen bis zu 240 V_{eff} zu messen.

2. Eine eingebaute Glühlampe, die von außen sichtbar ist und als Überlastungsschutz dient; und zwar einmal, um Gleichspannungsstöße so zu begrenzen, daß die Dioden geschützt sind und ein andermal, um anzuzeigen, daß die angelegte Wechselspannung zu hoch ist. Hierbei ist jedoch zu beachten, daß eine niederohmige Wechselspannungsquelle einen großen Strom an die Glühlampe liefern kann; man soll daher bei unbekannter Spannung zunächst die Stellung 1:10 einschalten. Die maximal anzulegende Spannung beträgt 240 V_{eff}.

Der Frequenzumfang reicht von 30 Hz...100 MHz. Es konnte ein Eingangswiderstand von 1 MΩ (bis 300 kHz) erreicht werden; bei 100 MHz sinkt er auf nur 20 kΩ.

Die Schaltung des Gerätes

Schaltungsprinzip des Zerahackervoltmeters

Während bei Röhrenschaltungen die Brückenschaltung zweier Gleichstromverstärkerstufen, die meist als Impedanzwandler geschaltet sind, seit vielen Jahren die Standardschaltung der Röhrevoltmeter ist, läßt sich diese Schaltung wegen der Stromsteuerung der Transistoren nicht ohne weiteres auf Transistor-schaltungen übertragen.

Aus der Vielzahl der möglichen Schaltungen mit Transistoren ragt ein Schaltungsprinzip wegen seiner Stabilität und seines relativ unkomplizierten Aufbaues, bedingt durch das gute Schaltverhalten des Transistors, heraus: der Z e r h a c k e r v e r s t ä r k e r.

Das Schaltungsprinzip zeigt **Bild 2**.

Die Eingangsgröße wird über diverse Teiler in eine Spannung umgewandelt;

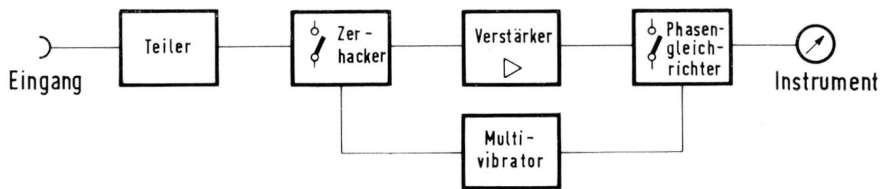


Bild 2 Das Schaltungsprinzip des Universal-Voltmeters UV 4

diese Gleichspannung wird durch einen Transistorzerhacker in Parallelschaltung in eine Rechteckspannung umgewandelt, anschließend in einem durch Gegenkopplung sehr stabil gemachten Wechselspannungsverstärker verstärkt und danach durch einen phasenrichtigen Gleichrichter, der im Prinzip dem Parallelzerhacker gleicht, in Gleichspannung umgewandelt und am eingebauten Instrument angezeigt.

Der Transistor als Zerhacker

Die einfachste Art des Transistorzerhackers, die gleichzeitig relativ gute Werte liefert, ist der sogenannte Parallelzerhacker.

Eine Gleichspannung wird über einen Widerstand im Rhythmus einer Steuerwechselspannung gegen Masse kurzgeschlossen. So entsteht eine — im einfachsten Falle der Ansteuerung — Rechteckspannung, die synchron zur Steuerung des Schalters ist.

Bild 3 zeigt das Ersatzschaltbild eines idealen Parallelzerhackers.

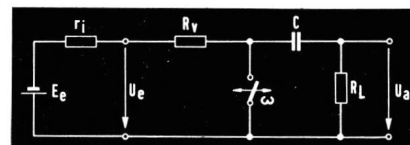


Bild 3

Für Voltmeter ist im Normalfall $R_v \gg r_i$, außerdem ist $R_L \gg \frac{1}{\omega C}$, so daß für die Spannung am Verstärkereingang gilt:

$$U_a \approx U_e \cdot \frac{R_L}{R_v + R_L}$$

Setzen wir als Schalter einen Transistor ein, so ergibt sich die Schaltung nach **Bild 4**.

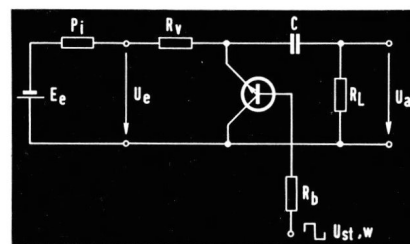


Bild 4

Der Transistor wird nicht im normalen Kennlinienbereich betrieben, sondern in der Nähe des Nulldurchganges. Eine Besonderheit dabei ist, daß Emitter und Kollektor vertauscht werden. Dadurch ergeben sich steilere und geradlinigere Kennlinien, geringere Temperaturabhängigkeit, geringere Fehlerspannung und praktisch kein Fehlerstrom.

Durch die Rückwirkung zwischen Basis und der Emitter-Kollektorstrecke steht zwischen Emitter und Kollektor eine Feh-

lerspannung, d. h. bei Meßspannung $U_e = \text{Null}$ steht am Ausgang des Zerhackers eine Wechselspannung U_{eco} . Diese Fehlerspannung wird im UV 4 durch eine Gleichspannung kompensiert, die gleichzeitig zur Einstellung des Nullpunktes des Gerätes dient. Der Vorwiderstand R_b vor der Basis ist von den Transistordaten abhängig und wird für eine bestimmte Transistorart optimal dimensioniert.

Die Ersatzschaltung des Transistor-Parallelzerhackers zeigt **Bild 5**. Der Transistor

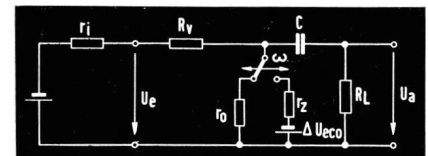


Bild 5

hat den Sperrwiderstand r_o und den Durchlaufwiderstand r_z . Die Spannung ΔU_{eco} ist die Änderung der Fehlerspannung durch Temperatur- und Steuer Spannungsschwankungen u_s .

Schaltungseinzelheiten

Zum Eingang

In den Bereichen 0,3 V, 1 V und 3 V liegt der Eingang über einen aufgeteilten Vorwiderstand, der zusammen mit den Kondensatoren C 101 und C 102 als Filter dient und den Zerhacker-Vorwiderstand bildet, direkt am Zerhacker und am Verstärkereingang. Die Glühlampe La 101 dient als Überspannungsschutz.

Wenn im 10-V-Bereich der Vorteiler eingeschaltet wird (R 201 — 207), ist die Schwankung des Eingangswiderstandes bereits kleiner als 2%.

Zur Gegenkopplung

Eine große Grundgegenkopplung (ca. 1:30) macht den Verstärker (T 102 — T 106) außerordentlich stabil gegen Schwankungen jeder Art. Sie ist als Parallelgegenkopplung über alle Stufen ausgeführt. Dadurch wird außerdem der Lastwiderstand R_L des Zerhackers (siehe **Bild 5**) verkleinert, so daß der Eingangswiderstand der ersten Verstärkerstufe und der Sperrwiderstand r_o des Zerhackers praktisch vernachlässigbar sind. Die Wechselspannungs-Grundgegenkopplung wird aus den Widerständen R 127, R 120, R 110, R 113, R 114 gebildet.

Die Empfindlichkeit für den 1-V- und 3-V-Bereich wird durch zusätzliche Gleichspannungsgegenkopplung heruntersgeschaltet, so daß die Stabilität nochmals erhöht wird. Für die Bereiche 10...1000 V wird die Empfindlichkeit von 1 V beibehalten und die Eingangsspannung am Vorteiler herabgesetzt.

Zur Gleichrichtung

Die Rechteckspannung am Ausgang des Verstärkers (T 106) wird durch einen wei-

teren Transistor, der im Prinzip ebenfalls ein Parallelzerhacker ist, gleichgerichtet. Ist der Transistor (T 107) leitend, so liegt, da er vom gleichen Multivibrator (T 108 — T 110) angesteuert wird, jeweils eine Halbwellen an Masse. In der nächsten Halbperiode ist er gesperrt, d. h. die Spannung steht voll über dem Vorwiderstand R 127 und dem Siebwiderstand R 129 am Instrument. Es wird also der Gleichstrom-Mittelwert gegen Masse aus der verstärkten Rechteckspannung gebildet (siehe Bild 6).

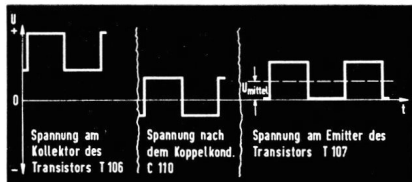


Bild 6

Zur Anwendung des Gerätes

Der Platz dieser „Technischen Information“ würde nicht ausreichen, um die verschiedenartigen Anwendungsfälle für das UV 4 alle aufzuführen.

Der Praktiker ist vom Röhrenvoltmeter her mit vielen Anwendungsfällen vertraut. Zu diesen kommen bei Verwendung des UV 4 noch eine ganze Anzahl hinzu:

Die Erdfreiheit

Man braucht beim UV 4 nicht erst das Gerät vorsichtig von den anderen abzurücken und es über einen hochwertigen Trenntrafo anzuschließen, wenn man in der Schaltung eines Gerätes die Spannung zwischen zwei „heißen“ Punkten messen möchte, man geht einfach mit den Meßkabeln an die beiden Punkte; die zu messende Spannung kann genau — ohne erst die Differenz zweier Spannungen bilden zu müssen — gemessen werden. Das ist besonders wichtig bei der Messung von Basis-Emitter-Spannungen bei Transistoren. Dazu kommt noch der empfindliche Meßbereich von 0,3 V.

Der wahlweise Netz- und Batteriebetrieb

In Labor und Werkstatt ist Netzbetrieb das Gegebene; will man aber auch auf dem freien Feld oder im Fahrzeug Messungen durchführen, so schraubt man an der Rückwand die Abdeckung ab und wechselt das Netzteil gegen das Batteriegerät aus, und schon ist das Gerät unabhängig von der Steckdose. Auch der Service-Techniker wird diese Eigenschaft schätzen.

Der eingebaute Stromteiler

Da das Gerät erdfrei ist, konnte ohne weiteres ein Teiler für Strommessungen eingebaut werden. Zur Ruhestromeinstellung einer Transistor-Endstufe z. B. muß man nicht erst ein Vielfachinstrument anschließen, sondern man wählt durch Tastendruck am UV 4 die Betriebsart A =.

Literatur:

J. Hackel, H. Hagemann „Anwendung von Transistoren als Präzisions-Zerhacker“, Elektronische Rundschau, Heft 3/1963, Seiten 122...132.

Technische Daten **UV 4**

Gleichspannungs-Messungen

Eingänge: erdfrei, unsymmetrisch

Spannungsmessung

Bereiche: 0,3/1/3/10/30/100/300/1000 V, Skalen durch Lampen angezeigt
 Eingangswiderstand: $R_e = 30 \text{ M}\Omega \pm 2\%$ || ca. 50 pF
 Anzeigegenauigkeit: $\pm 2,5\%$ v. E. 0...60°C
 Überspannung zwischen den Meßbuchsen (1) und V,A =:
 in den Bereichen 0,3...3 V max. 500 V =
 in den Bereichen 10 V...1000 V max. 1500 V =

Strommessung

Bereiche: 0,3/3/1/3/10/30/300/1000 mA, Skalen durch Lampen angezeigt
 Spannungsbedarf: 0,316 V bei Vollausschlag
 Anzeigegenauigkeit: $\pm 3\%$ v. E. 0...60°C

Widerstandsmessung

Bereiche: 10/100/1 k/ 10 K/100 K/1 M/10 M Ω (Werte in Skalenmitte), Skala durch Lampe angezeigt
 max. 1,5 V
 Spannungsabfall: $\pm 5\%$ in den Bereichen 100 Ω ...10 M Ω
 Anzeigegenauigkeit: $\pm 7,5\%$ in dem Bereich 10 Ω

Einfluß von Spannungen zwischen der Meßbuchse (1) und geerdetem Gehäuse (1) bei Netz- als auch Batteriebetrieb

Wechselspannung: bei Netzfrequenz (40...60 Hz) bis zu Spannungen von 100 V_{eff} zusätzlich Fehler $\leq \pm 0,5\%$ v. E. von 100 V_{eff}...240 V_{eff} zusätzl. Fehler $\leq -2\%$ In der Nähe der Zerhackerfrequenz von ca. 600 Hz beträgt der zusätzliche Fehler bei Spannungen bis zu 1 V_{eff} $\pm 2\%$
 Gleichspannung: bei Spannungen bis zu 300 V zusätzl. Fehler $\leq 0,5\%$

Temperatureinfluß

Änderung der Anzeige innerhalb des Bereiches 0...60°C $\leq \pm 1\%$
 Nullpunktdrift $\leq +0,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

Feuchteinfluß

Anzeige- und Nullpunktdrift $\leq 0,6 \text{ mV}/10\%$ rel. Feuchte

Spannungseinfluß

Abweichungen durch Änderung der Batteriespannung
 Anzeigedrift $\pm 1,5 \text{ mV} / \pm 1 \text{ V } U_B$
 Nullpunktdrift $\pm 1,0 \text{ mV} / \pm 1 \text{ V } U_B$
 Bei Netzbetrieb haben Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$ keinen Einfluß auf die Anzeige

Wechselspannungsmessungen in Verbindung mit dem Tastkopf HK 4

Stellung des Schalters 1:1

max. Spannung: 24 V_{eff} oder 33 V[^] oder 65 V_{SS}
 Eingangskapazität: bei 100 kHz und 0,2 V ca. 8,5 pF
 bei 30 MHz und 6 V ca. 6 pF
 Eingangswirkwiderstand: In Abhängigkeit von der Meßspannung bis 300 kHz:

U_e	R_e (ca.)
10 V	1 M Ω
3 V	1,25 M Ω
1 V	2,25 M Ω
0,3 V	6,5 M Ω

In Abhängigkeit von der Frequenz, $U_e = 6 \text{ V}$:

f	R_e (ca.)
bis 300 kHz	1 M Ω
1 MHz	750 k Ω
3 MHz	450 k Ω
10 MHz	200 k Ω
30 MHz	70 k Ω
100 MHz	20 k Ω

Fortsetzung der technischen Daten auf der nächsten Seite

Frequenzgang:	zwischen 150 Hz und 30 MHz linear und unabhängig von der Spannung		
untere Frequenzgrenze:	U_e	— 0,5 dB	— 1,0 dB
	0,3 V	10 Hz	5 Hz
	1,0 V	25 Hz	15 Hz
	10,0 V	50 Hz	30 Hz
obere Frequenzgrenze:	weitgehend spannungsunabhängig bis 60 MHz + 0,5 dB bis 100 MHz + 1,5 dB		
Anzeigegenauigkeit:	$\pm 5\%$ v. E. zwischen 20... 40°C und 1 V... 30 V $\pm 7,5\%$ v. E. zwischen 20... 30°C u. Bereich 0,3 V		
Überlastung:	Gleichspannung max. 250 V Wechselspannung max. 25 V _{eff}		

Stellung des Schalters 10:1

Bereiche:	3 V/10 V/30 V am Gerät entsprechen 30 V/100/300 V _{eff} am Tastkopf		
max. Meßspannung:	240 V _{eff} , 330 V [^] , 650 V _{SS} durch Glimmlampe Überlastungsgeschützt, zur Kontrolle sichtbar		
Eingangskapazität:	ca. 5 pF		
Eingangswiderstand:	weitgehend spannungsunabhängig, bei 300 kHz ca. 1 M Ω Verlauf in Abhängigkeit von der Frequenz wie in Stellung 1:1		
Frequenzgang:	von 50 Hz bis 20 MHz linear und unabhängig von der Spannung		
untere Frequenzgrenze:	U_e	— 0,5 dB	— 1,0 dB
	30 V	25 Hz	15 Hz
obere Frequenzgrenze:	U_e	— 0,5 dB	— 1,0 dB
	3 V	60 MHz	80 MHz
Anzeigegenauigkeit:	$\pm 6\%$ v. E. zwischen 0... 40°C und 10 V... 240 V		
Überlastung:	Gleichspannung max. 500 V Wechselspannung max. 350 V _{eff}		

Stromversorgung:

Netzbetrieb:	Netzeinschub NE 12/21 Wechselspannung 110/220 V umschaltbar, 50... 60 Hz Leistungsaufnahme ca. 5 VA
Batteriebetrieb:	Batterieeinschub BE 12/10 Die Batterien sind im Lieferprogramm nicht enthalten, Bestückung: 2 Stück Nickel-Cadmium-Batterien, Typ DKZ 5/225, Fa. DEAC Nennbetriebsspannung 12 V (insgesamt), Kapazität 225 mAh mit Netzeinschub NE 12/21 über Ladekabel L 12 aufladbar
Stromaufnahme:	ca. 12 mA

Bestückung

Transistoren:	2 x BF 115, 3 x BC 107, 2 x BF 39 II, 2 x ASY 26, AC 126
Dioden:	Zenerdiode Typ 9605, Fa. ECO

Abmessungen:

Breite ca. 300 mm
Höhe ca. 218 mm
Tiefe ca. 176 mm

Gewicht:

ca. 4,8 kg (ohne Einschub)

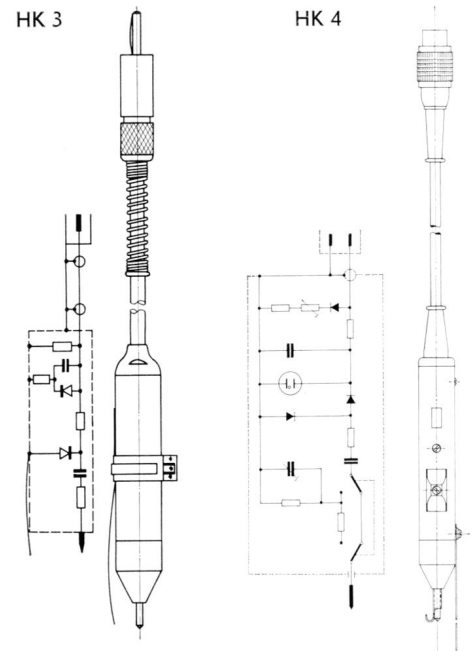
Mitgeliefertes Zubehör:

Anschlußkabel 6050
Anschlußkabel 6047 B

Lieferbares Zubehör:

Netzeinschub NE 12/21
Batterieeinschub BE 12/10 (ohne Batterien)
Ladekabel L 12
Hochspannungsmefßtaste HT 30
Anschlußkabel 6050 A
Satz Übergangsstücke Z 3
Gleichspannungsprüfspitze 247 B
Gleichspannungsprüfspitze (R 200 k Ω) 247 C
HF-Tastkopf HK 3
HF-Tastkopf HK 4

Hochfrequenzmeß-Tastköpfe für das Universal-Voltmeter UV 4



Der **Tastkopf HK 3** wird verwendet für Messungen an nichtlinearen Bauelementen (Dioden, Transistoren o. ä.) auch mit geringer HF-Spannung. Dazu kann der im allgemeinen mit 800 Hz modulierte HF-Träger demoduliert und das NF-Signal anschließend verstärkt und angezeigt werden, z. B. mit Oszillographen oder NF-Röhrenvoltmetern.

Weiterhin läßt sich in Verbindung mit einem Wobbler und einem Oszillographen der Frequenzgang von Filtern, Verstärkern, Resonanzkreisen usw. untersuchen.

Bei all diesen Anwendungsmöglichkeiten sind der große Frequenzbereich von 200 kHz... 2000 MHz und die geringe Eingangskapazität des Tastkopfes sehr vorteilhaft.

Technische Daten:

Frequenzbereich: 200 kHz... 300 MHz
als Spannungsindikator bis 2000 MHz
Meßgenauigkeiten: besser $\pm 8\%$

Der Tastkopf ist linearisiert, daher keine Eichkurve erforderlich.

Ablesung des Meßwertes auf der entsprechenden Gleichspannungsskala des Röhrenvoltmeters.

Eingangskapazität: ca. 1,4 pF

Eingangswiderstand:

Bis 1 MHz ca. 100 k Ω
10 MHz ca. 70 k Ω
30 MHz ca. 60 k Ω
60 MHz ca. 30 k Ω
100 MHz ca. 20 k Ω
300 MHz ca. 4 k Ω

Max. meßbare Spannung: 15 V_{eff}
max. zulässige Gleichspannungskomponente an der Tasts Spitze: 250 V

Die Daten des **Tastkopfes HK 4** sind in dem nebenstehenden Beitrag bzw. in der Tabelle enthalten.

Weitere Angaben enthält der GRUNDIG Meßgeräte-Katalog.

Die triggerbare Zeitablenkung von Oszillographen

In fortschreitendem Maße werden moderne Oszillographen mit triggerbaren Zeitablenkungen ausgestattet. Dieses ist im Hinblick auf die neuzeitliche Gerätetechnik sehr begrüßenswert — ja vielleicht sogar unumgänglich, wenn der Anwender in seinem Gebiet jeder Problemstellung gerecht werden will. Leider muß man aus dem Munde von Technikern immer wieder die irrige Ansicht hören, daß die triggerbare Zeitablenkung in ihrer Handhabung um ein Vielfaches komplizierter sei als die konventionelle Synchronisation. Dieser Voreingenommenheit zu begegnen und zu zeigen, daß die Triggerung der Synchronisation überlegen ist, soll das Ziel dieses Beitrages sein.



Impulsoszillograph JO 20/13 mit 2-Strahl-Einschub

Was heißt „triggern“?

Das Wort „triggern“ kommt aus dem technisch-englischen Sprachschatz und heißt auf deutsch „auslösen“ oder „gesteuert auslösen“. Allgemein wird dieser Ausdruck nicht nur in der Oszillographentechnik, sondern genauso in der weitläufigen Impulstechnik für das „Auslösen“ von Multivibratoren mit stabilen Zuständen gebraucht, wie sie z. B. in der Datenverarbeitungs- oder Zählertechnik in großem Umfange Anwendung finden. Wir wollen uns jedoch darauf beschränken, die Triggerung nur im Zusammenhang mit Oszillographen zu behandeln.

Synchronisation — Triggerung

Das Prinzip eines jeden Oszillographen beruht darauf, daß eine in horizontaler Richtung mit linearem Zeitmaßstab geschriebene X-Achse (Zeitbasis) in vertikaler Richtung durch das zu messende Signal ausgelenkt wird. Sorgt man nun durch Schaltungsmaßnahmen dafür, daß die Zeitbasis in Gleichlauf mit dem Meßsignal gebracht wird, so entstehen stehende Bilder. Dieses kann zum Beispiel durch Synchronisation des Zeitbasisgenerators mit dem Meßsignal geschehen. Hierbei dient ein kontinuierlich schwingender Sägezahn-generator zum Erzeugen der Horizontalablenkung. Die Synchronisation mit dem Meßsignal wird dadurch erreicht, daß dieser Generator immer kurz vor Beendigung einer Schwingungsperiode zum „Zurückkippen“ (Strahlrücklauf) gezwungen wird. Das bedingt, daß die am Y-Eingang liegende Frequenz immer etwas höher als die Eigenfrequenz des Sägezahn-generators oder ein ganzzahliges Vielfaches davon sein muß (Bild 1 a—c), damit der Elektronenstrahl am linken Bildrand des Oszillographenschirms immer wieder bei gleicher Phase des Meßsignals mit dem Schreiben einsetzt, andernfalls beginnt das Oszillogramm zu springen (Bild 1 b). Weitauß eleganter läßt sich der Gleichlauf zwischen X- und Y-Achse durch Verwendung eines triggerbaren Zeitablenkenteiles erreichen, bei dem immer erst ein bestimmtes Spannungsniveau des Meßsignals eine Sägezahn-

periode auslöst. Nach Durchlaufen einer Periode springt der Sägezahn-generator in seine Ausgangsstellung zurück (Leuchtfleck am linken Bildrand) und wartet dort, bis die Meßspannung wieder das auslösende (triggernde) Niveau erreicht hat. In Wartestellung wird die Kathodenstrahlröhre dunkelgesteuert, damit der Leuchtfleck keine Störungen auf dem Bildschirm verursachen kann.

Bilder 2 a—b zeigen den Spannungsverlauf an Zeit- und Meßplatten bei einem triggerbaren Zeitablenkenteil: Bei dem Spannungsniveau (A) wird die Zeitspannung (Bild 2 b) ausgelöst. Bis zu Punkt B (Bild 2 a) gelangt das Meßsignal zur Abbildung. Danach springt der Strahl an den linken Bildrand zurück und wartet solange, bis das Meßsignal abermals die auslösende Phase A' erreicht hat. Damit setzt der eben geschilderte Ablauf von neuem ein.

Durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen in den triggerbaren GRUNDIG Oszillographen wird erreicht, daß bei mehrmaligem Wiederkehren desselben Spannungsniveaus während einer Sägezahnperiode der lineare Zeitablauf nicht beeinflusst wird (Bild 3).

Es versteht sich, daß die Zeitbasis nicht unbedingt vom Meßsignal her, sondern ebensogut von einer separat an den Oszillographen geführten Spannung getriggert werden kann.

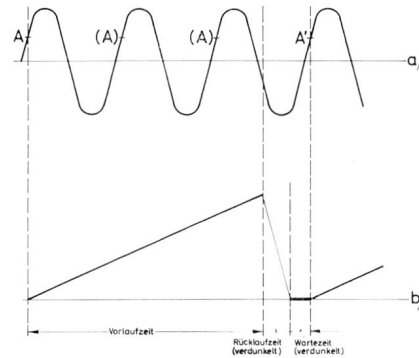


Bild 1 Spannungsverlauf an X- und Y-Achse bei der Synchronisation

Bild 3 Mehrmaliges Wiederkehren des gleichen Spannungsniveaus während einer Sägezahnspannungsperiode beeinflusst bei den GRUNDIG-Oszillographen nicht den linearen Zeitablauf

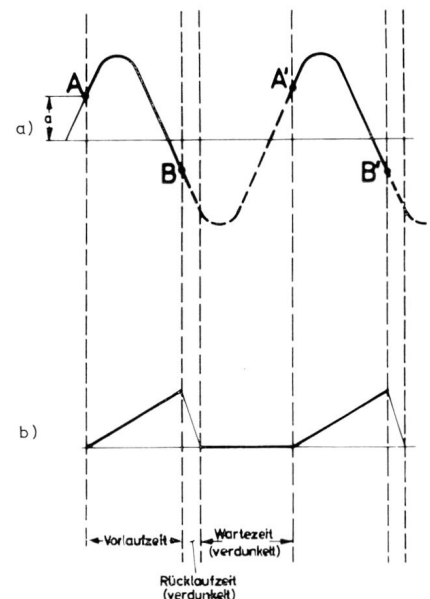


Bild 2 Spannungsverlauf an X- und Y-Achse bei der Triggerung

Welche Vorteile bietet die Triggerung gegenüber der Synchronisation?

Der Leser wird aus dem eben Gehörten erkannt haben, daß die Triggerung vor allem zwei Vorteile bietet:

1. Unabhängig von der Frequenz des Meßsignals aufgelöste, also stehende Oszillogramme;
2. Möglichkeit zur Darstellung nicht-periodischer Vorgänge.

Zu diesen Vorteilen gesellt sich nun bei den triggerbaren GRUNDIG Oszillographen noch, daß das Spannungsniveau für den Triggereinsatz in positiver wie auch in negativer Richtung auf einen beliebigen Punkt geregelt werden kann. Bei den Service-Oszillographen W 2/13 und G 3/13 läßt sich der Triggereinsatz jeweils von der Null-Linie aus bis zum positiven bzw. negativen Scheitelwert der Meßspannung, bei den weiteren Impuls- und Meßoszillographen beliebig auf dem positiven oder negativen Kurvenanstieg von Scheitel bis Scheitel wählen.

Wir wollen die drei genannten Vorteile anhand von Beispielen nun näher betrachten:

Frequenzunabhängigkeit

Jeder, der schon mit ausschließlich synchronisierbaren Oszillographen gearbeitet hat, weiß, daß schon nach geringfügiger Frequenzänderung der Meßspannung ein Nachstellen der Zeitbasis erforderlich wird. Dieser Faktor ist besonders bei Frequenzgang-Messungen an NF-Verstärkern unangenehm.

Bei einem triggerbaren Zeitablenkteil hingegen bleibt ein stehendes Bild bei beliebiger Frequenz am Y-Eingang erhalten. So wurden die Oszillogramme **Bilder 4 a — e** mit einer konstanten Zeitbasis von 1 ms/cm und einer Meßfrequenzvariation von etwa 1:50 ohne Einstellungsänderungen am Oszillographen aufgenommen. Der Punkt A bezeichnet den Triggerpegel.

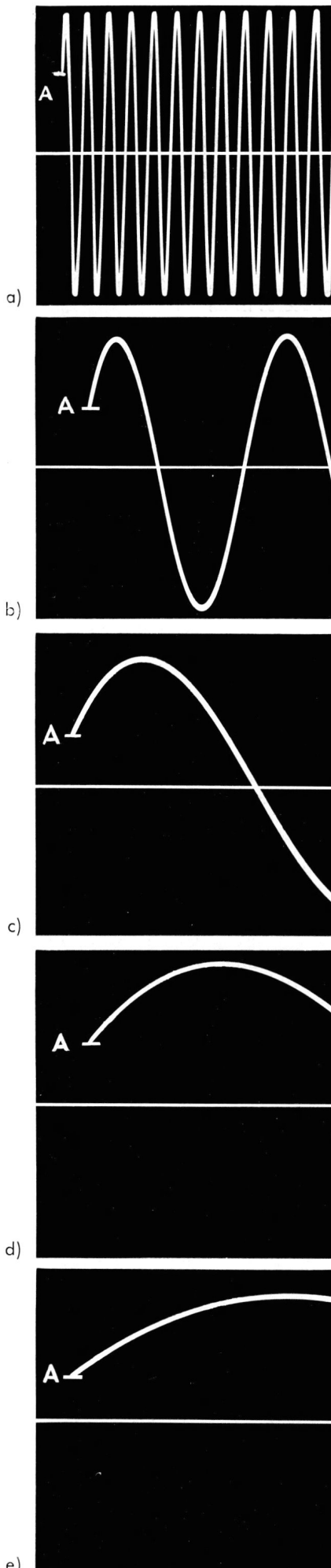
Die Oszillogramme **Bilder 4 c — e** zeigen außerdem sehr anschaulich, daß die Meßfrequenz nicht mehr gleich bzw. ein ganzzahliges Vielfaches der Horizontalfrequenzen sein muß, wie es bei der Synchronisation gefordert wird. Es lassen sich sogar Frequenzen, die um ein Vielfaches kleiner als die Zeitfrequenz sind, darstellen. Dadurch wird eine ausgezeichnete Zeitdehnung ermöglicht.

Allerdings sind dieser Dehnung, bedingt durch die auf dem Bildschirm maximal erreichbare Helligkeit, Grenzen gesetzt, da ja der Elektronenstrahl nur den der Zeitdehnung entsprechenden Bruchteil der Meßfrequenzperiode abgelenkt wird. In der übrigen Zeit verharrt er in Wartestellung.

Ein wesentlicher Punkt sei an dieser Stelle noch erwähnt: Bedingt durch die Frequenzunabhängigkeit triggerbarer Oszillographen kann zur Vereinfachung der Bedienung ohne weiteres eine Feinregelung für die Zeitfrequenz entfallen. Allerdings ist dafür Voraussetzung, daß die Zeitbasis in ausreichend viele Bereiche aufgeteilt wird. Dieses wurde bei den GRUNDIG Oszillographen W 2/13 und G 3/13 mit Erfolg durchgeführt.

Die Darstellung nichtperiodischer Vorgänge

War es mit der Synchronisation noch möglich, periodisch wiederkehrende Vorgänge sichtbar zu machen, so versagt



diese Betriebsart gänzlich, wenn es um das Oszillographieren nichtperiodischer Vorgänge geht. Als Beispiel seien genannt: die Prüfung von Kontakten jeglicher Art, die Messung der Leuchtzeit von Blitzgeräten oder das Ermitteln von Kameraverschlußzeiten. Für derartige Anwendungsfälle eignen sich besonders gut die GRUNDIG Oszillographen IO 16/13 oder IO 20/13, die über eine Verzögerungsleitung bzw. Laufzeitkette im Meßverstärkerzug verfügen. Dadurch wird erreicht, daß das Meßsignal erst unmittelbar nach Einsetzen der Horizontalablenkung an die Meßplatten gelangt und somit nichts von der Vorderflanke des zu oszillographierenden Signales verlorengelht. Allerdings kann oft bei relativ langsam ablaufenden Vorgängen auf eine derartige Verzögerung verzichtet werden. Anhand einer genauen Problemstellung und der Technischen Daten der in Frage kommenden Oszillographen läßt sich jedoch schnell klären, ob eine Verzögerungsleitung erforderlich ist oder nicht.

Beliebige Wahl des Triggerpegels

Daß die beliebige Wahl des Triggerpegels (Niveau-Regler) von Bedeutung sein kann, veranschaulichen am besten die Oszillogramme **Bild 5**. Sie zeigen das Videoausgangssignal des GRUNDIG Bildmustergenerators SG 3. Zur Aufnahme der Oszillogramme **5 a — e** wurde der Triggerpegel (A) auf den Bildinhalt gelegt. So ist es möglich, ohne daß das Oszillogramm ins Springen gerät, die Amplitude des Synchronimpulses zu verändern, bzw. denselben ganz auf Null zu regeln (**Bild 5 a**). Bei den Oszillogrammen **5 f — i** wurde das Niveau etwas negativer gewählt, womit die Sägezahnspannung durch den Synchronimpuls ausgelöst wurde. Dadurch kann jetzt ohne Veränderung der Bildstabilität der Bildinhalt am Bildmustergenerator beliebig variiert werden.

Hinweise zum Umgang mit triggerbaren Oszillographen

Sämtliche triggerbaren GRUNDIG Oszillographen verfügen über vier verschiedene Einstelleinheiten für die Zeitablenkung:

1. Synchronisations- bzw. Triggerart,
2. Zeitfrequenzwahl,
3. Stabilität (synchronisiert-getriggert),
4. Niveau (Triggerpegel).

Unter Synchronisations- bzw. Triggerart fallen die Schalter, die einerseits zwischen der Ansteuerart — z. B. Intern, Extern, Netz — wählen und andererseits den für die Ansteuerung gewollten Flankenverlauf (+ —) herausuchen. Bei den größeren Oszillographen ist zusätzlich noch ein Schalter zur Variation der Ankopplungsart (=, ~, ≈) vorhanden.

Die Zeitfrequenzwahl bestimmt die Schreibgeschwindigkeit in horizontaler Richtung, weshalb die Einstellorgane auch ausschließlich in Geschwindigkeit geeicht sind. Eine frequenzgeichte Horizontalablenkung ist bei triggerbaren Oszillographen völlig sinnlos, da ja im getriggerten Betrieb die Folgefrequenz ausschließlich durch das Meß- bzw. Steuersignal bestimmt wird. Jedoch schließt eine Eichung im Zeitmaßstab eine Frequenzmessung nicht aus. (Im folgenden Absatz „Meßpraxis“ wird hierzu ein Beispiel gebracht.)

◀ Bild 4 Verschiedene mit gleichem Zeitmaßstab aufgenommene Sinusspannungen

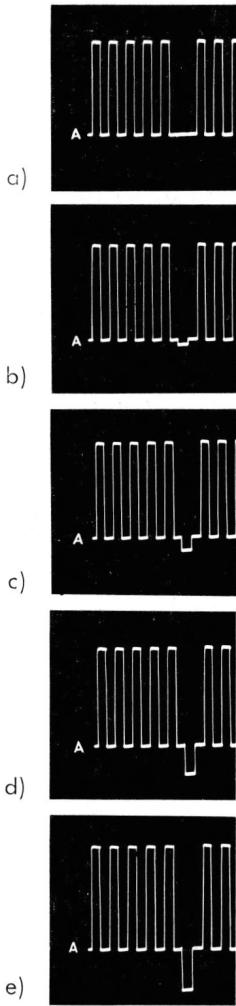


Bild 5 a . . . e Wird der Triggerpegel auf den Bildinhalt des dargestellten Fernsehsignals gelegt, läßt sich die Höhe des Synchronimpulses beliebig ändern.

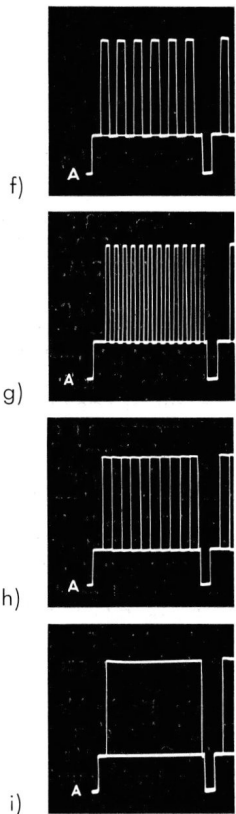
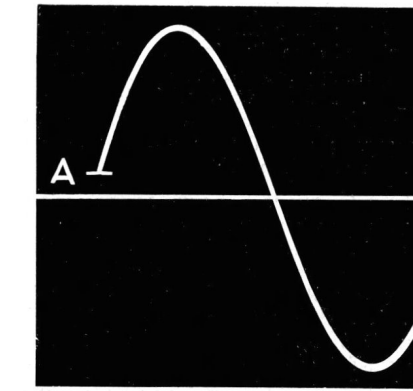
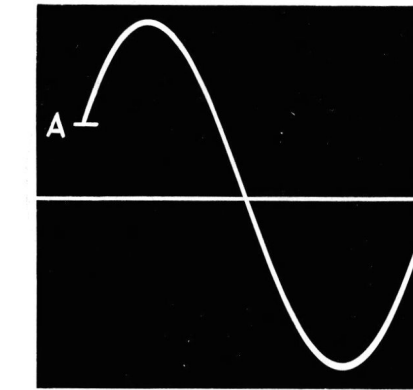


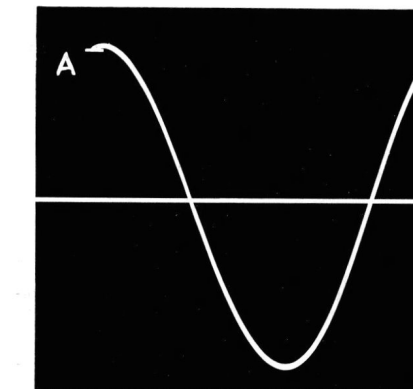
Bild 5 f . . . i Bei Triggerung mit dem Synchronimpuls läßt sich der Bildinhalt ändern, ohne daß die Stabilität des Oszillogramms darunter leidet.



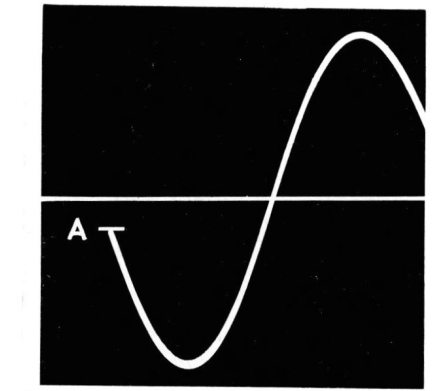
a)



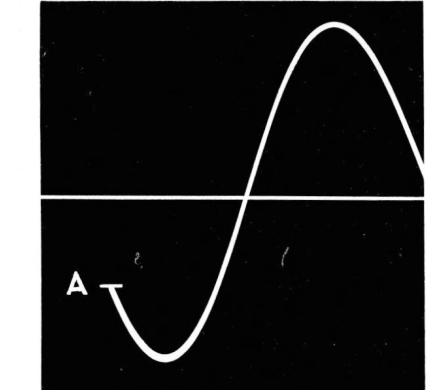
b)



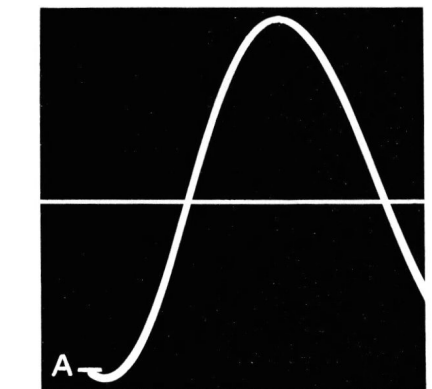
c)



d)



e)



f)

Bild 6 Mit dem Niveauregler läßt sich der Triggereinsatz beliebig verschieben

Der Stabilitätsregler bestimmt den Arbeitspunkt des Sägezahngenerators. Mit ihm kann zwischen synchronisiertem und getriggertem Betrieb unterschieden werden. Zur Synchronisation schwingt dabei der Zeit-Ablenkgenerator selbsttätig, wogegen er bei getriggertem Betrieb über einen stabilen Zustand verfügt, in dem er sich durch das Meß- bzw. Steuerungssignal auslösen läßt.

Der Spannungspegel, bei dem eine Sägezahnperiode ausgelöst werden soll, läßt sich mit dem Niveauregler bestimmen. Somit ist man in der Lage, praktisch jedes beliebige Potential der Meß- bzw. Steuerspannung zum Triggern und somit für den Schreibbeginn auszunutzen.

Meßpraxis

An Hand einiger Beispiele soll das praktische Arbeiten mit triggerbaren Oszillographen näher erläutert werden. Es sollen zuerst Sinusschwingungen oszillographiert werden. Dazu wird die Synchronisationsart auf intern, positiv und der

Niveauregler auf „0“ bzw. bei den Oszillographen W 2/13 oder G 3/13 auf Linksanschlag gestellt. Anschließend wird mit dem Stabilitätsregler die Einstellung aufgesucht, in der gerade der Bildschirm aufhellt. Mit Vertikalverstärkungsregelung und Zeitbasiswahl stellt man nun eine dem Bildschirm entsprechende Ausschreibung und Auflösung ein und regelt im Bedarfsfall den Stabilitätsregler nach.

Bei richtiger Einstellung kann jetzt die Frequenz der gemessenen Spannung beliebig verändert werden, ohne daß das Oszillogramm „springt“. Mit dem Niveau-Regler läßt sich der Triggereinsatz „A“ (Bild 6) beliebig verschieben. Bei den Oszillogrammen 6 a—c wurde die ansteigende und bei den Oszillogrammen d—f die abfallende Flanke gewählt.

In gleicher Weise wird bei der Darstellung anders geformter Spannung vorgegangen, nur, daß das Niveau immer den zu oszillographierenden Kurvenfor-

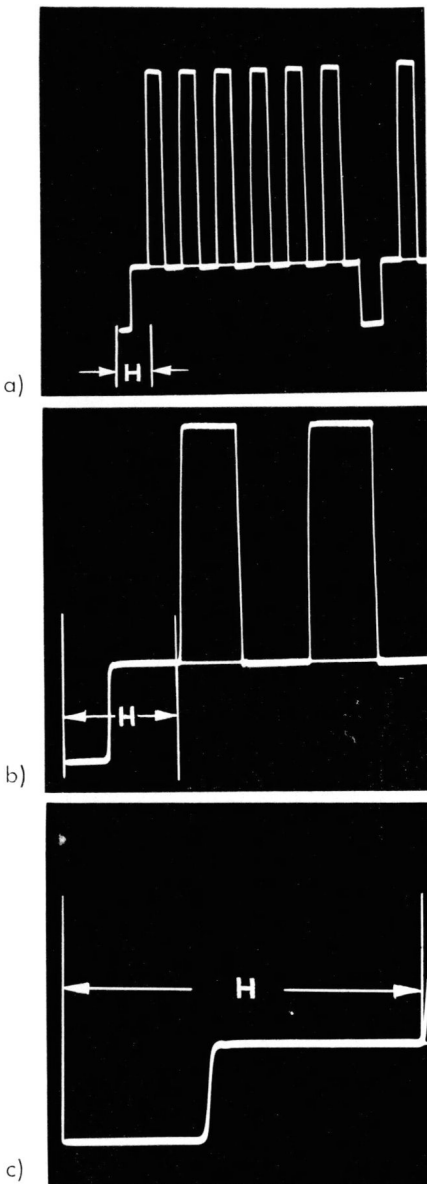


Bild 7 Durch die Triggerung wird eine ausgezeichnete Zeitdehnung erreicht. $H \approx 17\%$ einer Horizontalperiode

men angepaßt werden muß. So zeigen z. B. die Oszillogramme Bild 7 ein Videosignal, bei dem die Vorderflanken * des Synchronimpulses den Zeitablenkteil triggert. Dabei veranschaulichen die Bilder 7 b und c, wie gut sich durch die Triggerung eine Dehnung des Oszillogramms erreichen läßt.

Soll die Frequenz des oszillographierten Signals bestimmt werden, so verfährt man wie folgt: Zunächst wird der Zeitmaßstab durch Einstellung des Kippfeinreglers auf Rechtsanschlag geeicht (entfällt bei den Oszillographen W 2/13 bzw. G 3/13). Jetzt liest man mit Hilfe der cm-Teilung die Zeitdauer einer gesamten Periode ab (Bild 8). Aus der Be-

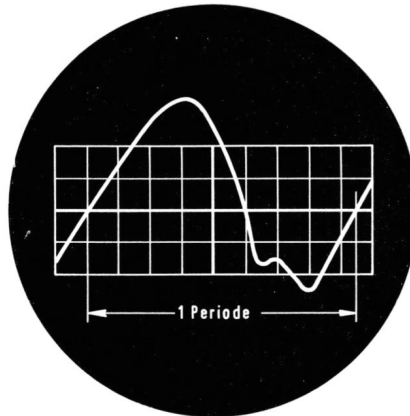


Bild 8 Bestimmung der Folgefrequenz eines Meßsignals

ziehung $f = \frac{1}{t}$ läßt sich die Frequenz errechnen.
 Beispiel: Zeitmaßstab = 300 $\mu\text{sec/cm}$,
 Länge einer Periode = 8,5 cm,
 daraus folgt
 $t = 300 \cdot 10^{-6} \cdot 8,5 = 2,55 \cdot 10^{-3}$
 damit wird
 $f \approx 400 \text{ Hz}$

* Da der Oszillograph W 2/13, mit dem die Oszillogramme aufgenommen wurden, keine Verzögerungsleitung bzw. Laufzeitkette besitzt, gelangt die Vorderflanke nicht mehr zur Abbildung.

Ausblicke

Die manchmal auftretende Frage, ob man einen vorhandenen, nur synchronisierbaren Oszillographen jetzt in die Ecke stellen und einen triggerbaren anschaffen solle, bedarf zweierlei Antwort: Zum einen sollte im Hinblick auf die immer komplizierter werdende Gerätetechnik und die ausgedehntere Anwendungsmöglichkeit triggerbarer Oszillographen ein derartiges Gerät nicht fehlen. Andererseits wird auch der lediglich synchronisierbare Oszillograph bereits vielen Meßaufgaben gerecht, so daß ein triggerbarer Oszillograph eine wertvolle Ergänzung modern eingerichteter Meßplätze darstellt. Letzten Endes steht jedoch eines ohne Frage fest: triggerbare Oszillographen lösen manches Meßproblem schneller, eleganter und somit rationeller.

- (1) Czech, Oszillographen-Meßtechnik, Verlag für Radio-, Foto-Kino-Technik, Berlin
- (2) Sutaner, Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-oszillographen, Franzis-Verlag, München
- (3) G. Zapf, Oszillograph W 2/13, „Technische Informationen“, August 1963, Seiten 590-599



Triggerbarer Serviceoszillograph W 2/13

Fachliteratur

H. Sutaner „Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillographen?“ Band 99 der Radio-Praktiker-Bücherei, Franzis-Verlag, München, Preis 2.50 DM.

Dieses kleine Büchlein, das jetzt in vierter Auflage erschienen ist, bringt wertvolle Hinweise auf dem Gebiet der Oszillographentechnik. In knapper, jedoch klarer Form wird der Leser mit den für die Anwendung von Oszillographen interessanten Dingen bekannt gemacht. Besonders begrüßenswert ist eine Zusammenstellung der in den technischen Daten von Oszillographen auftretenden Begriffe und deren Erklärung sowie ein Absatz, der dem Leser in knappen Sätzen darlegt, welcher Oszillograph für sein Anwendungsgebiet am zweckmäßigsten sein würde. Bedienungshinweise und Meßbeispiele machen dieses Büchlein zu einem angenehmen Gehilfen für den Oszillographenwender. Ein Thema wurde jedoch leider überhaupt nicht berührt: die Anwendung von Oszillographen in der Fernsehtechnik. Schade, daß auf dem Sektor, der wohl mit das ausgedehnteste Anwendungsgebiet für Oszillographen darstellt, kein so preisgünstiges Büchlein zu erhalten ist. E. M.

Heinz Richter „Hilfsbuch für Kathodenstrahl-oszillographie“

Franzis-Verlag München, 5. Auflage, 304 Seiten mit 364 Abbildungen und 110 Oszillogrammen, Preis 26.80 DM.

In vielleicht teils zu ausführlicher Form bringt dieses Buch die Grundlagen der Oszillographen-Schaltungstechnik und Anwendung. Eine etliche Seiten umfassende tabellarische Zusammenfassung erläutert die wichtigsten auf dem Markt befindlichen Oszillographen und deren technische Daten. Außerdem enthält es eine Zusammenstellung der Daten von Kathodenstrahlröhren. Der das Buch abschließende „Atlas der Oszillogramme“ trägt nicht gerade zur Übersichtlichkeit des Stoffes bei: Es wäre bestimmt besser gewesen, die Aufnahmen an passenden Stellen im Text einzugliedern, also dort, wo sie hingehören. Ein ständiges Umläutern und die Gefahr von irrtümlichen Bildzuordnungen ließe sich dann vermeiden. Zumindest sollte bei jedem Oszillogramm die zugehörige Bildunterschrift zu finden sein. Baubeschreibungen für einen Oszillographen und einen elektronischen Umschalter machen das Buch besonders für Praktiker interessant. E. M.

Dr. Herbert Stöllner „Praktische Impulstechnik“

Franzis-Verlag, München, 228 Seiten mit 314 Abbildungen, darunter 210 Original-Oszillogramme, Preis 24.80 DM.

Das 228 Seiten umfassende Buch beschäftigt sich in ausführlicher Weise mit der modernen Impulstechnik und deren Anwendung. Zahlreiche Schaltungsbeispiele mit Rechnungsunterlagen und dazugehörigen Oszillogrammen machen es zu einer wertvollen Arbeitsunterlage für den Impulstechniker. In übersichtlicher Form wird der Leser mit der Impulstechnik und den dazugehörigen Definitionen bekanntgemacht. Beschäftigt sich das Buch auch ausschließlich mit der Anwendung von Röhren, so wird es dem versierten Techniker keine Schwierigkeiten bereiten, die dargebrachten Schaltungen in die Transistorentechnik umzudenken.

Alles in allem: ein Nachschlagewerk, besonders geeignet für den Entwicklungs-Ingenieur. Im Gegensatz zu dem zuvor besprochenen Buch wurden hier die Oszillogramme stets dem Text zugeordnet, was die Übersichtlichkeit und Brauchbarkeit des Buches wesentlich erhöht. E. M.

Video - Übertragung über Telefonleitung

R. RUMLAND

Der Gedanke, breitbandige Videosignale über normale Telefonleitungen zu übertragen, ist schon mehrfach verwirklicht worden. Bereits im Jahre 1936 wurden in Berlin Versuche durchgeführt, bei denen ein ca. 2 MHz breites Videosignal über eine Zweidrahtleitung geleitet wurde. Es handelte sich dabei um ein Trägerfrequenzverfahren ($f_0 = 4,2$ MHz), bei dem das untere Seitenband unterdrückt wurde. Als im Jahre 1943 der Berliner Fernsehsender im Turm des Amerikahauses am Reichskanzlerplatz durch Luftangriffe zerstört wurde, das Studio im benachbarten Deutschlandhaus aber erhalten blieb, wurden zahlreiche Fernsehempfänger in Berlin und der näheren Umgebung Berlins (vor allem in Lazaretten) durch Postleitungen mit dem Studio verbunden. Hierdurch war es möglich, den Fernsehbetrieb (der sehr gute Unterhaltungssendungen brachte), bis zum Jahre 1945 aufrecht zu erhalten. (Vom gleichen Studio kommen übrigens auch heute noch, wie schon vor drei Jahrzehnten, die Berliner Sendungen des Deutschen Fernsehens.)

Seit einigen Jahren wird auch vom englischen Fernsehen ein ähnliches Verfahren angewandt. Es werden hier Strecken von 1,6 km ohne Zwischenverstärker überbrückt, die Bandbreite beträgt 3 MHz. In Belgien und USA wurden neben derartigen Trägerfrequenzverfahren auch direkte Video-Übertragungen realisiert. Es handelt sich hierbei aber um sehr aufwendige röhrenbestückte Anlagen. Von GRUNDIG wurden weitere Versuche durchgeführt und Entzerrer entwickelt, die es erlauben, über normale Telefon-Zweidrahtleitungen das vollinhaltliche Videosignal zu übertragen. Das Gerät entzerrt den Dämpfungsverlauf im Frequenzbereich von 50 Hz bis 5 MHz mit ± 0 dB für eine Leitungslänge bis maximal 1000 m (Länge bezogen auf $2 \times 0,6$ ϕ Y-Draht). Bei günstiger Auswahl der Leitungen und der Erdungspunkte bezüglich HF-Einstreuung können zwei Leitungsstrecken von 800...900 m, mit einem Zwischenverstärker versehen, hintereinander geschaltet werden. Die Verschlechterung des Rauschabstandes bei derartigen Längen ist vernachlässigbar. **Bild 1** zeigt die Demonstration der Übertragung.

Bild 1
Demonstration einer Fernsehbild-Übertragung über Telefonleitung

Die Übertragungsstrecke ist in Form einer Haspel mit 1000 Meter Y-Draht ($2 \times 0,6$ Millimeter) zu sehen. Links betrachtet das Fernauge FA 30 in einem beleuchteten Tischständer die Bildvorlage. Es wird das volle Bildsignal entsprechend der europäischen Fernsehnorm mit 5MHz Bandbreite auf die Doppelleitung gegeben. Durch den neu entwickelten Leitungsentzerrerverstärker werden am Ende der Übertragungsstrecke alle unterwegs eingestreuften elektrischen Störungen unterdrückt. Ebenen werden die bei der Übertragung entstehenden Signalverzerrungen kompensiert. Von den beiden Bildschirmen rechts zeigt der obere das unmittelbare Bild, so wie es nach der 1000-Meter-Strecke ankommt. Unten ist das durch den Entzerrerverstärker regenerierte Bild zu sehen.

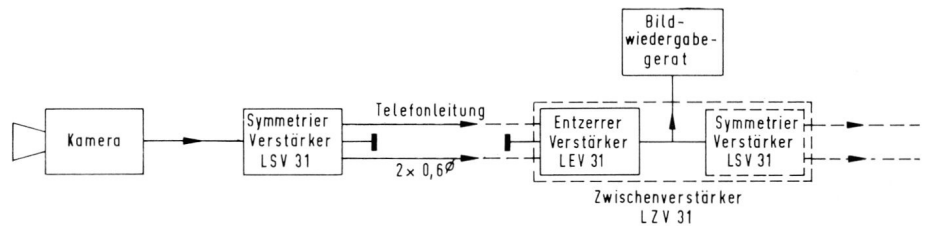


Bild 2 Blockschaltung der Video-Übertragung über Telefonleitung

Der Übertragungsweg

Das von einer Fernsehaufnahme-Einrichtung aufgenommene Bild wird als Videosignal mit einer Amplitude von $1,4 V_{SS}$ auf einen Symmetrierverstärker gegeben, der das ankommende asymmetrische Videosignal in ein symmetrisches Signal von $2 \times 1 V_{SS}$ umwandelt und erdsymmetrisch auf eine Zweidrahtleitung gibt. Das Videosignal durchläuft die Leitung, die am Eingang des nachgeschalteten Entzerrerverstärkers mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen wird. Durch eine Kompensationsschaltung am Eingang des Entzerrerverstärkers werden die auf die Leitung eingestreuften HF- und Netz-Störungen unterdrückt und nur das symmetrische Nutzsinal frequenzabhängig verstärkt und entzerrt. Den Ausgang bildet eine niederohmige Kollektor-Stufe, die ein asymmetrisches Signal von $1,4 V_{SS}$ an 75Ω liefert. Soll das Gerät als Zwischenverstärker in die Leitung eingeschaltet werden, so wird dem Entzerrerverstärker ein Symmetrierverstärker nachgeschaltet. **Bild 2** zeigt die Blockschaltung der Gesamtanordnung.

Die Zweidrahtleitung

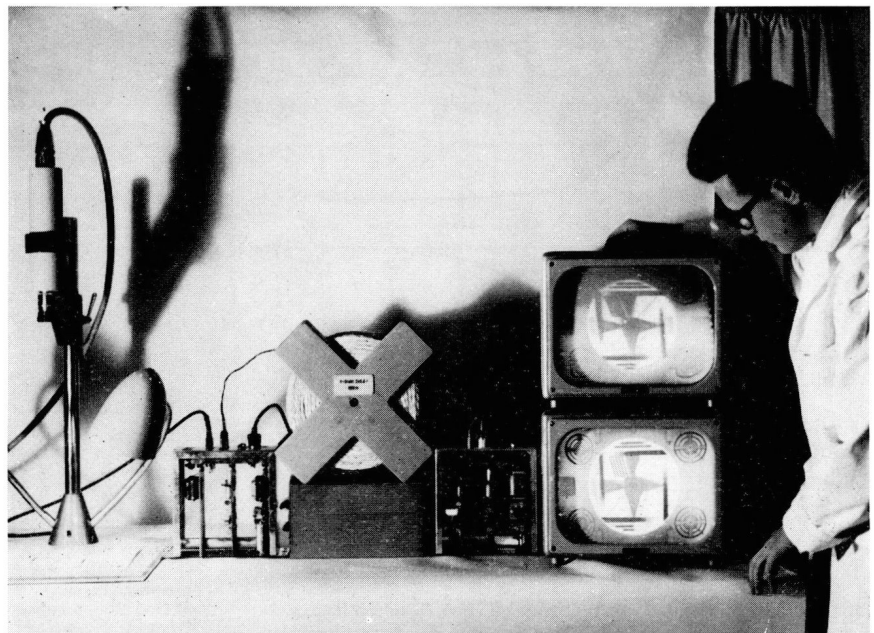
In den meisten Fällen werden Zweidrahtleitungen nach Art der Telefonleitungen zur Verfügung stehen, z. B. Y-

Draht $2 \times 0,6 \phi$ oder $2 \times 0,8 \phi$. Die Leiter sind verdrillt und durch Kunststoff oder Papier isoliert. Der mechanische Aufbau, das Leitermaterial und die Dielektrizitätskonstante der verwendeten Isolierung bestimmen im wesentlichen den Wellenwiderstand Z der Leitung; er schwankt für die Frequenzen größer 1 MHz von Leitung zu Leitung zwischen 100 und 150 Ω . Der aus der Fernmelde-messtechnik bekannte Wellenwiderstand von 600 Ω bei $f = 800$ Hz zeigt, daß der Wert für Z der Leitung mit fallender Frequenz stark zunimmt, außerdem wird der Wellenwiderstand in diesem Bereich kapazitiv (siehe **Bild 3**).

Der Wellenwiderstand ist durch folgende Gleichung bestimmt:

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

In der Praxis reicht aber die Ermittlung des Wellenwiderstandes bei höheren Frequenzen unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstandes R und der Ableitung G aus, dann ist $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$. Die Werte für L und C lassen sich durch einfache LC-Meßgeräte ermitteln. Zur Bestimmung des Wellenwiderstandes verwendet man ein Probestück des verwendeten Kabels von 1 bis 2 m Länge und



ermittelt die Werte für das vorgesehene Adernpaar. Dabei ist zu beachten, daß bei der L-Messung das Adernpaar am Ende kurzgeschlossen wird.

Das Uebertragungsmaß der Leitung ist durch folgende Gleichung gegeben:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}$$

Nach Real- und Imaginärteil zerlegt ist $\gamma = \alpha + j\beta$ mit Dämpfung α und Winkelmaß β . Näherungsweise können folgende Gleichungen benutzt werden:

Für niedrige Frequenzen ($\omega L < R$) gilt:

$$\alpha \approx \beta = \sqrt{\frac{R \cdot G}{2}}$$

für hohe Frequenzen ($\omega L > R$)

$$\alpha = \frac{R}{2 \cdot Z} + \frac{G \cdot Z}{2} \quad \beta = \omega \sqrt{L \cdot C}$$

Für tiefe Frequenzen kann R als konstant angenommen werden. Dämpfung α und Winkelmaß β nehmen mit \sqrt{f} zu. Für die hohen Frequenzen ist der Wellenwiderstand $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$

Die Näherungsgleichung für α enthält scheinbar nur konstante Größen, trotzdem ist die Dämpfung frequenzabhängig, denn R nimmt wegen des Skin-effektes proportional \sqrt{f} zu.

Die Dämpfung ändert sich also in beiden Fällen proportional \sqrt{f} , nur im Übergangsgebiet entsteht ein abweichender Verlauf, es liegt je nach Leitungstyp bei ca. 50 ... 500 kHz.

Das Winkelmaß β nimmt bei tiefen Frequenzen proportional \sqrt{f} und bei höheren Frequenzen proportional f zu. Es entsteht also für den tieffrequenten Bereich und das Übergangsgebiet eine erhebliche Frequenzabhängigkeit der Gruppenlaufzeit und damit ergeben sich Phasenfehler im übertragenen Signal.

Die unabgeschirmte Zweidrahtleitung stellt außerdem eine Langdrahtantenne dar. Die aufgenommenen HF-Störungen überlagern sich dem Nutzsignal.

Die Laufzeitfehler, die durch das Übertragungsmaß der Leitung bei tiefen Frequenzen bestimmt sind, werden durch zusätzliche Maßnahmen am Ende der Leitung im Entzerrverstärker beseitigt.

Symmetrier-Verstärker LSV 31

Der Eingang des Symmetrier-Verstärkers ist für das von der Aufnahmeeinrichtung kommende Videosignal mit 75Ω abgeschlossen. Die erste Stufe bildet ein stark gegengekoppelter Transistor in Emitterschaltung (T1). Die durch diese Stufe erzielte Verstärkung deckt den Spannungsverlust, der durch die Längswiderstände am Ausgang des Verstärkers verursacht wird. Der Transistor T2 arbeitet als Symmetrierstufe. Das so erzeugte symmetrische Signal wird den beiden Endstufen, die in Kollektorschaltung arbeiten, zugeführt. Bild 4 zeigt die Prinzipschaltung des Symmetrier-Verstärkers LSV 31.

Wie aus der Betrachtung über die Zweidrahtleitung hervorgeht, ist der Wellenwiderstand stark frequenzabhängig. Da sich der Wellenwiderstand von 1 MHz an aufwärts bis zu den höchsten Frequenzen praktisch konstant und rein ohmisch verhält, ist es naheliegend, die Leitung mit diesem Widerstand abzuschließen.

Wäre die Leitung für die hohen Frequenzen nicht exakt mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, so entstünde am Abschlußwiderstand eine Stoßstelle und damit ein rücklaufender Anteil. Wenn der Generatorinnenwiderstand am Anfang der Leitung ungleich dem Wellenwiderstand ist, so erzeugt die rücklaufende eine erneute hinlaufende Welle, die durch zeitliche Verzögerung gegenüber dem ursprünglichen Signal eine Doppelkontur im Bild erzeugt. Um dies zu vermeiden ist es zweckmäßig, den Generatorinnenwiderstand der Leitung anzupassen.

Der Innenwiderstand der Endstufe beträgt 25Ω , d. h., daß je ein Längswiderstand von 50Ω am Anfang der Leitung eingeschaltet werden muß, um den gewünschten Generatorinnenwiderstand von $2 \times 75 \Omega = 150 \Omega$ zu erhalten.

Die Laufzeitfehler, die durch das Übertragungsmaß der Leitung bei tiefen Frequenzen bestimmt sind, werden durch zusätzliche Maßnahmen am Ende der Leitung im Entzerrverstärker beseitigt.

An die gleichstrommäßige Stabilisierung der einzelnen Stufen müssen hohe Anforderungen gestellt werden, da das Gerät auch im Freien eingesetzt werden soll. Dabei ist mit schwankenden Temperaturen von -15 bis $+45^\circ C$ zu rechnen. Die erforderliche Stabilisierung der Arbeitspunkte wird dadurch erreicht, daß die Basisvorspannung vom Kollektorstrom der jeweiligen Stufe abhängt und außerdem der Basisspannungsteiler an seinem Fußpunkt auf eine konstante Spannung von $+15 V$ bezogen ist. Die Plusspannung wird von einem Konverter erzeugt, der sich selbst stabilisiert. Die übrige Versorgungsspannung von $-12 V$ wird von einem transistorgeregelten Netzteil geliefert. Das Gerät kann an $110/220 V$ 50/60 Hz Netz- oder an $24 V$ Gleichspannung betrieben werden. Die geringe Stromaufnahme von wenigen VA erlaubt einen wirtschaftlichen Dauerbetrieb. Die Schaltung des Symmetrier-Verstärkers und die des Netzteiles sind auf je einer Druckschaltungsplatte zusammengefaßt.

Entzerrverstärker LEV 31

Die auf die Leitung eingestreuerten HF-Störungen überlagern sich dem symmetrischen Nutzsignal. Das Störsignal tritt gleichphasig und mit gleicher Amplitude in beiden Leitern auf. Dies wird sofort klar, wenn man sich vor Augen hält, daß beide Adern verdreht sind und daher im Mittel den gleichen Abstand und Winkel zur Störquelle haben.

Als Störsignale, die als störend im Fernsehbild empfunden werden, kommen zwei Frequenzbereiche in Betracht:

- Frequenzen in der Nähe der Bildwechselfrequenz, also vorwiegend die Netzfrequenz.
- Frequenzen im Bereich von ca. 100 kHz ... 3 MHz. Diese Störfrequenzen sind als senkrechte oder schräge Streifen im Bild sichtbar. Sie umfassen also besonders die Sender des Lang- und Mittelwellenbereiches.

Störfrequenzen oberhalb 3 MHz werden, wenn sie nicht mit extrem hoher Amplitude auftreten, nicht als störend im Bild empfunden.

Die Eingangsschaltung des Entzerrverstärkers zur Unterdrückung der NF- und HF-Störungen besteht aus drei Grundschaltungen, die zunächst jede für sich erklärt werden soll.

Das auf den Leitern a und b zugeführte Nutzsignal wird in den Emittierkreisen durch R1 und R2 gleich stark gegengekoppelt (Bild 5). Da das Nutzsignal gegenphasig eingespeist wird, hebt es sich am Punkt A auf. Das auf die Leitung eingestreurte Störsignal wird ebenfalls durch die Widerstände R1 und R2 gegengekoppelt; da das Störsignal jedoch gleichphasig in Erscheinung tritt, hebt es sich in Punkt A nicht auf, sondern wird zusätzlich durch den induktiven Widerstand der Spule L1 gegengekoppelt. In den Kollektorkreisen tritt also das Störsignal stark geschwächt auf.

Bild 6 zeigt die zweite Schaltung zur Störunterdrückung. Das über Leiter a angelieferte Nutzsignal wird durch den Transistor T1 verstärkt. Das über Leiter b zugeführte Nutzsignal wird durch T2 in seiner Phasenlage um 180° gedreht und dann zur Verstärkung an T3 weitergeleitet. T1 und T3 arbeiten auf einen gemeinsamen Arbeitswiderstand R. Bei geeigneter Wahl der Verstärkung ver-

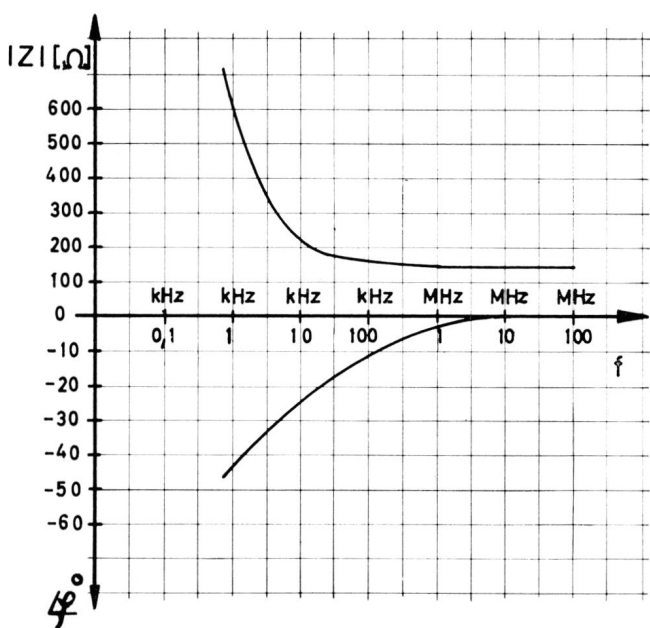


Bild 3 Wellenwiderstand und Phasenwinkel einer Zweidrahtleitung in Abhängigkeit von der Frequenz

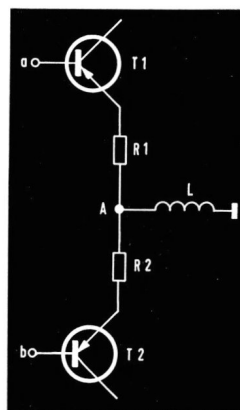


Bild 5 Prinzipschaltung des Entzerr-Eingangs mit Gegenkopplungen in den Emittierzweigen

einem Transistor in Kollektorschaltung bestückt.

Die Arbeitspunktstabilisierung der einzelnen Stufen und die Stromversorgung erfolgen wie beim Symmetrierverstärker LSV 31.

Zwischenverstärker LZV 31

Wie eingangs erwähnt, können unter günstigen Bedingungen bezüglich Erdung und HF-Einstreuung zwei Leitungsabschnitte von je 900 m hintereinandergeschaltet werden. In diesem Falle ist ein Zwischenverstärker einzuschalten. Dieser besteht elektrisch gesehen aus einem Entzerrerverstärker mit nachgeschaltetem Symmetrierverstärker. Das ankommende Signal wird aufbereitet und kann gegebenenfalls auf einem Bildwiedergabegerät überwacht werden. Der Zwischenverstärker besitzt also je einen Ausgang für symmetrisches und asymmetrisches Signal. Er wird auch überall dort eingesetzt, wo an beliebiger Stelle der Zweidrahtleitung das Bild sichtbar gemacht werden soll, ohne die übrige Strecke zu unterbrechen.

Mechanischer Aufbau (Bild 8)

Alle drei Geräte sind in 19-Zoll-Einschubtechnik ausgeführt. Dabei nimmt jedes Gerät ein Sechstel der Gesamteinschubbreite in Anspruch. Außerdem stehen für das Einzelgerät auch Schutzgehäuse zur Verfügung. Die Abmessungen betragen: L x H x B 417 x 257 x 98 Millimeter. Das Gewicht einschl. Schutzgehäuse ca. 5,2 kg.

Übertragungsergebnisse

Mit der oben beschriebenen Anlage konnte ein Videobild mit 5 MHz-Bandbreite ohne merkbaren Qualitätsverlust auf einer Strecke von 1000 m übertragen werden. Die Rauschabstandsverschlechterung durch den Entzerrerverstärker ist bei einem Feld vernachlässigbar. Die auf die Leitung eingestreuten Störungen konnten in allen Fällen unterdrückt werden.

Bild 9 zeigt das Originalbild, wie es eine Vidicon-Kamera liefert, **Bild 10**, das Bild, wie es am Ende der 1-km-Übertragungsstrecke erscheint. Deutlich ist der starke

(Fortsetzung Seite 143)



Bild 8
Mechanischer Aufbau der Verstärker- bzw. Entzerrer-Einheiten in Einschubtechnik

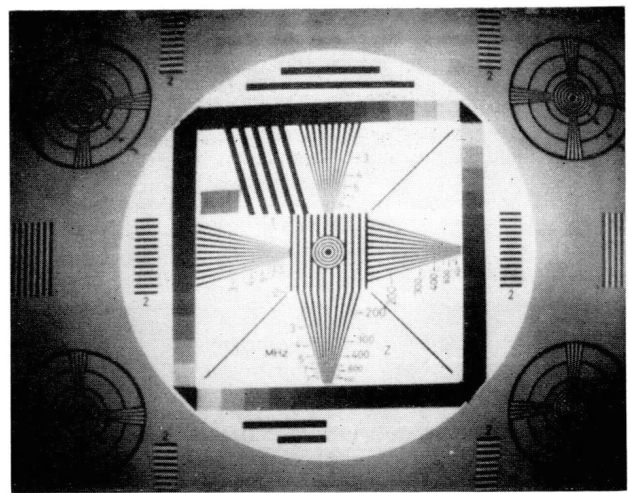


Bild 9
Das von der Vidicon-Kamera gelieferte Originalbild

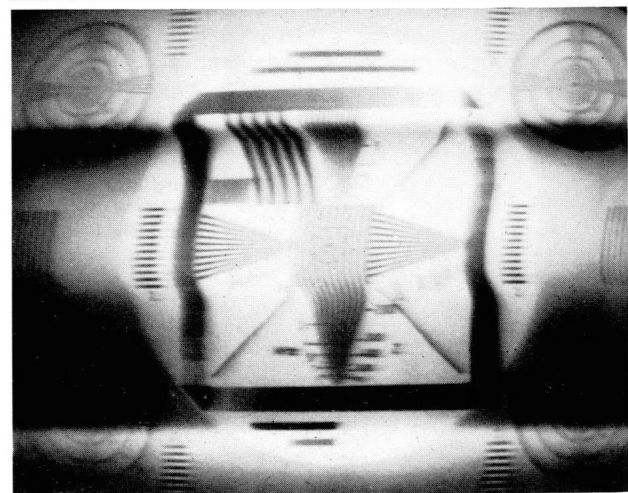


Bild 10
Das Originalbild nach Passieren einer 1-km-Übertragungsstrecke ohne Entzerrung

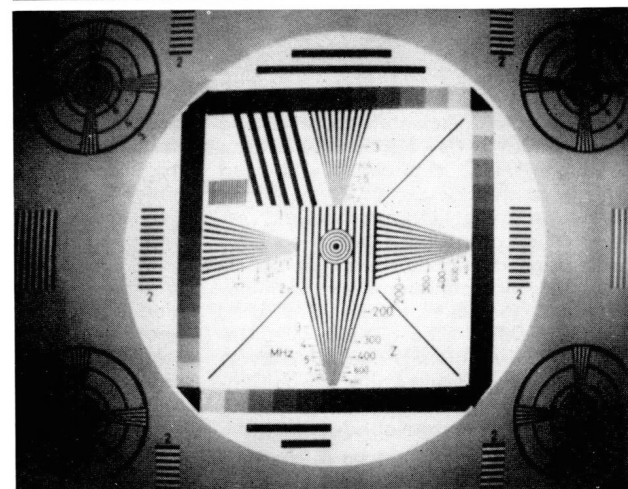


Bild 11
Das Originalbild wie Bild 10, jedoch mit zwischengeschalteten Entzerrern. Gegenüber dem Direkt-Originalbild (Bild 9) ist eine Verschlechterung nicht wahrnehmbar

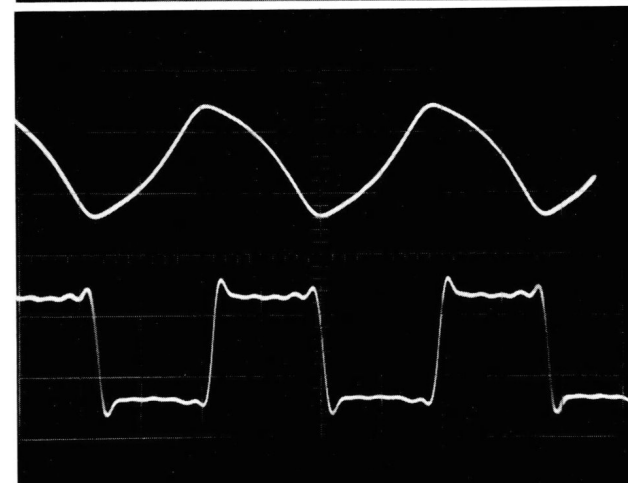


Bild 12 Ein Rechtecksignal vor der Entzerrung (oben) und nach der Entzerrung (unten)

Die Entwicklung eines transistorisierten Bildsenders für den UHF-Frequenzbereich 440 ... 451 MHz

E. BEEKMANN

2. Teil

Im Teil 1 dieses Beitrages (Heft 3/1966, Seiten 88 bis 91) wurde zuerst das Prinzip der Modulationsaufbereitung erörtert. Der sich anschließende Schaltungsentwurf behandelte die folgenden Stufen: Video-Vorverstärker, Anzeigeverstärker, Video-Hauptverstärker, 1. Oszillator, 1. Modulator, 2. Oszillator, Vervielfacher, 2. Modulator, ZF-Leistungsverstärker und 3. Modulator. Am Ausgang des Vervielfachers entsteht eine Frequenz von $12 f_0$, also ca. 395 MHz. Der Kollektorkreis der letzten Verdopplerstufe (Basiskreis der Endverstärkerstufe des Vervielfachers) und der Kollektorkreis der Verstärkerstufe (mit Transistor 2N2729) sind als Leitungskreise aufgebaut, wie **Bild 13** zeigt. Dieses Bild sei hier nachgeholt; es wurde im vorausgehenden Heft noch nicht gebracht. (Das dort als Bild 13 gebrachte Foto gehört zu Bild 8; es zeigt den Aufbau der im Bild 8 gezeigten Schaltung des Restseitenbandfilters.)

Im vorliegenden 2. Teil des Beitrages wird der auf 445 MHz arbeitende UHF-Verstärker beschrieben, der mit dem Overlay-Transistor 2N3375 bestückt ist. **Bild 18** zeigt den Aufbau. Die HF-Ausgangsleistung von 0,3 W kann direkt der Sendeantenne zugeführt werden.

Ein Blockschaltbild des kompletten Senders zeigt **Bild 19**. Hier ist auch die 10-W-Zusatzenstufe mit dargestellt. Da noch keine genügend starken UHF-Leistungstransistoren zur Verfügung stehen, ist dieser Teil mit zwei Doppelretroden QOE 03/20 bestückt. Auch diese Stufe wird als Abschluß des Beitrages beschrieben.

Verstärker

Als Verstärker wird wieder ein RCA-Overlay-Transistor 2N3375 verwendet, der hier allerdings in Emitterschaltung arbeitet, da bei einer Arbeitsfrequenz von 445 MHz in Basisschaltung kein stabiler Betrieb möglich ist, sofern die Schaltung für eine hohe Ausgangsleistung ausgelegt werden muß. Aus dem gleichen Grunde muß auch der Emitteranschluß des Transistors unmittelbar mit der Abschirmwand der Stufe verbunden

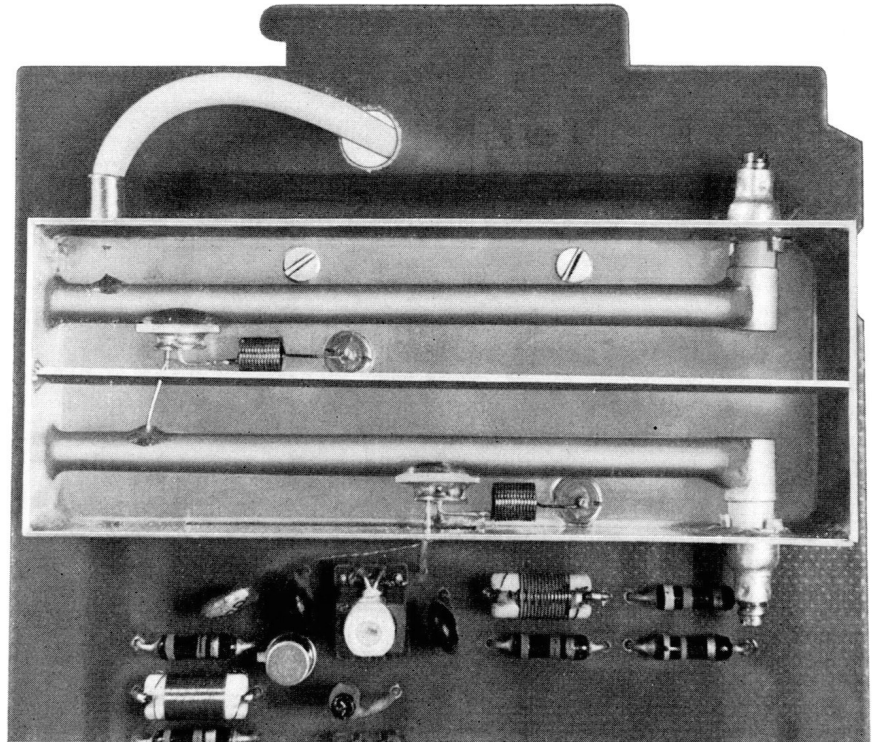


Bild 13 Leitungskreise für Frequenzen um 400 MHz

werden. Wird an dieser Stelle eine Kapazität zwischengeschaltet, sind Rückgang der Leistungsverstärkung und eine leichte Instabilität die Folge. Eine mit dem Transistor 2N3375 aufgebaute Verstärkerstufe kann im A-Betrieb bei einer Leistungsverstärkung von etwa 10... 12 dB eine maximale Ausgangsleistung von 0,6 W unverzerrt abgeben. Bis zu dieser Ausgangsleistung ist die Verstärkung des Transistors nahezu linear, es kann ein bereits amplitudenmoduliertes Signal verstärkt werden. Höhere Ausgangsleistungen sind bei diesem Transistor nur im C-Betrieb möglich, also wenn nicht amplitudenmodulierte Signale mit hohem Modulationsgrad verstärkt werden sollen.

Dieser Verstärker ist über ein aus Leitungskreisen aufgebautes Bandfilter an den 3. Modulator angekoppelt. Die Kreise haben eine Leerlaufbandbreite von etwa 0,4 MHz. Im Betrieb wird eine Gesamtbandbreite des Filters von etwa 7 MHz eingestellt, wobei die Kopplung so gewählt wird, daß die Durchlaufkurve in einem Bereich von etwa 5 MHz flach verläuft. Die Größe der Kopplung wird bestimmt durch die Länge der Trennwand, die zwischen den beiden kapazitiv am Ende verkürzten $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungen angeordnet ist. Das Ausgangsbandfilter des Endtransistors ist ebenso aufgebaut, jedoch ist an den Sekundärkreis noch ein leerlaufender Kreis fester angekoppelt, der auf die Frequenz des Hilfstägers abgeglichen wird und für diese eine zusätzliche Absenkung der Ausgangsspannung um 20... 30 dB bewirkt (**Bild 18**).

Der Sender wird so eingestellt, daß am HF-Ausgang eine Leistung von 0,3 W (Synchronwert) zur Verfügung steht. An dieser Stelle sind außerdem noch zwei Gleichrichter angeschlossen. Die Richtspannung des einen Gleichrichters wird zur Regelung der Ausgangsleistung des Senders benutzt, gleichzeitig kann über einen Verstärker ein Anzeigeinstrument angeschlossen werden, das eine Kontrolle der Ausgangsleistung gestattet.

Die Richtspannung des anderen Gleichrichters wird über ein Siebglied mit kleiner Zeitkonstanten geführt und ermöglicht den Anschluß eines Verstärkers, an

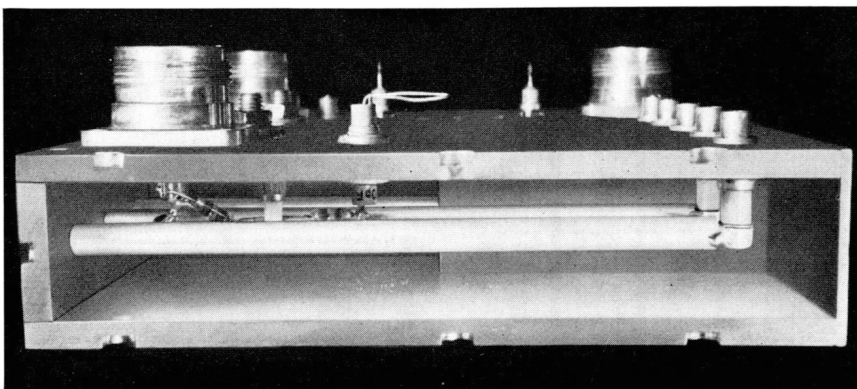


Bild 18 Ausgangskreise der 0,3-W-Endstufe

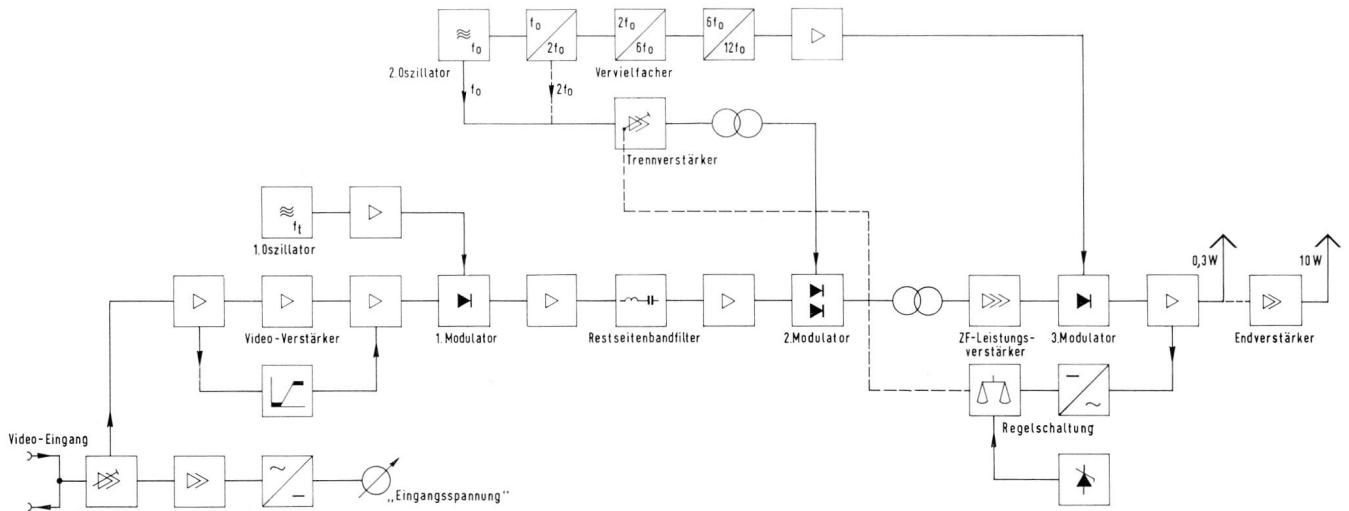


Bild 20 Blockschaltbild des Bildsenders

dessen Ausgang eine dem Modulationsgrad proportionale Gleichspannung zur Anzeige zur Verfügung steht (Bild 19). Ein Blockschaltbild dieses Senders zeigt Bild 20.

Endverstärker

Wenn auch für viele Anwendungsgebiete eine Ausgangsleistung des Senders von 0,3 W völlig ausreichend ist, zum Beispiel wenn nur Entfernungen von etwa 3...5 km zu überbrücken sind, so ist für andere Anwendungsgebiete die zugelassene Leistung von 10 W (Synchronwert) unbedingt erforderlich. Für diese Anwendungsfälle kann ein röhrenbestückter Endverstärker nachgeschaltet werden. Dieser Endverstärker besteht aus zwei Stufen, die beide mit der Röhre QQE 03/20 ausgerüstet sind (Bild 21).

Die Kreise der Bandfilter sind am Ende kapazitiv abgestimmte Lecherleitungen. Die kapazitive Abstimmung durch Schmetterlingsabgleichkondensatoren ist dem Abgleich durch Verschieben eines Kurzschlußschiebers am Ende der Leitung vorzuziehen. Die Leerlaufbandbreite steigt zwar etwas an gegenüber der $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung mit Kurzschlußschieber, ist jedoch immer noch ausreichend klein.

Beim Eingangsbandfilter ist die Kopplung (der mechanische Abstand) der beiden Kreise fest eingestellt. Während der Sekundärkreis durch den Eingangswiderstand der Röhre belastet ist, und seine Bandbreite nicht verändert werden kann, können am Primärkreis durch zwei Abgleichkondensatoren Resonanzfrequenz und Bandbreite eingestellt wer-

den. Damit ist es möglich, für dieses Bandfilter „Flachkopplung“ einzustellen, wobei gleichzeitig die Anpassung auf 60 Ω Eingangswiderstand erfolgt, da beide Kreise so dimensioniert sind, daß bei „Flachkopplung“ die Einzeldämpfungen etwa gleich groß sind. Die Bandbreite des Eingangsbandfilters beträgt etwa 10 MHz.

Der Anodenkreis der ersten Röhre ist durch deren hohen Innenwiderstand kaum bedämpft. Die nötige Bandbreite des zwischen der ersten und der zweiten Röhre angeordneten Bandfilters wird erreicht durch eine starke Bedämpfung des Sekundärkreises durch den Eingangswiderstand der zweiten Röhre. Die Kopplung (der mechanische Abstand) der Kreise ist fest eingestellt und so gewählt, daß die Bandbreite dieses Filters ebenfalls bei etwa 10 MHz liegt.

Das Ausgangsbandfilter ist ebenso wie das zwischen den beiden Stufen angeordnete Filter stark einseitig bedämpft.

Wie beim Primärkreis des Eingangsbandfilters können beim Sekundärkreis des Ausgangsbandfilters Resonanzfrequenz und Dämpfung eingestellt werden. Der Abstand zwischen den beiden Kreisen des letzten Bandfilters ist so gewählt, daß bei „Flachkopplung“ die Gesamtdurchlaßkurve des Endverstärkers innerhalb eines Bereiches von etwa 5 MHz flach verläuft. Die Rotorplatten der Schmetterlingsabgleichkondensatoren sind nur bei den Gitterkreisen an Masse gelegt. Da die Stufen nie ganz symmetrisch arbeiten, würde eine zusätzliche Masseverbindung an den Anodenkreisen zu einem Rückgang der Leistungsverstärkung und zu einer zusätzlichen Instabilität des Verstärkers führen.

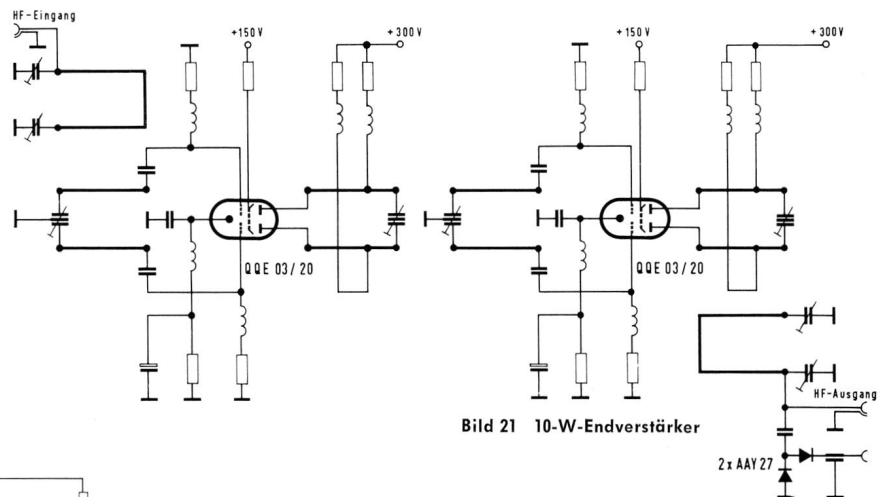


Bild 21 10-W-Endverstärker

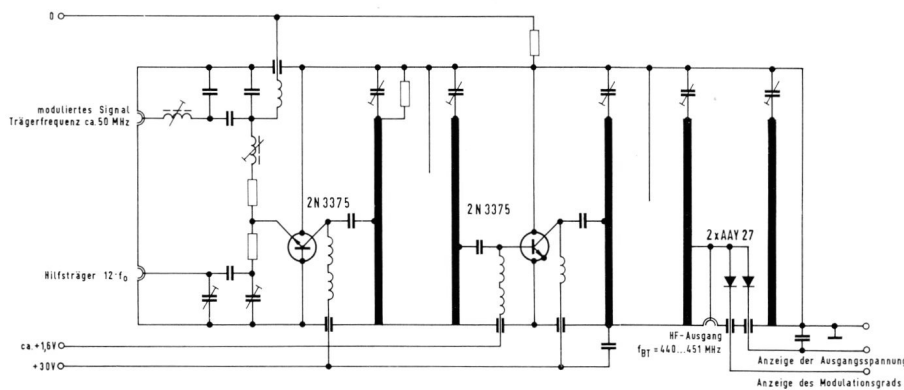


Bild 19 3. Modulator und 0,3-W-Endstufe

Sehr leicht treten dann wilde Schwingungen auf, wobei die Kreise nicht mehr im Gegentakt, sondern im Gleichtakt schwingen. Am HF-Ausgang des Endverstärkers ist eine Gleichrichterschaltung angeschlossen, deren Richtspannung dem Augenblickswert der HF-Ausgangsspannung entspricht und zur Anzeige von Ausgangsspannung und Modulationsgrad des Senders verwendet wird.

Die beiden Röhren QQE 03/20 arbeiten etwa im AB-Betrieb, die Eingangsröhre etwas mehr in B-Einstellung, die Ausgangsröhre etwas mehr in A-Einstellung.

Die Ausgangsleistung des Endverstärkers beträgt etwa 10 W für den Synchronwert. Höhere Ausgangsleistungen sind nicht mehr verzerrungsfrei zu erreichen.

Beim Entwurf des mechanischen Aufbaus der Schaltung mußte besonders auf geringe HF-Störstrahlung geachtet werden. Daher sind die beiden Stufen übereinander angeordnet, sämtliche waagerechten Platten bestehen aus 10 mm starkem Aluminium und sind durch dicht an dicht liegende Löcher von 4 mm ϕ durchbrochen. Dadurch ist einerseits eine gute Konvektionskühlung gewährleistet, zum anderen ist die durch diese Löcher

tretende HF-Störstrahlung genügend stark gedämpft. Bekanntlich nimmt in einem Rohr die Intensität des magnetischen Feldes nach der Formel

$$a_i = 1,840 \cdot \frac{1}{r} \left(\frac{N}{\text{cm}} \right)$$

und die des kapazitiven Feldes nach der Formel

$$a_k = 2,405 \cdot \frac{1}{r} \left(\frac{N}{\text{cm}} \right)$$

ab.

Daraus ergibt sich für die Bohrungen mit dem Verhältnis von Länge zu Durchmesser:

$\frac{L}{D} = 2,5$ eine Dämpfung von etwa 80 dB.

Auf beiden Seiten dieses Aufbaus werden Abschirmbleche angeschraubt. Durch die große Auflagefläche an den breiten Kanten der waagerechten Platten kann eine ebenso gute Abschirmung erreicht werden wie durch eine dichte Rundumverlötung. Die Betriebsspannungen werden über UKW-Durchführungsfiler durch die eine Stirnwand in den Aufbau hineingeführt. Diese Filter haben bei 450 MHz eine Dämpfung von mindestens 80 dB.

Der Aufbau der 10-Watt-Endstufe (**Bild 22**) besteht aus Aluminiumteilen, die versilbert sind.

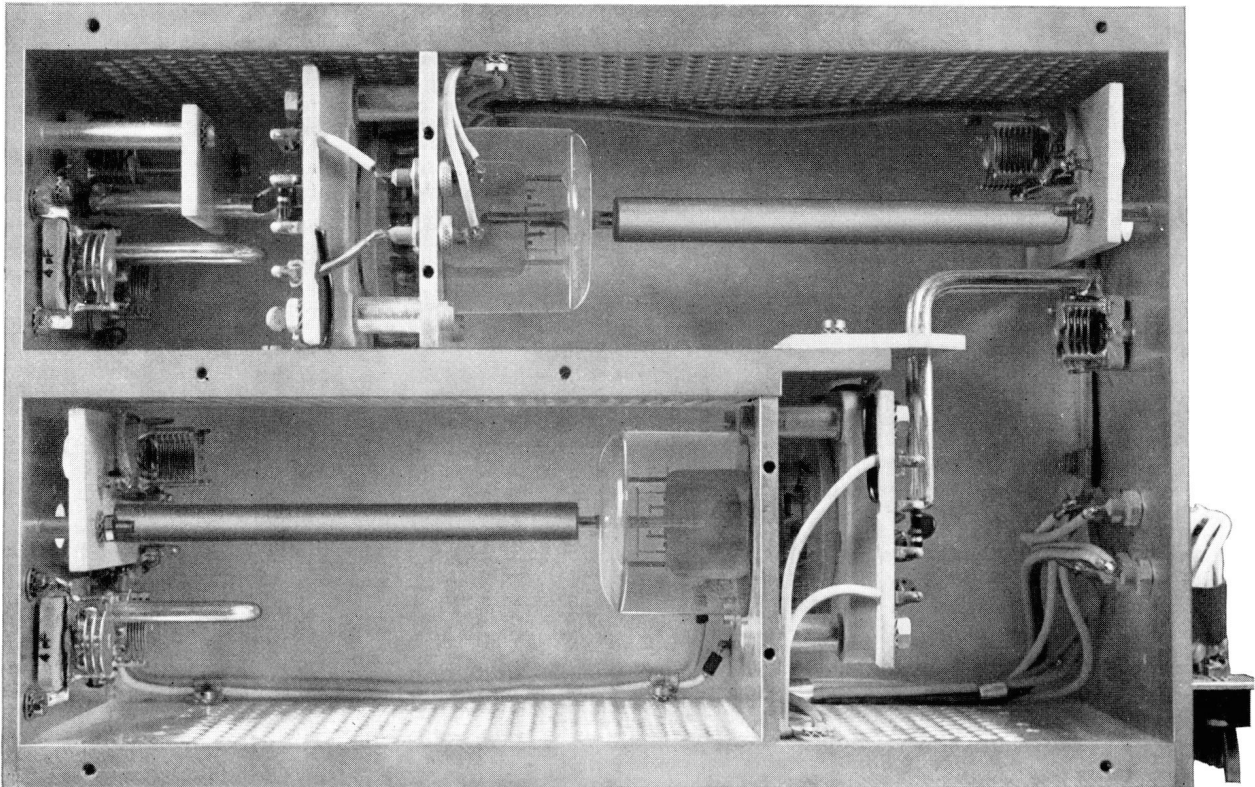


Bild 22 Aufbau des 10-W-Endverstärkers

[Schluß von Seite 140, Video-Übertragung über Telefonleitungen]

Netzbrumm und etwas verwaschen das durch einen Mittelwellensender verursachte Störmuster erkennbar. Dieses hochfrequente Signal würde natürlich nach der Entzerrung wesentlich stärker in Erscheinung treten, wäre nicht die Schaltung zur Störunterdrückung vorgesehen. **Bild 11** zeigt das Bild am Ausgang des Entzerrerverstärkers. Gegenüber dem Originalbild ist nur eine geringe Abnahme der Auflösung erkennbar.

Mefstechnische Ergebnisse (siehe **Bild 12**): Am Anfang der Übertragungsstrecke wurde ein Rechteck ($f_0 = 500$ kHz) hoher Flankensteilheit eingespeist. Das Oszillogramm a) zeigt das verformte Signal am Ende der Leitung vor der Entzerrung, b) das entzerrte Signal.

Ebenfalls wurden befriedigende Ergebnisse über eine Strecke von 1,8 km erzielt. Hierbei wurde bei ca. 900 m ein Zwischenverstärker eingeschaltet.

Sollen mehrere Signale parallel durch ein Adernbündel geführt werden, so muß besonders bei längeren Strecken mit

Uebersprechen gerechnet werden. Die Adernpaare sind daher so zu wählen, daß sie innerhalb des Bündels einen möglichst großen Abstand zueinander haben.

Die Übertragung auf öffentlichen Fernspreitleitungen ist wegen der geringen Uebersprechdämpfung nicht zulässig, da andere Dienste gestört werden, die mit Frequenzen oberhalb des Sprachfrequenzbereiches arbeiten.

Der Anwendung in privaten Telefonnetzen steht in den meisten Fällen nichts im Wege, sofern diese nicht mit dem öffentlichen Fernsprechnet in direkter Verbindung stehen.

Literatur:

F. Ring: Fernsehdrahtfunk, Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernsehtechnik, 1940, Heft 6.
I. B. Sewter, D. Wray: A Balanced Equalizer-Amplifier for Transmitting Video Signals over Telephone Lines, Electronic Engineering, October 1955.

I. Appeldoorn, C. Bakker: Transmissie van Video-signalen over Lokale Telefonkabels, Het PTT - Bedrijf, Jan. 58.

GRUNDIG

Bildwiedergabegeräte

BG 21 und BG 36 T

für das professionelle Fernsehen

Für die von Fernanlagen ankommenden Signale werden Bildwiedergabegeräte benötigt, die sich von handelsüblichen Fernsehempfängern in wesentlichen Punkten unterscheiden.

Die GRUNDIG Electronic Bildwiedergabegeräte BG 21 (21 cm Bildschirmdiagonale) und BG 36 T (36 cm Bildschirmdiagonale) sind volltransistorisiert und nach den für professionelle Geräte üblichen Anforderungen konstruiert. Sie sind umschaltbar für 625 Zeilen / 50 Hz mit oder ohne Zeilensprung, 875 Zeilen / 50 Hz, 525 Zeilen / 60 Hz und 735 Zeilen / 60 Hz und somit für vier verschiedene Zerlegernormen geeignet, was den Einsatz auch für Spezialaufgaben ermöglicht.

Im nächsten Heft erfolgt eine Beschreibung dieser für das nichtöffentliche Fernsehen geschaffenen Bildwiedergabegeräte.

Zur Normierung von Entzerrungen bei Magnettongeräten

Ziel der Arbeit

Seit dem Aufkommen der eigentlichen Heimtonbandtechnik hat es in bezug auf die Entzerrung besonders bei kleinen Bandgeschwindigkeiten kaum eine nationale, geschweige denn internationale Übereinstimmung gegeben. Zwar waren lange Jahre hindurch die deutschen Normen (Ausgabe 1955) wenigstens gleich den CCIR¹⁾-Empfehlungen, doch bestanden wesentliche Unterschiede gegenüber den amerikanischen NARTB²⁾-Normen, und als 1962 die deutsche Norm DIN 45513 neu und teilweise mit neuen Zahlenfestlegungen ausgedruckt wurde, wurde auch sie von der gerätebauenden Industrie nur sehr bedingt befolgt. Neben der NARTB-Entzerrung gibt es in Amerika noch die RIAA³⁾-Entzerrung für Tonbandgeräte. International besteht heute noch keine Einigkeit über die zweckmäßigste Entzerrung bei kleinen Bandgeschwindigkeiten (4,75 cm/s).

Diese Situation ist die Folge einer der Normierung von Entzerrungen eigenförmlichen Ambivalenz:

Auf der einen Seite ist die Entzerrungsnorm genau wie jede andere Norm eine notwendige Abrede zur Vereinheitlichung und zur Austauschbarkeit von Teilen, d. h. hier also von bespielten Tonbändern. Eine solche Norm soll praktisch und technisch durchführbar sein, im übrigen aber nichts über die Qualitätsbeschaffenheit der genormten Teile aussagen.

Auf der anderen Seite nimmt indessen eine Entzerrungsnorm einen unvermeidlichen und unmittelbaren Einfluß auf die mögliche Qualität der genormten Teile; der Grad dieser Einflußnahme ist überdies abhängig von konstruktiven Merkmalen der Geräte und vom Material der Tonträger, also auch vom allgemeinen Stand der Technik.

Die Abhängigkeit einer Norm vom bestehenden Stand der Technik verstößt nun gegen die stillschweigend, aber unerläßlich mit einer Norm verknüpfte Forderung nach möglichst großer Langlebigkeit unabhängig von äußeren Einflußgrößen. Von diesem Postulat der Langlebigkeit ist auszugehen, wenn, wie im vorliegenden Fall, die Aufstellung einer Norm trotz prinzipieller Schwierigkeiten erstrebenswert ist, und man kann festhalten:

Eine qualitätsbeeinflussende Norm muß so aufgebaut werden, daß sie einen technischen Fortschritt nicht behindert, sondern im Gegenteil herausfordert und daß ein eventueller technischer Fortschritt ohne Änderung der Norm in vollem Umfang der Gesamtqualität des genormten Teils zugute kommt.

Im folgenden soll gezeigt werden, welche Richtlinien sich für die Aufstellung von Entzerrungsnormen aus diesem Postulat ableiten lassen und welche Ergebnisse man für den Spezialfall einer

Bandgeschwindigkeit von 4,76 cm/s erhält.

Qualitative Normierungsrichtlinien

Die Entzerrungsnorm befaßt sich bekanntlich mit der Festlegung, welche Anteile des Gesamtfrequenzgangs auf den Aufsprech- und auf den Wiedergabevorgang zu legen sind; eine solche Festlegung ist erforderlich, weil, von Verlusten abgesehen, der remanente Bandfluß (bei konstantem Sprechstrom) wellenlängenabhängig und die Wiedergabe-EMK (bei konstanter Bandmagnetisierung) frequenzabhängig ist.

Da das Ruherauschen zum weitaus überwiegenden Teil vom Tonträger herrührt und in seiner absoluten Größe durch aufsprechseitige Maßnahmen praktisch nicht beeinflusst wird und da mithin der Ruherauschspannungsabstand nur durch Erhöhen der Nutzmagnetisierung auf dem Tonträger verbessert werden kann, sind in erster Näherung alle Normvorschläge abzulehnen, die eine wiedergabeseitige Höhenanhebung über die Kompensation von Abspielverlusten hinaus erfordern. Es bleibt also im einfachsten Fall bei der üblichen Mantelvorschrift der Entzerrungsnorm, nach welcher der auf Band aufgezeichnete remanente Oberflächenfluß als Grundlage jeder Entzerrung anzusehen ist und der Frequenzgang dieses Oberflächenflusses mit dem einer Impedanz aus parallelgeschaltetem Widerstand und Kondensator übereinstimmen, d. h. nach einem Übergangsbereich mit 6 dB/Oktave abfallen soll.

Die Auswirkungen der Zeitkonstante dieser Impedanz sind bekannt: unter sonst gleichen Umständen wächst die aufsprechseitig notwendige Höhenanhebung mit abnehmender Zeitkonstante; der auf Band aufgezeichnete Nutzfluß wächst also in den Höhen, die wiedergabeseitige Höhenverstärkung kann entsprechend verringert werden, und der nach DIN 45510 und 45511 definierte Ruherauschspannungsabstand wird mit kleiner werdender Zeitkonstante ganz zweifellos größer. Dies gilt generell und unabhängig von der zufällig vorhandenen Bandqualität und vom Stand der Technik.

Demgegenüber können sich zu kleine Zeitkonstanten ebenfalls ungünstig auswirken. Allerdings besteht nicht (wie gelegentlich behauptet wird) die Gefahr einer Höhenübersteuerung bei zu starker Höhenanhebung, weil bei Heimtonbandgeräten der Aussteuerungsmesser schaltungsmäßig hinter der Anhebung liegt und diese in seiner Anzeige mit berücksichtigt; vielmehr können zu kleine Zeitkonstanten im praktischen Betrieb zu schlechteren Ruherauschspannungsabständen führen, als gemessen werden, und zwar immer dann, wenn der Höhenabfall in der Amplitudenstatistik kleiner ist als die aufsprechseitige Höhenanhebung und wenn infolgedessen der Gesamtpegel um den überschießenden Betrag reduziert werden muß. Verschlechtert sich jedoch im Falle einer zu kleinen Zeitkonstante die betriebliche Dynamik nur dann, wenn Amplitudenstatistik und

Höhenanhebung ungünstig, und nur in dem Maße, wie sie ungünstig zueinander liegen, so verschlechtert sich bei zu großer Zeitkonstante die Dynamik in jedem Fall; im Extremfall, wenn nämlich die Normflußkurve unterhalb des mit konstantem Sprechstrom erreichbaren remanenten Oberflächenflusses liegt, müßten sogar die Höhen im Sprechstromkreis abgesenkt, die Nutzmagnetisierung also bewußt verringert werden.

Berücksichtigt man schließlich, daß jede musikalische Darbietung und jedes normale Schallereignis eine in den Höhen mehr oder weniger abfallende Amplitudenstatistik aufweist und daß diejenige Aufnahme zweifellos am geräuschärmsten ausgesteuert wird, bei der die jeweils auftretenden Spitzen jeder Frequenz den Tonträger gerade bis zur zulässigen Grenze aussteuern, so ergibt sich als sinnvolle Richtlinie für eine neu zu erstellende Norm, die Zeitkonstante so klein wie nur irgend vertretbar, mindestens aber so klein zu wählen, daß die beim absehbaren Stand der Technik erforderliche Höhenanhebung des Sprechstroms gerade invers verläuft zur überwiegenden Mehrheit der Amplitudenstatistiken. Nur wenn die Zeitkonstante hinreichend klein normiert wird, wird die Norm langlebig: Qualitätsverbesserungen des Tonträgers können ohne Normänderung dem Endprodukt zugute kommen; der Wiedergabekanal braucht auch bei sich änderndem Stand der Technik nicht geändert zu werden; ältere Aufnahmen bleiben also abspielbar. Wird dagegen die Zeitkonstante zu groß normiert, so wird entweder bei Wahrung der Langlebigkeit ein bestimmter Stand der Technik eingefroren, und Qualitätsänderungen des Tonträgers machen sich überhaupt nicht bemerkbar, oder die Norm muß in kurzen Zeitabständen geändert werden.

Diese Überlegungen gelten übrigens unabhängig von der Bandgeschwindigkeit.

Quantitative Hinweise

Hierbei kann man sich — etwas vereinfachend — auf die Betrachtung einer oberen Grenzfrequenz von 10 kHz beschränken, weil die darüber liegenden Rauschanteile praktisch keinen Beitrag mehr zur subjektiven Rauschempfindung liefern und weil auch Amplitudenstatistiken oberhalb 10 kHz, wenn überhaupt, nur noch vernachlässigbar selten in nennenswerter Höhe vorhanden sind.

Amplitudenstatistiken streuen natürlich stark entsprechend dem jeweiligen Charakter der musikalischen Darbietung. Für reine Orchestermusik sind Amplitudenstatistiken veröffentlicht worden, die bei 10 kHz gegenüber 1 kHz um einen Betrag abfallen, der zwischen 4 und 20 dB liegen kann. Leider ist weder eine angenäherte Häufigkeitsverteilung von Amplitudenstatistiken über das gesamte Musikrepertoire oder wenigstens über charakteristische Teile bekannt, noch sind bisher Häufigkeitsverteilungen der Spitzenwerte innerhalb einer bestimmten Amplitudenverteilung veröffentlicht worden. Unter Berücksichtigung der spärlichen Meßdaten und der über Jahre

¹⁾ Comité Consultatif International des Radiocommunications.

²⁾ National Association of Radio and Television Broadcasters.

³⁾ Record Industry Association of America

hin angefallenen Erfahrungen beim Bau und bei der Erprobung von Tonbandgeräten läßt sich daher nur folgendes aussagen:

a) Die gesamte romantische und vorromantische Orchestermusik scheint Amplitudenstatistiken aufzuweisen, die bei 10 kHz um rund 15 dB oder mehr abfallen. Dies gilt naturgemäß auch für Streichorchester, Soloinstrumente und Gesang. Es kommt allerdings relativ häufig vor, daß die absoluten Maximalamplituden im Bereich von 2 bis 3 kHz auftreten.

b) Der oben erwähnte Abfall von 4 dB bei 10 kHz in der Amplitudenstatistik ist sicherlich eine Ausnahmerscheinung und vielleicht auch auf Meßfehler zurückzuführen. Trotzdem haben Jazz und modern instrumentierte Orchestermusik mitunter sehr energiereiche Höhen, vor allem im Bereich um 4 bis 5 kHz. Der mittlere Abfall bei 10 kHz in der Amplitudenstatistik wird für solche Musik auf Werte zwischen 7 und 10 dB geschätzt.

Bei der Dürrigkeit des vorhandenen Materials läßt es sich nicht vermeiden, daß Schlüsse, die aus diesem Material gezogen werden sollen, mehr oder weniger durch Ansichten und Ermessen mitbestimmt werden. Im Sinne der einleitend erhobenen Grundforderung aber sollten Aufsprechanhebungen von 15 dB bei 10 kHz als Ausgangspunkt einer Norm zulässig sein. Dafür, daß dieser Wert nicht übertrieben groß ist, sprechen folgende Gründe:

Die unter a) genannte Musik, zu der noch das Gros der normalen Schlager- und populären Musik kommt, ist die bei weitem häufigste. Magnettonaufzeichnungen dieser statistisch häufigsten Musik haben also unter Zugrundelegung einer Aufsprechanhebung von 15 dB bei 10 kHz keine Reserven mehr zur unmittelbaren Qualitätssteigerung, falls die Tonbänder in bezug auf die Aufzeichnungsfähigkeit kurzer Wellenlängen verbessert werden würden. So betrachtet, müßte man eigentlich für 20 dB Aufsprechanhebung plädieren, stünde nicht auf der Gegenseite zu befürchten, daß dann doch schon ein erheblicher Prozentsatz der Tonaufnahmen untersteuert, d. h. mit zu geringem betrieblichem Rauschabstand durchgeführt werden würde. (Hieraus erhellt übrigens, daß die zukünftige Entwicklung der Tonbänder selbst weniger in Richtung möglichst kleiner aufzeichnbarer Wellenlängen, als vielmehr in Richtung höherer Aussteuerbarkeit zu gehen hat.)

Die unter b) genannte Musik hat im allgemeinen und sozusagen zum Ausgleich keine eigene große Dynamik und darüber hinaus stärkste Nutzmodulationen in dem Frequenzbereich, der in der Nähe des Rauschmaximums liegt; Untersteuerungen machen sich hier also subjektiv verhältnismäßig wenig bemerkbar.

Unter Zugrundelegung des Bezugsband-Leerbandteiles nach DIN 45513 Blatt 5, und der von Deutschland vorgeschlagenen Zeitkonstante von 120 μ s sind für die Bandgeschwindigkeit von 4,76 cm/s Aufsprechanhebungen von 15 dB bei 10 kHz recht bequem einzuhalten. Im Hinblick auf bereits vorliegende Musterbänder mit neueren Rezepturen ist auch gegen eine Herabsetzung des Wertes auf 100 μ s nichts einzuwenden.

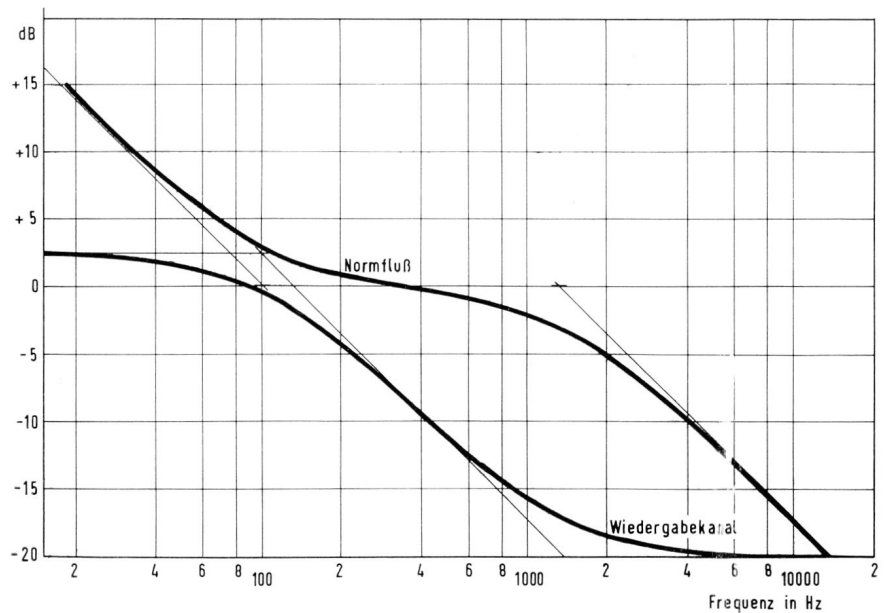


Bild 1 Frequenzgänge der Entzerrungsnorm 120 + 1590 μ s

Experimenteller Befund

Es ist leider unmöglich, aus vorgelegten Band- und Entzerrungsdaten auf den Geräuschspannungsabstand rückzuschließen; es bleibt nichts anderes übrig, als die vorgeschlagenen Entzerrungen aufzubauen und die erzielbaren Geräuschspannungsabstände über Band zu messen bzw. durch unmittelbares Abhören von Musikaufnahmen zu vergleichen.

Der deutsche Normvorschlag für eine Bandgeschwindigkeit von 4,76 cm/s sieht eine Entzerrung von 1590 + 120 μ s vor. Die Angabe zweier Zeitkonstanten für die Entzerrung besagt: Faßt man den Aufsprechanal als Vierpol auf mit der (normierten) Signalspannung als Eingangsgröße g_1 und mit dem auf Band aufgezeichneten remanenten (ebenfalls normierten) Oberflächenfluß als Ausgangsgröße g_2 , so soll die Übertragungsfunktion g_2/g_1 dieses Vierpols gleich der resultierenden Übertragungsfunktion zweier vollständig rückwirkungsfrei hintereinander geschalteter Teilvierpole sein, deren einzelne Übertragungsfunktionen einen Verlauf haben wie der Scheinwiderstand einer Reihenschaltung von Kondensator und Widerstand mit der Zeitkonstante $T_1 = 1590 \mu$ s, also in normierter Schreibweise wie:

$$\bar{u}_1 = \frac{1}{\omega T_1} \cdot \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2} \quad (1)$$

und wie der Scheinwiderstand einer Parallelschaltung von Kondensator und Widerstand mit der Zeitkonstante $T_2 = 120 \mu$ s, also in normierter Schreibweise wie:

$$\bar{u}_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}} \quad (2)$$

Damit wird die resultierende Übertragungsfunktion:

$$g_2/g_1 = \bar{u}_1 \cdot \bar{u}_2 = \frac{1}{\omega T_1} \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T_1^2}{1 + \omega^2 T_2^2}} \quad (3)$$

Bei konstanter Signalspannung am Eingang des Aufsprechanals ist also Gleichung (3) identisch mit dem Verlauf des auf Band aufgezeichneten Normflusses. Dementsprechend muß bei idealem Hör-

kopf der Wiedergabekanal einen Frequenzgang haben wie die resultierende Übertragungsfunktion zweier vollständig rückwirkungsfrei hintereinander geschalteter Vierpole, von denen der eine aus Längskondensator und Querwiderstand mit der Zeitkonstante T_1 und mit der Spannungsübertragungsfunktion:

$$\bar{u}_3 = \frac{\omega T_1}{\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}} \quad (4)$$

besteht und von denen der andere eine Übertragungsfunktion besitzt wie der Scheinwiderstand einer Reihenschaltung von Kondensator und Widerstand mit der Zeitkonstante T_2 , also wie:

$$\bar{u}_4 = \frac{1}{\omega T_2} \cdot \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2} \quad (5)$$

Für den Wiedergabekanal kommt also resultierend die Übertragungsfunktion:

$$w = \bar{u}_3 \cdot \bar{u}_4 = \frac{T_1}{T_2} \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T_2^2}{1 + \omega^2 T_1^2}} \quad (6)$$

Bild 1 zeigt die beiden Funktionen nach Gleichung (3) und (6); zur Verdeutlichung der Entstehungsgeschichte sind die Asymptoten für sehr große und sehr kleine Frequenzen sowie deren Schnittpunkte mit der Null-dB-Geraden bzw. mit der Wendetangente eingezeichnet. Die Schnittpunkte liegen bei 100 Hz entsprechend 1590 μ s und bei 1326 Hz entsprechend 120 μ s.

Wird ein mit der Normflußkurve nach Gleichung (3) versehenes Bezugsband mit einem idealen Hörkopf abgetastet, so ergibt sich eine Hörkopf-EMK nach Kurve a in Bild 2. Wirklich gemessen wurde die Kurve b mit zuviel Tiefen und zuwenig Höhen; die schlechte Höhenwiedergabe ist eine Folge der Spalt- und Eisenverluste des Hörkopfs, während der Pegelgewinn bei großen Wellenlängen von Quereinstreuungen in den Kopf herrührt, weil die Vollspuraufzeichnung des Bezugsbandes mit einem Viertelsporkopf abgetastet wurde. Entsprechend diesen Verlusten und Gewinnen weicht die wirkliche Entzerrerkurve c des Wiedergabekanal vom theoretischen Verlauf nach Bild 1 ab. Kurve d in Bild 2 gibt die nach c entzerrte Kopf-EMK b

wieder. **Bild 2** ist also ein Beweis dafür, daß der Wiedergabekanal nach den vorgeschriebenen Zeitkonstanten richtig eingestellt war.

In **Bild 3** stellt Kurve a die notwendige Aufsprechanhebung dar, mit der ein Über-Alles-Frequenzgang nach Kurve b erreicht wird. Der Sprechkopf hatte hierbei eine Spaltbreite von etwa 8 μm , als Band wurde ein Doppelspielband ähnlich LGS 26, jedoch mit stark verdichteter Schicht benutzt. Man erkennt, daß die Aufsprechanhebung bei 10 kHz nur etwas über 13 dB beträgt. Mit dieser Anordnung wurde entsprechend den Angaben und Meßvorschriften von DIN 45511 ein Ruhegeräuschspannungsabstand von 50 dB gemessen⁴⁾.

In Anbetracht der Randbedingungen (Viertelspur; 4,76 cm/s Bandgeschwindigkeit) ist dieses Ergebnis zweifellos sehr befriedigend und unterstreicht nachdrücklich die Richtigkeit unserer Überlegungen. Trotzdem ist es lehrreich, die Messungen noch etwas eingehender zu diskutieren, um die derzeitigen Grenzen des Magnettonverfahrens besser erkennen und hieraus Schlüsse auf die notwendige Richtung künftiger Entwicklungen ziehen zu können. In **Bild 3** sind zu diesem Zweck insgesamt 3 gemessene Frequenzgänge eingezeichnet: die bei der Aufnahme angelegte Eingangsspannung wurde bei Kurve b 24 dB, bei Kurve c 19 dB und bei Kurve d 13 dB unter dem für Vollaussteuerung erforderlichen Wert konstant gehalten; zusammen mit der Aufsprechanhebung Kurve a in Bild 3 wird also der für Vollaussteuerung erforderliche Kopfstrom im Falle d gerade für 10 kHz erreicht. Die Aussteuerbarkeit des Tonbandes sinkt also mit kleiner werdender Wellenlänge, wie es auch in den Abweichungen der Aussteuerkurven **Bild 4** von der 6-dB/Oktave-Geraden (bei den höheren Aussteuerströmen) deutlich zum Ausdruck kommt.

Trotzdem sind die sich damit ergebenden aussteuerungsabhängigen Frequenzgangschwankungen für den subjektiven Klangeindruck damit hergestellter Magnettonaufnahmen nicht ausschlaggebend. Der echte Informationsverlust, der in Bild 3 und 4 letztlich sichtbar wird und der zum „Einebnen“ eines polyphon differenzierten Spannungsgemischs führt, läßt vielmehr ein Klangbild undurchsichtig werden: im nichtlinearen Teil der Aussteuerungskurven ist nicht nur die Gesamtwiedergabelautstärke, sondern vor allem jede einzelne Nuancierung jedes einzelnen Tons nicht mehr proportional zum Original, was beim Hörer eben den Eindruck der Undurchsichtigkeit hervorruft. Wie schon weiter oben bemerkt, folgt hieraus unmittelbar, daß nicht der Frequenzgang, sondern die Aussteuerfähigkeit der Tonbänder bei kurzen Wellenlängen verbessert werden muß.

Alternativer Entzerrungsvorschlag

Obwohl die eben aufgezeigten Grenzen der Magnettonaufzeichnung durch konventionelle Schaltungsmaßnahmen nicht hinausgeschoben werden können, wäre noch zu überprüfen, ob die Gesamtqualität innerhalb dieser Grenzen nicht durch die entsprechende Normung einer Entzerrung weiterverbessert werden kann.

⁴⁾ Diese Angabe entspricht der vorgeschriebenen Spitzenwertmessung. Nach der noch vielfach üblichen Effektivwertmessung verbessert sich der Wert auf 55 dB.

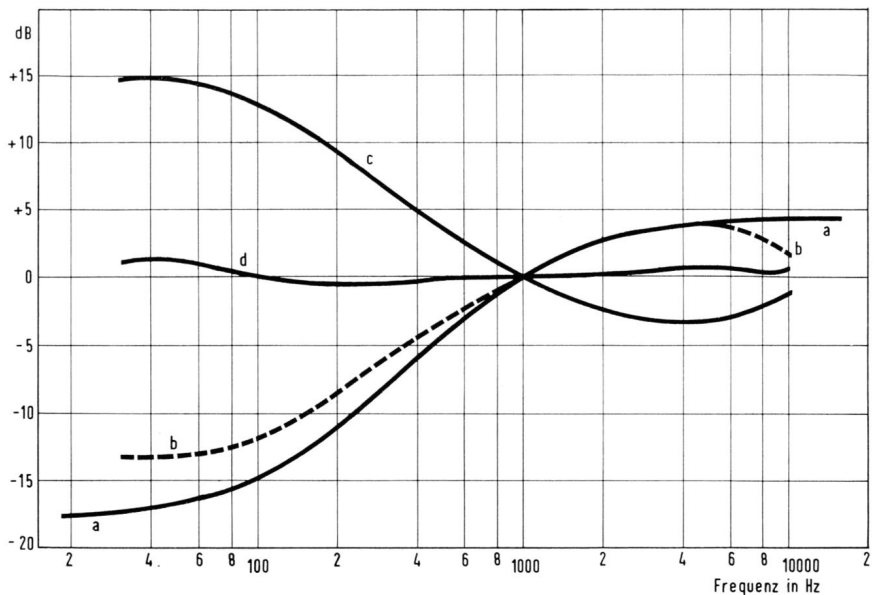


Bild 2 Wiedergabe-Frequenzgänge:
a) theoretische Kopf-EMK beim Abtasten des Normflusses 120 + 1590 μs
b) gemessene Kopf-EMK
c) notwendige Entzerrung entsprechend Kurve b
d) gemessener Frequenzgang beim Abtasten des Normflusses mit Entzerrung c

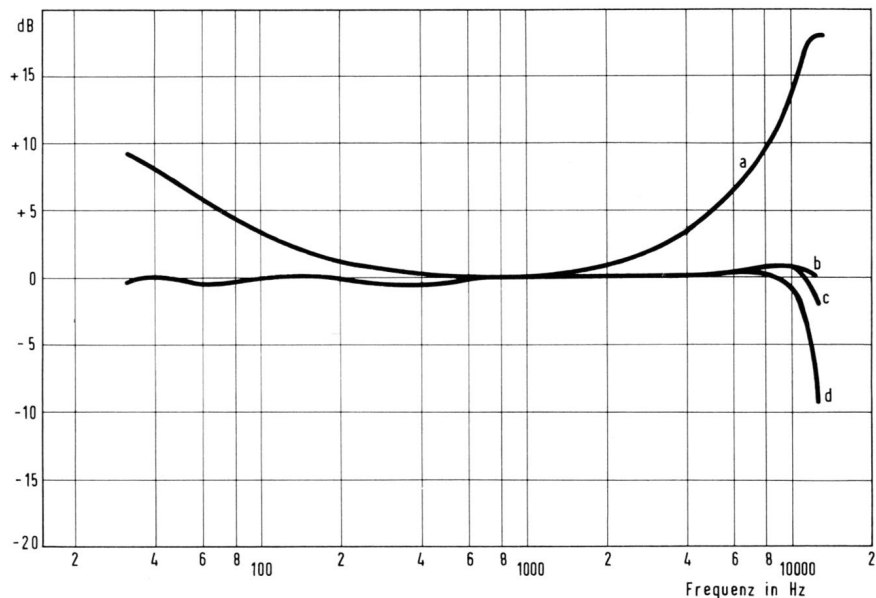
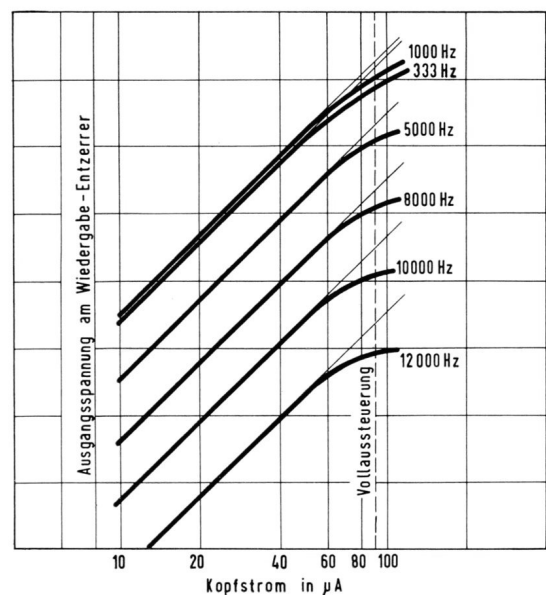


Bild 3 a) notwendige Aufsprechanhebung
b) gemessener Über-Alles-Frequenzgang mit Eingangsspannung 24 dB unter Vollpegel
c) desgleichen mit 19 dB unter Vollpegel
d) desgleichen mit 13 dB unter Vollpegel

Bild 4
Aussteuerungskurven
der Apparatur
nach Bild 3



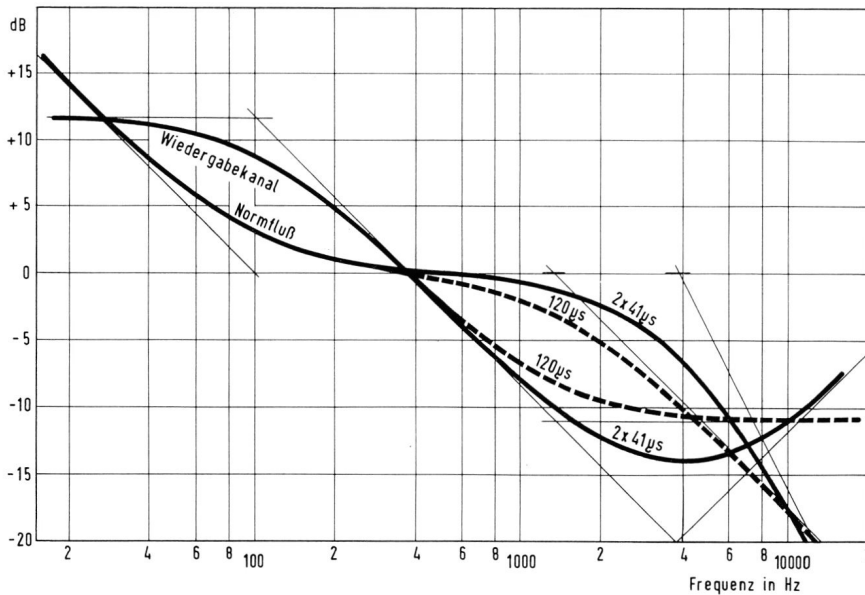


Bild 5 Entzerrungsvorschlag mit Doppelzeitkonstante für die Höhen

Hierzu gibt es eine bekannte Überlegung [1]: Da ausweislich der Bewertungskurve von DIN 45405 die Lästigkeit des Rauschens im Bereich von 4 bis 6 kHz besonders groß ist, liegt es nahe, in diesem Frequenzbereich die Aufsprechanhebung besonders groß zu machen. Ein entsprechender Normungsvorschlag wurde in [1] auch bereits angegeben, und zwar als Überlagerung einer normalen und einer zusätzlichen Rauschunterdrückungsentzerrung. Normtechnisch läßt sich eine derartige Rauschunterdrückungsentzerrung einfacher formulieren, wenn man auf die Doppelzeitkonstante nach DIN 45513 Blatt 5, Ausgabe Juni 1962, zurückgreift. Hiernach wird der Abfall der Normflußkurve in den Höhen nicht durch ein einfaches RC-Glied, sondern durch die rückwirkungsfreie Hintereinanderschaltung zweier Vierpole beschrieben, von denen jeder eine Übertragungsfunktion hat wie der Frequenzgang des Scheinwiderstandes einer Parallelschaltung von Kondensator und Widerstand mit der Zeitkonstante T_3 . Mit der Tiefentzerrung nach Gleichung (1) zusammen ergibt sich also als Normflußkurve:

$$g_2 / g_1 = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}{\omega T_1 \cdot (1 + \omega^2 T_3^2)} \quad (7)$$

und analog als Frequenzgang des Wiedergabekanal:

$$w = \frac{T_1}{T_3} \cdot \frac{1 + \omega^2 T_3^2}{\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}} \quad (8)$$

Verlangt man nun auch hier entsprechend den früheren Überlegungen eine Aufsprechanhebung von 15 dB bei 10 kHz, oder anders ausgedrückt: daß die Beträge von Gleichung (3) und Gleichung (7) bei 10 kHz gleich sein sollen, so errechnet sich hieraus eine Zeitkonstante von $T_3 = 41 \mu s$.

Bild 5 gibt einen Überblick über die vorliegenden Verhältnisse. Man erkennt, daß bei gleicher Aufsprechanhebung für 10 kHz die Aufsprechanhebung für 4 kHz um 3,5 dB und bei 5 kHz um 3 dB höher ist als bei der 120- μs -Entzerrung.

Entsprechend den Meßvorschriften von DIN 45511 ergibt sich mit einer derartigen Rauschunterdrückungsentzerrung

ganz zweifellos ein besserer Geräuschspannungsabstand. Ob er auch in der Praxis wegen der Amplitudenstatistiken eingehalten werden kann, ist zur Zeit nicht geklärt. Aus diesem Grunde, d. h. mangels ausreichender Erfahrungen, dürfte es daher auch schwer fallen, eine Entzerrung nach Gleichung (7) national oder international ins Gespräch zu bringen. Doch wäre es nützlich, wenn statt aller spekulativen Erwägungen hierzu auf breiter (musikalischer) Basis Erfahrungen gesammelt würden.

Die Entzerrung bei anderen Bandgeschwindigkeiten

Die Ausgabe der Norm DIN 45513 vom Juni 1962 gab als Höhenentzerrung für 9,53 cm/s Bandgeschwindigkeit 120 μs und für 19,05 cm/s 100 μs an, also Werte,

die, wenn sich der deutsche Vorschlag für 4,76 cm/s Bandgeschwindigkeit durchsetzt, auf keinen Fall konsequent waren, sondern nach einer Änderung verlangten. Allerdings brauchte man hierbei wegen der mit wachsender Bandgeschwindigkeit ebenfalls wachsenden Grenzwellenlänge nicht so weit zu gehen, eine mit wachsender Bandgeschwindigkeit proportional fallende Zeitkonstante zu fordern; dies hätte nur dann einen Zweck, wenn es gelänge, mit Hilfe der Vormagnetisierung einen hinreichend starken Höhenabfall des remanenten Flusses bei gleichzeitiger entsprechender Steigerung der Magnetisierung im mittleren Frequenzbereich zu erzielen.

Da dies nicht möglich ist und da mit größer werdender Grenzwellenlänge das Entzerrungsoptimum sowieso unschärfer wird, d. h. da die Qualitätsänderungen in einem weiten Schwankungsbereich der Entzerrungszeitkonstante relativ klein bleiben, empfahl sich ein Anschluß an die NARTB-Zeitkonstante von 50 μs für 19,05 cm/s, über die auch in Deutschland größere Erfahrungen vorliegen und die auch in Deutschland seit einigen Jahren mit gutem Erfolg praktiziert worden ist.

Für 9,53 cm/s Bandgeschwindigkeit kann man einfach interpolieren: 78 μs würden dem geometrischen, 85 μs dem arithmetischen Mittelwert von 50 und 120 μs entsprechen, so daß abgerundet 80 μs als sinnvoller Zahlenwert für 9,53 cm/s erscheint. Von der RIAA wurden 90 μs festgelegt, ein dieser Betrachtung entsprechender Wert, der neuerdings auch vom Deutschen Normausschuß übernommen wurde.

In der nachstehenden Tabelle sind die derzeit gültigen Entzerrungs-Normen aufgeführt.

[1] H. Pieplow, Festschrift „50 Jahre VDE Nordbayern“; Berlin 1961, Seiten 111–119.

Entzerrungsnormen für Magnetongeräte

Stand 1966

Bandgeschwindigkeit	4,76 cm/s	9,53 cm/s	19,05 cm/s
DIN (CCIR) Studio-Norm			70 μs
DIN Heimton-Norm	1590 μs 120 μs	3180 μs 90 μs	3180 μs 50 μs
NARTB-Norm		3180 μs 100 μs	3180 μs 50 μs
RIAA-Norm		3180 μs 90 μs	3180 μs 50 μs

Bezugsmöglichkeit der Normblätter:

- DIN (Deutscher Normenausschuß) über Beuth-Vertrieb GmbH
1 Berlin 15, Uhlandstraße 175
- NARTB (NAB) National Association of Radio and Television Broadcasters
1771 "N" Street, N.W. Washington, D.C.
- RIAA Record Association of America
1 E. 57th Street, New York, N.Y. / 10022

Tonköpfe für das Cassetten-System DC-International

1. Teil Mechanischer Aufbau

1. Einleitung

Die Funkausstellung 1965 in Stuttgart brachte mit der Tonband-Kassette nach dem System DC-International, an dem sich außer den GRUNDIG Werken u. a. so namhafte Firmen wie Telefunken und Blaupunkt beteiligen, eine echte Neuheit. Neben der Kassette selbst bilden die Tonköpfe als spurlagenbestimmende Elemente das Kernstück dieses Systems. Im folgenden ersten Teil werden die für den Monobetrieb erforderlichen Tonköpfe beschrieben, während die Beschreibung der Stereo-Tonköpfe einem späteren Bericht vorbehalten bleibt.

Bezüglich Konstruktion und Aufbau lassen sich die Tonköpfe der Kassetten-Reihe in die hunderttausendfach bewährte Ausführung der GRUNDIG Miniaturköpfe einreihen. Die Tonköpfe der Kassetten-Reihe bedingen bezüglich Qualität und Kleinheit der Abmessungen höchste Präzision in der Montage und eine optimal ausgefeilte Fertigungstechnik.

Neuland wird bei dem DC-System auch durch die angewendete hohe Informationsdichte betreten. Aus dem durch die Heimtonbandgerätekunst gesteckten Rahmen fallen auch die verwendeten Bänder bezüglich ihrer Breite und Dicke. Es werden Dreifach- bzw. Vierfachspielbänder mit 3,78 mm Bandbreite verwendet. Diese Bandbreite bringt im Zusammenhang mit den festgelegten Spurlagen sowohl die Bedienungsvorteile der Halbspurtechnik als auch den hohen Qualitätsstand der von den Viertelspurgeräten her bekannten Schmalspur-Aufzeichnungstechnik. Die Kassette kann sowohl bei Mono- als auch bei Stereo-betrieb verwendet werden, wobei im ersten Fall zwei gegenläufige Einzelspuren, im zweiten Fall zwei gegenläufige Doppelspuren benutzt werden.



Bild 1 Kassette im Gerät bei gedrückter Starttaste. Köpfe und Andruckrolle sind in die Aussparungen der Kassette geschoben

Das DC-System läßt eine wechselweise Benutzung von monobespielten Kassetten auf Stereo-Geräten und von stereo-bespielten Kassetten auf Mono-Geräten zu, wobei die Spieldauer, analog der Schallplatte, bei beiden Betriebsarten gleich lang ist.

2. Tonband und Spurlagen

Funktion und Aufbau der Doppelloch-Kassette wurde bereits in einer früheren Ausgabe der Technischen Informationen beschrieben¹⁾, so daß wir uns hier auf die Wechselwirkung zwischen Tonkopf und Tonband beschränken können. Im Betriebszustand wird das Band von einem Wickelkern auf den anderen gespult, wobei die Schichtseite im Gegen-

satz zu Heimtonbandgeräten nach außen zeigt. Es werden Bänder mit 0,018 mm (Dreifachspielband) bzw. 0,012 mm (Vierfachspielband) Dicke verwendet. Die Bandbreite beträgt 3,78 mm und besitzt eine Toleranz von $\pm 0,03$ mm. Die Bandführungsmittel haben insbesondere der maximal möglichen Breite von 3,81 mm Rechnung zu tragen. Sie befinden sich beim DC-System sowohl in der Kassette selbst oder an den Köpfen. Löschkopf, kombinierter Aufnahme-Wiedergabekopf, kurz Kombikopf genannt, und Andruckhebel sind auf einer Kopfträgerplatte montiert (Bild 1). Durch Betätigung der Starttaste wird die Kopfträgerplatte in Richtung der Kassette bewegt (Bild 2).

Die Tonköpfe und die Andruckrolle werden in entsprechende Fensteröffnungen der Kassette geschoben und gegen das Band bzw. die Tonwelle zur Anlage gebracht.

Bild 3 veranschaulicht den sich dermaßen ergebenden Bandlauf. Durch eine an der Kassette befindliche mit Andruckfilz versehene Andruckfeder wird das Band gegen den Kopfspiegel des Kombikopfes gedrückt.

Wie von Heimtonbandgeräten her bekannt, ist auch hier der Andruckfilz zur Sauberkeit systematisch zu kontrollieren. Das gleiche gilt für die Oberfläche des Tonkopfes, auf der sich Bandstaub sammeln kann. Solche Ansammlungen von Bandabrieb müssen mit einem weichen Holzstift (Streichholz, Zahnstocher) oder noch besser mit einem Radiergummi-Stift

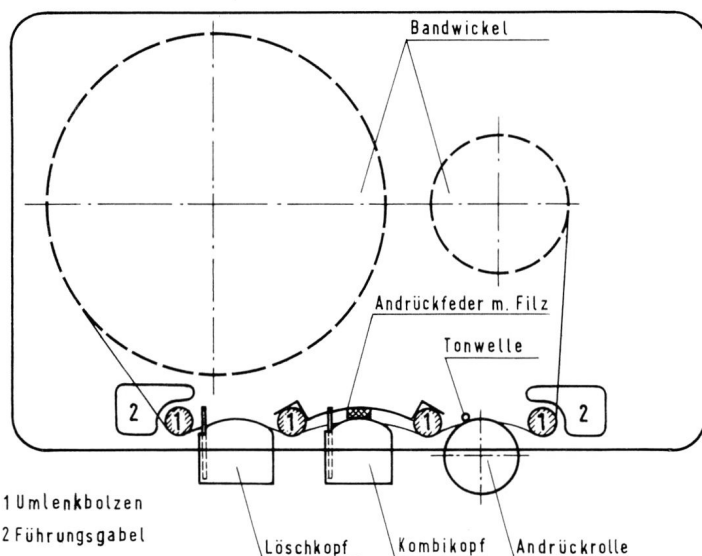


Bild 2 Bandlaufschema der DC-Kassette

¹⁾ GRUNDIG Technische Informationen September 1965, Seite 915

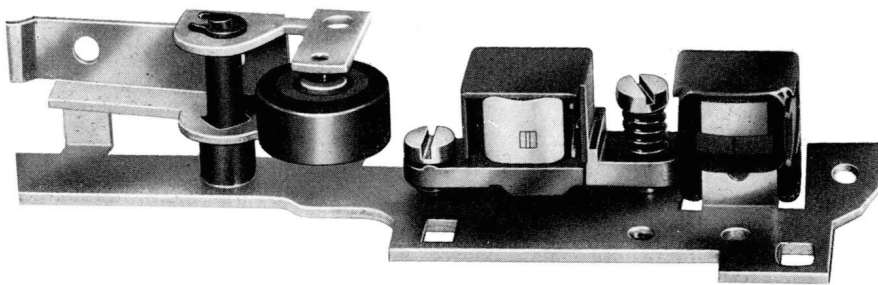


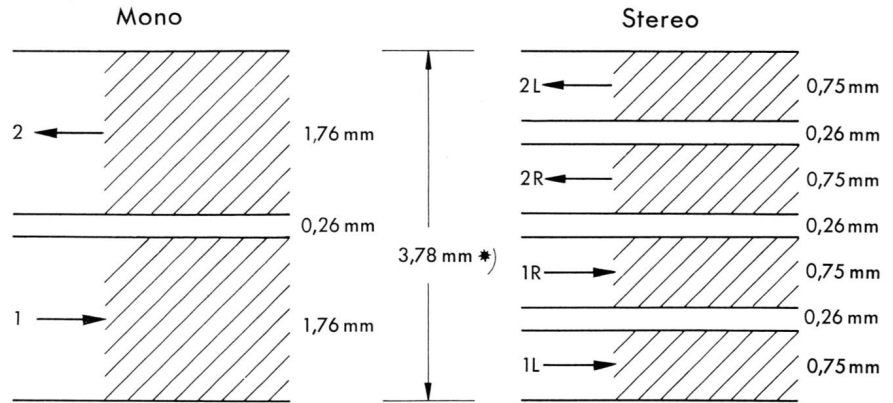
Bild 3 Köpfe und Andruckrolle auf der gemeinsamen Schieberplatte

entfernt werden. Bei starker Verkrustung sind sie mit in Spiritus getauchter Watte aufzuweichen und abzulösen. Der Kontakt des Bandes mit dem Löschkopf wird durch den Bandzug und die Umschlingung des Bandes bestimmt.

Durch **Bild 4** werden die Spurlagen für Mono- und für Stereobetrieb veranschaulicht. Die Stereospuren ergeben sich durch Aufteilung jeweils einer Bandhälfte bei Dazwischenschaltung einer gleichbreiten neutralen Zone von 0,26 mm zwischen die einzelnen Spuren. Damit wird auch die wechselweise Benutzung von mono- und stereobespielten Kassetten auf dem gleichen Gerät möglich. Auf maximale Spurbreite wurde aus Gründen der Dynamik größter Wert gelegt.

3. Tonkopf-Systemaufbau

Der Aufbau des elektromagnetischen Systems des Kombikopfes erfolgt in Ringkopfform, wobei die Pole senkrecht zur Bandebene und parallel zur Spaltenebene lamelliert sind. Durch diese Lamellierungsart wird eine homogene Ausbildung der Spaltkanten gewährle-



*) mittlere Breite des Tonbandes $3,78 \pm 0,03$ mm
Nennmaß: $3,81 - 0,06$ ($\approx 0,15''$)

Bild 4 Spurlagenschema des „System DC-International“. Halbspurtechnik für Mono-, kompatible Viertelspurtechnik für Stereo-Betrieb. Bandhöhe: 3,78 mm. Pfeile = Bewegungsrichtung des Bandes; Magnetschicht dem Betrachter zugewendet

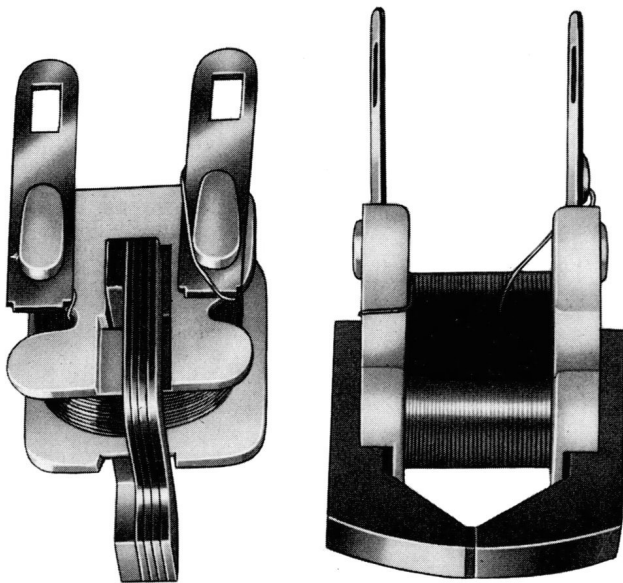
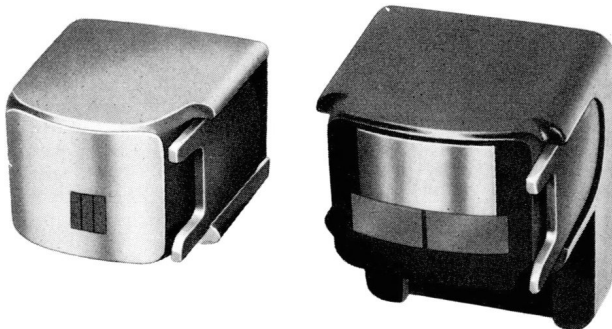


Bild 5 Systemaufbau des Kombi-Tonkopfes. Der Kopf ist mit einer zusätzlichen, nicht abgebildeten magnetischen Abschirmung zum Schutz gegen äußere Störfelder versehen

Bild 6 Systemaufbau des Löschkopfes

Umständen nicht notwendig. Durch die Vermeidung einer rückwärtigen Scherung und durch den außerordentlich kurzen Flußweg wird ein optimaler Wirkungsgrad erreicht, der in erster Linie der Dynamik des DC-Systems zugute kommt. Die Sicherung einer ausreichenden Dynamik ist ja bekanntlich ein Hauptproblem bei hohen Informationsdichten. Ebenfalls durch die geforderte hohe Informationsdichte ist der Arbeitsspalt bestimmt. Die Spaltbreite beträgt $2,5 \mu\text{m}$, wodurch die Wiedergabe einer Grenzwellenlänge $\lambda_G = 5 \mu\text{m}$ bei einem mit normalem Entzerrungsaufwand zu bewältigenden Abfall ermöglicht wird.

Die Kombikopf-Impedanz trägt einer wirkungsvollen Anpassung an die Transistor-Eingangsstufe der Geräte Rechnung. Die äußeren Abmessungen der Tonköpfe sind durch die Kassettenkonstruktion, insbesondere die Kassettenhöhe und Wandstärke, weitgehend vorbestimmt. Aus den zwei letztgenannten Maßen ergibt sich die Fensterhöhe, die gleichzeitig die maximal mögliche Einbauhöhe der Tonköpfe einschließlich Abschirmung darstellt.

Das elektromagnetische System des Löschkopfes besitzt einen aus zwei gleichen Kernhälften aufgebauten Ringkern. **Bild 6** zeigt die Systemzusammensetzung aus den beiden Kernhälften, dem Arbeitsspalt und der Spule. Als Kernmaterial wurde erstmalig ein besonders dichtgesintertes, feinporiges und bandschonendes Spezialferrit verwendet.

Der Löschkopf ist infolge seines geringen Ringdurchmessers bei gleichbleibendem Querschnitt ebenfalls durch einen ausgezeichneten Wirkungsgrad gekennzeichnet. Selbstverständlich kommt auch die niedrige Bandgeschwindigkeit, bei der das DC-System arbeitet, guten Löschkopfdämpfungsverhältnissen entgegen, da die erforderliche Löschkraft bekanntlich mit abnehmender Wellenlänge der Aufzeichnung verringert werden kann. Neuartig ist auch die Ausbildung des Löschkopfgehäuses, indem der Löschkopf mit der Rückwand direkt an die Kopfträgerplatte geschraubt wird.

(Teil 2 mit den elektrischen Kennwerten und Betriebsdaten folgt im nächsten Heft)

Kollektorloser Gleichstrommotor mit Feldplatten-Steuerung

W. JAHN

Im Heft Sept. 1965 der Technischen Informationen (Seiten 923... 926) konnte der technisch interessierten Öffentlichkeit erstmals, in Verbindung mit dem »System DC International«, ein vollkommen ohne Kontakte arbeitender Gleichstrommotor vorgestellt werden. Die Vorteile dieser Entwicklung liegen klar auf der Hand: Lange Lebensdauer, praktisch begrenzt lediglich durch die Haltbarkeit der Lager, vollkommen geräuschlos arbeiten, da keine schleifenden und damit geräuscherzeugenden Stellen vorhanden sind und schließlich ein präziser Lauf, welcher eine exakte Drehzahlkonstanz bei veränderlicher Spannung, Last und Temperatur garantiert.

Prinzip des kollektorlosen Motors

In **Bild 1** ist nochmals das Prinzip der Kontaktkommütierung erläutert. Werden durch eine geeignete Vorrichtung nacheinander die Magnetwicklungen eingeschaltet, so dreht sich der Anker jeweils in Richtung des eingeschalteten Magneten, vorausgesetzt, daß die Polarität gleichbleibt. Dabei fließt über die Kontakte jedesmal der gesamte Motorstrom. In **Bild 2** ist der strombelastete Kommutator durch drei Schalttransistoren ersetzt worden, welche ihrerseits durch eine Vorrichtung nacheinander leitend gemacht werden können und somit zum gleichen Ergebnis wie in **Bild 1** führen. Der Umschaltkontakt ist dazu nur mit dem entsprechenden Basisstrom belastet, welcher in der Regel nur einem Bruchteil des Motorstromes entspricht. Ist man nun in der Lage, die notwendige Steuerenergie für die Schalttransistoren auf kontaktlosem Wege zu übertragen, so besitzt man eine Möglichkeit, die Stromwendung und damit den Lauf des Motors kontaktlos zu ermöglichen. Im ersten Anwendungsfall erfolgte diese Energieübertragung durch Hochfrequenz, wobei der Steuerkopf des Motors ähnlich einem Verteilerring im Zündsystem eines Kraftfahrzeuges gestaltet und auf der Antriebsachse

des Motors fest angebracht war. Beim Einschalten des Motors wurde durch das Steuersegment eine Motorwicklung mittels des Schalttransistors angeschaltet, und der Anker und damit die Achse in Richtung des Magneten gedreht, mit ihm aber auch das Steuersegment, welches sich nun um ca. 110° weiter gedreht hat und die in Drehrichtung nächste Wicklung einschaltet, sich nochmals um 110° dreht und dann seinen Ausgangspunkt erreicht und das Spiel von Neuem beginnt, bei 3 000 Umdrehungen pro Minute 50 mal in der Sekunde.

In diesem neuen Motor wird die Kommutierung auf magnetischem Wege durchgeführt. Dieses konnte durch die Entwicklung eines völlig neuartigen Bauelements, der sogenannten Feldplatte bewirkt werden. Zuerst soll jedoch auf das Bauelement selbst und seine Funktion eingegangen werden.

Die Feldplatte, ein magnetisch beeinflussbarer Widerstand

Die Feldplatte ist ein Halbleiterbauelement, welches unter dem Einfluß eines statistischen Magnetfeldes seinen spezifischen Widerstand ändert. Die im Motor verwendeten Feldplatten haben eine Größe von ca. 1 mal 3 mm bei der Dicke von 0,3 mm und besitzen einen Grundwiderstand von ca. 170 Ohm, welcher sich im Magnetfeld von etwa 3 000 Gauß auf rund 500 Ohm erhöht. Der Halbleiterwerkstoff besteht aus Indium-Antimonid in welchem gerichtete Einschlüsse aus Nickel-Antimonid quer zur Stromrichtung liegen. Diese Einschlüsse mit ihrem hohen spezifischen Leitwert im Gegensatz zum schwerleitenden Grundmaterial, verursachen eine erhebliche Verlängerung des Stromweges und damit des Grundwiderstandes des Elements, wenn das Material einem magnetischen Feld ausgesetzt wird, wie in **Bild 3** veranschaulicht. Dieser Effekt kommt dadurch zustande, daß die beweglichen Leiterelektronen durch das Magnetfeld abgelenkt werden und

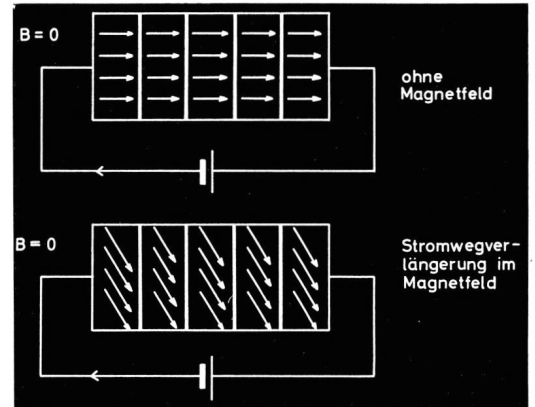


Bild 3 Prinzip der Feldplatte, ein durch Magnetfeld veränderbarer Widerstand

den Halbleitergrundwerkstoff, welche durch die Nickel-Antimonid-Nadeln in einzelne Abschnitte unterteilt gedacht werden kann, schräg durchlaufen, und damit einen Umweg zurücklegen müssen. Die praktische Ausführung zeigt **Bild 4**. Das Trägermaterial für den Halbleiter

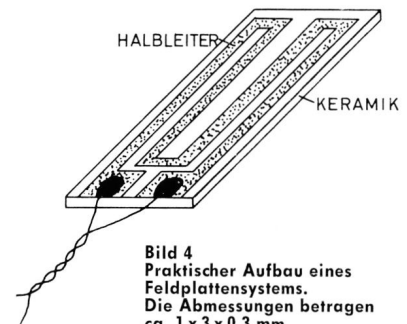


Bild 4 Praktischer Aufbau eines Feldplattensystems. Die Abmessungen betragen ca. 1 x 3 x 0,3 mm

besteht aus Keramik, die Halbleiterschicht ist durch Ätzen in eine mäanderförmige Form gebracht, die Schichtdicke beträgt etwa $20 \mu\text{m}$. In **Bild 5** ist der Widerstandsverlauf der Feldplatte in

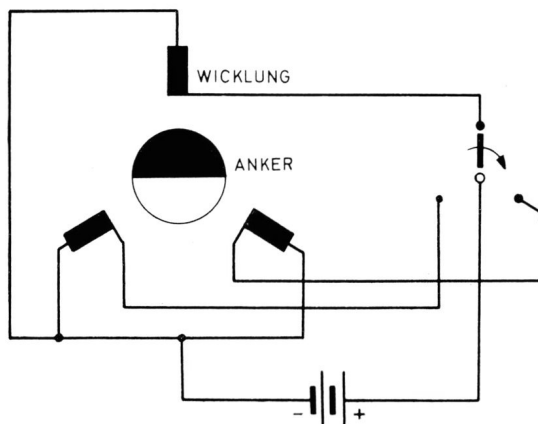


Bild 1 Prinzip der Kommutierung bei feststehenden Spulen und Magnetanker

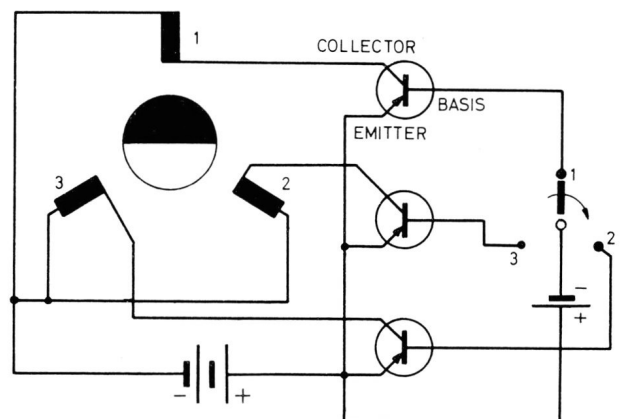


Bild 2 Ersatz des strombelasteten Kommutierungsschalters durch Transistoren. Der umlaufende Kontakt ist dadurch stromentlastet

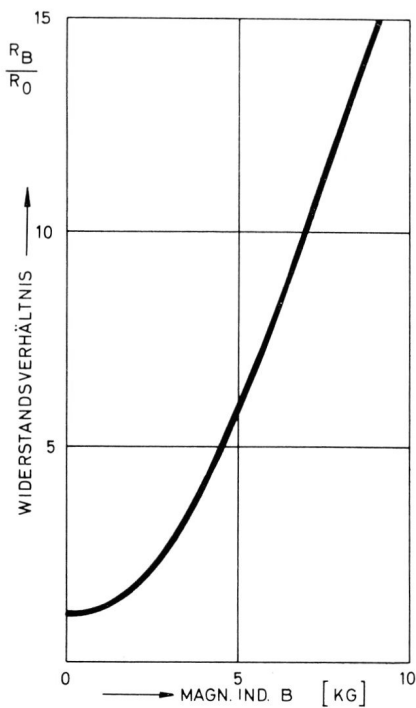


Bild 5 Widerstand der Feldplatte in Abhängigkeit vom einwirkenden Magnetfeld

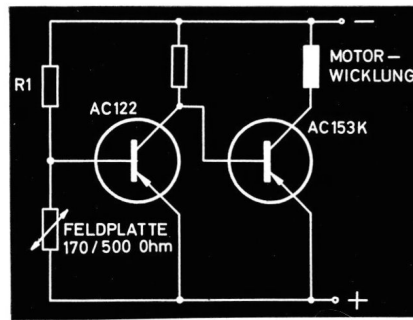
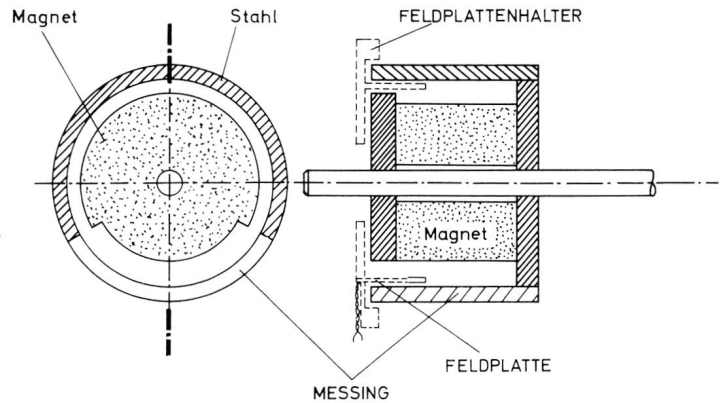


Bild 6 Einschaltung der Feldplatte im jeweiligen Steuer-Vorstufen-Transistor

Bild 7 Konstruktion des Magnet-Steuerkopfes und Anordnung der Feldplatten (je um 120° versetzt)



Abhängigkeit von der magnetischen Induktion B wiedergegeben. Es ist dabei lediglich der Betrag der Induktion angegeben, die Widerstandsänderung ist von der Polarität unabhängig.

Einsatz der Feldplatte im Motor

In Bild 6 ist der Einsatz der Feldplatte in einer Stufe der Motorschaltung wiedergegeben. Die Feldplatte ist ein Teil des Basisspannungsteilers des Vorstufen-transistors AC 122, im Magnetfeld erhöht die Feldplatte ihren Widerstand auf 500 Ohm; bei entsprechender Dimensionierung von R_1 wird der Transistor T_1 leitend und legt die Basis des eigentlichen Schalttransistors an $+$ Potential, der Transistor ist gesperrt. Die gesamte Motorschaltung besteht aus drei Schaltstufen, bestehend aus je einem Transistor AC 122 und einem AC 153 K. In Bild 7

ist die Konstruktion des Steuerkopfes dargestellt. Die drei Feldplatten tauchen im zusammengebauten Zustand ca. 2 mm tief in den ringförmigen Luftspalt ein, ähnlich der Spule eines Lautsprechers oder Tauchspulmikrophons. Auf einer Länge von etwa 120° ist der Luftspalt stark erweitert und der magnetische Rückschluß durch einen magnetischen Nichtleiter unterbrochen. In diesem Sektor befindet sich jeweils nur eine Feldplatte, welche nun den Vorstufen-Transistor durch ihren niedrigen Widerstand sperrt, nachdem in diesem Teil des Steuerkopfes die magnetische Induktion sehr gering ist. Bei gesperrtem Vorstufen-Transistor erhält die Basis des Schalttransistors eine negative Spannung und macht den Schalttransistor leitend. Der entsprechende Teil der Motorwicklung erhält Strom und

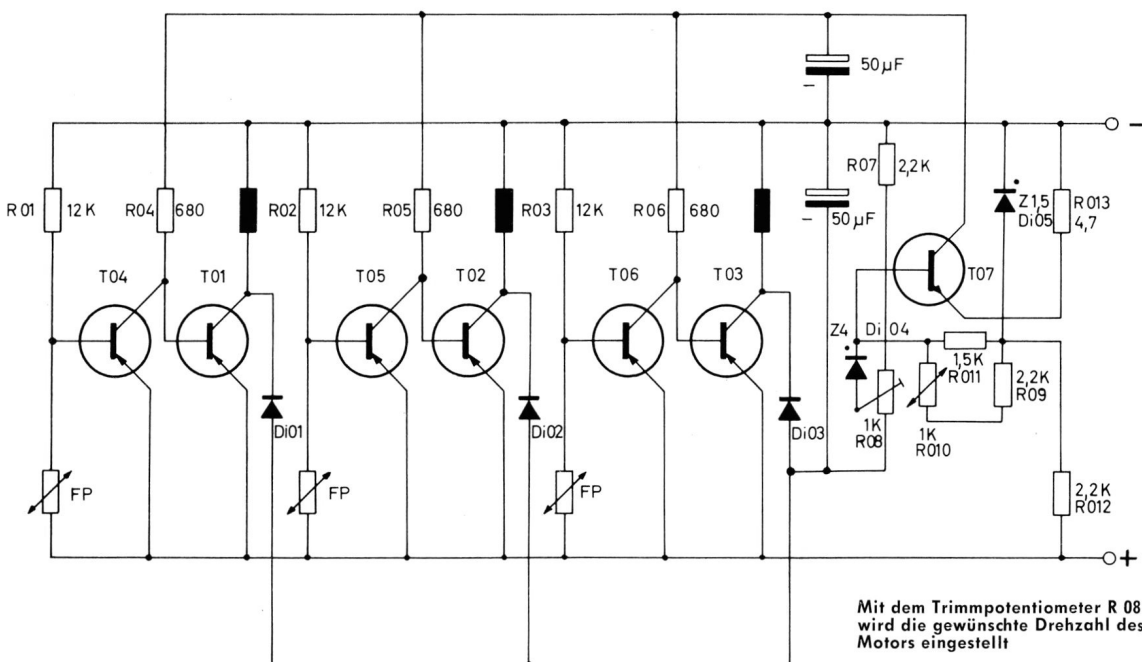
zieht den Anker, welcher auch den Steuerkopf trägt, in Richtung des erregten Magneten, schaltet durch die Drehung des Steuerkopfes die nächste Wicklung über den zugehörigen Schalttransistor ein, analog dem vorgenannten Beispiel mit mechanischer Kommutierung

Gesamtschaltung und elektronische Regelung (Bild 8)

Die Schalttransistoren T_01 , T_02 , T_03 liegen direkt an den drei Wicklungen, die anderen Enden sind zu einem Sternpunkt zusammengefaßt und werden an der ne-

gativen Batteriespannung angeschlossen. Die Vorstufen-Transistoren T_04 , T_05 , T_06 sind direkt mit den Schalttransistoren gekoppelt, die Basis liegt jeweils zwischen den Feldplatten und einem Spannungsteilerwiderstand R_01 , R_02 , R_03 . Die Basis der Schalttransistoren erhält ihre Spannung über die Widerstände R_04 , R_05 , R_06 und über den in Reihe liegenden Transistor T_07 , dessen Emitter über $4,7 \Omega$ an Minus liegt.

Die Drehzahlregelung erfolgt durch entsprechende Öffnung oder Schließung von T_07 durch die Basisspannung. Eine Tachospannung, welche durch den rotierenden Permanentmagneten in den nicht stromdurchflossenen Wicklungen induziert wird und der Drehzahl proportional ist, wird über die Dioden Di_01 , Di_02 , Di_03 gleichgerichtet, mit C_01 ge-



Mit dem Trimpotentiometer R_{08} wird die gewünschte Drehzahl des Motors eingestellt

Bild 8 Gesamtschaltung der elektronischen Motor-Regelung mit Feldplatten-Steuerung

glättet und mit dem Einstellregler R 08, welcher zur Drehzahleinstellung notwendig ist, an die Zenerdiode Z 4 gegeben, welche bei Ueberschreitung der Durchbruchspannung den Transistor T 07 sperrt. Die Basis-Emitterstrecke wird durch die Diode Z 1,5 auf konstantem Potential gehalten, um die Drehzahl bei veränderlicher Batteriespannung unverändert zu lassen. Das Widerstandnetzwerk R 09, R 010, R 011, dient zur Drehzahlstabilisierung bei verschiedener Temperatur, und zwar kann der Motor im Temperaturbereich von -20° bis $+60^{\circ}$ verwendet werden.

In **Bild 9** ist die Druckplatte des Motorbausteins dargestellt, die drei stehenden Schalltransistoren sind zu erkennen, sie

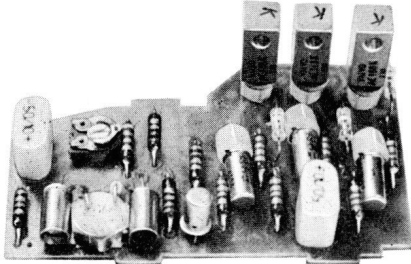


Bild 9 Aufbau der im GRUNDIG Cassette-Tonbandgerät C 100 L verwendeten Motor-Steuereinheit

werden im eingebauten Zustand an den Motorhalter angeschraubt, um die entstehende Verlustleistung abführen zu können. Regeltransistor, Heißleiter und Zenerdiode sind durch eine Kùhlschelle thermisch miteinander verbunden und verhindern damit auch kurzzeitige Drehzahlabweichungen. **Bild 10** stellt den kompakten Aufbau des Motors dar, die Antriebsseite enthält die Anschlüsse der

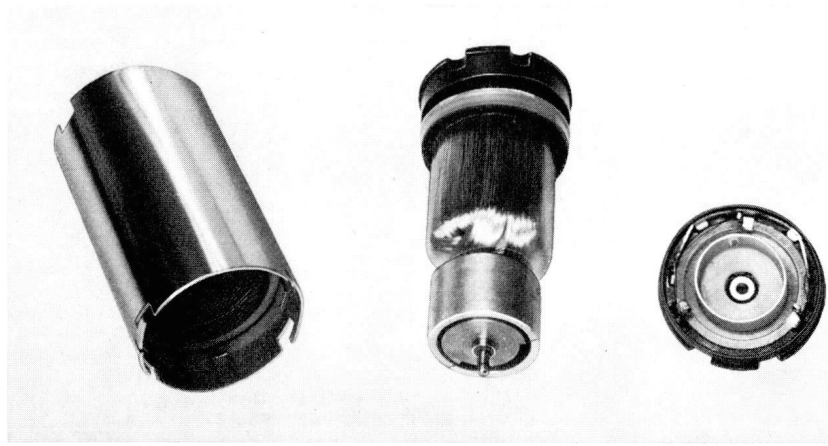


Bild 10 Aufbau des feldplattengesteuerten, kollektorlosen Gleichstrommotors, (links: Dynamoblechmantel im Metallrohr, Mitte: Wicklung und Steuerkopf, rechts: Feldplatten mit Anschlüssen)

Wicklungen, die andere Seite die Steuerungselemente.

Das Diagramm **Bild 11** zeigt die Lastkurve bei konstanter Nennspannung, **Bild 12** die Drehzahlabhängigkeit bei verschiedenen Betriebsspannungen und konstanter Last.

Motor

Der Aufbau des sehr kompakten Triebsystems ist gekennzeichnet durch seinen klaren Aufbau (**Bild 10**). In einem Metallrohr sind die Wicklungen untergebracht; der Anker ist ein Permanentmagnet mit hoher Induktion und dreht sich im Innern der Wicklung. Das Rohr ist an beiden Enden durch Schalen abgeschlossen, welche aus thermostabilem Material bestehen, mit eingespritzten Anschlußösen und Kalottenlagern, die eine enge Tolerierung der Passung zulassen und trotz-

dem einen leichten Lauf und hohe Laufruhe gewährleisten. Die Achse ist über das Lager geerdet um statische Aufladungen zu verhindern. Der Steuerkopf enthält einen Permanentmagneten, die Feldplatten sind in einem Kunststoffring eingelassen und erhalten dort ihren Halt.

Anwendung

Der feldplattengesteuerte Motor wird derzeit bei einem Teil der Cassette-Tonbandgeräte C 100 L eingebaut. Er hat den hochfrequenzgesteuerten Motor noch nicht generell abgelöst. In ihren wesentlichen Daten gleichen sich beide Motoren. Sie arbeiten ohne Kollektor und ohne Fliehkraftkontakt. Die genaue Drehzahl wird im Werk durch ein Trimpotentiometer mit Hilfe einer Testbandcassette und eines Driftanzeigers (wie er im Woelke Tonhöhen-Schwankungsmesser ME 101 bereits eingebaut ist) in einfachster Weise exakt eingestellt. Die Bandgeschwindigkeit hat dann (bei Drift-Null) ihren Sollwert.

Tonband - Service

Riemenwechsel bei den Tonbandgeräten TK 120, TK 125, TK 140, TK 145

Das Laufwerk weist eine Zweiplatinen-Bauweise auf: Grundplatte und Kopfträgerplatte. Alle mechanischen Hebel, die achsparallel stehen müssen, sind zwischen diesen beiden Platinen gelagert. Hieraus ergibt sich: Bei Service-Arbeiten, wie z. B. Riemenwechsel, darf die obere Platine (Kopfträgerplatte) nicht abgeschraubt werden. Die vier Befestigungsschrauben sind mit Lack gesichert.

Um ohne Lösung der oberen Platine und ohne jedes Ablöten von Drähten einen Riemenwechsel vornehmen zu können, wurde die Befestigung des unteren Tonwellenlagers so ausgeführt, daß eine Entfernung und exakte Wiederbefestigung ohne Nachjustierung möglich ist. Bei abgenommenem Lager lassen sich die Riemen der Schwungmasse bzw. der Tonwelle nach unten herausziehen. Beim Einziehen der neuen Riemen ist darauf zu achten, daß diese nicht mit Fett in Berührung kommen. Die untere Lagerplatte ist mit eingepreßten Warzen versehen, die in entsprechende Löcher des Chassis greifen und somit eine genaue Fluchtung gewährleisten.

Weitere Service-Hinweise für die neuen GRUNDIG Tonbandgeräte sind in den Reparaturhilfen zu finden, die in Kürze zur Verteilung kommen.

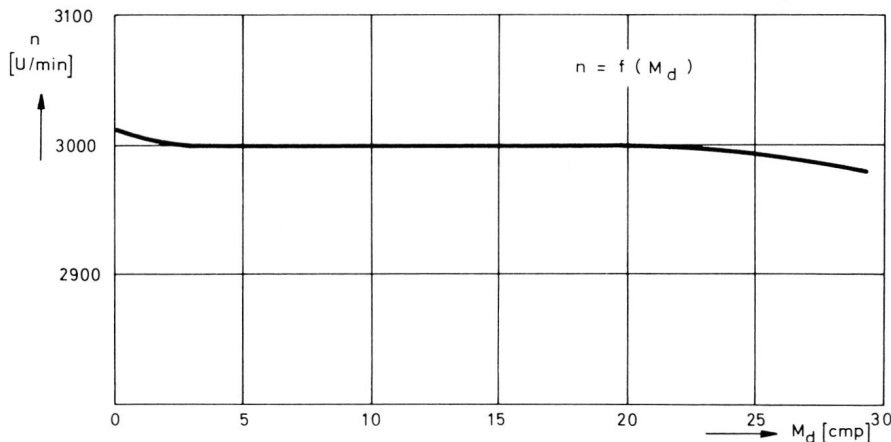


Bild 11 Drehzahl in Abhängigkeit von der Belastung bei konstanter Spannung

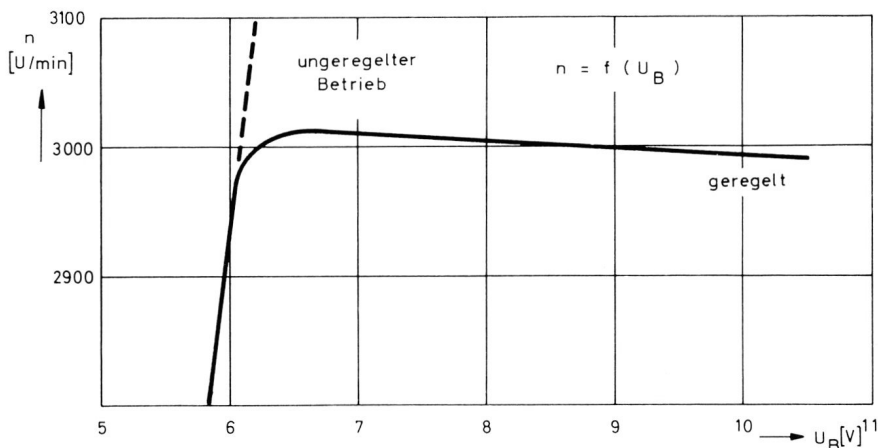
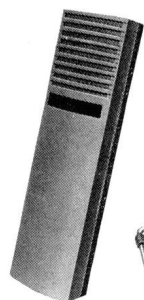


Bild 12 Drehzahl in Abhängigkeit von der Betriebsspannung bei konstanter Last

K. BRÜNNER

Preisgünstige Mikrofone für Heimtonbandgeräte



GDM 301



GDM 304



GDM 312



GDM 317



GDSM 330

Im Anschluß an den im Heft 3/1966 der Technischen Informationen gebrachten Beitrag über die Studiomikrofone GDM 321 und GDM 322 soll nunmehr auch das weitere Programm der GRUNDIG Mikrofone beschrieben werden. Mit diesen Mikrofonen können nun alle Wünsche und Forderungen der Amateure erfüllt werden. An dieser Stelle sei daher eine kleine Rückschau gestattet.

Zusammen mit den ersten GRUNDIG Tonbandgeräten Reporter 300, 500, 600 und 700 wurde das Kondensatormikrofon GKM 7 entwickelt. Dieses Mikrofon arbeitete nach dem statischen Prinzip und erhielt die nötige Polarisationsspannung aus dem Tonbandgerät. Der Frequenzgang dieses Mikrofons erfüllte durchaus die von Amateuren gestellten Forderungen. In einer verbesserten Ausführung (GKM 17) war es auch in Bezug auf Robustheit durchaus den üblichen Ansprüchen gewachsen.

Fast gleichzeitig mit dem GKM 7 wurde das GDM 8 und kurze Zeit darauf das GDM 21 in das Vertriebsprogramm aufgenommen. Diese Mikrofone arbeiteten nach dem dynamischen Prinzip und waren mit dem MD 8 bzw. MD 21 der Firma Sennheiser identisch. Beim dynamischen Mikrofon entfallen gewisse Schwierigkeiten des Kondensatormikrofons. Die Impedanz des Systems ist mit den gebräuchlichen 200 Ω niederohmig genug, um auch längere Leitungen ohne störende Beeinflussung anschließen zu können. Mit dem fehlenden Vorverstärker entfallen auch die zum Netzanschluß erforderlichen Geräte. Die Bedienung wird dadurch einfach. Auch der Rundfunk machte sich für Reportagen diese Vereinfachung zunutze. Für Tonbandgeräte mit einer Eingangsempfindlichkeit von 1,5 bis 2 mV für Vollaussteuerung ist der abgegebene Pegel von ca. 0,2 mV/ μ bar der 200- Ω -Mikrofone jedoch zu gering. Durch Zwischenschaltung eines Aufwärtsübertragers wird dieser niedrige Pegel an den Eingang des Gerätes angepaßt. Dieser Übertrager darf natürlich den Frequenzgang des Mikrofons nicht beeinflussen.

Das Mikrofon GDM 21 war genau wie das GKM 7 ein Druckempfänger, d. h. es nahm den Schall aus jeder Richtung gleich stark auf. Die Empfindlichkeit besaß die Form einer Kugel. Im Gegensatz

dazu wies das kurze Zeit später erschienene Mikrofon GDM 11 (System AKG) eine einseitige Empfindlichkeitscharakteristik auf. Es war ein dynamisches Richtmikrofon, das zum ersten Mal zu einem auch für den Amateur erschwinglichen Preis auf den Markt kam. Die Auslöschung dieses Mikrofons betrug schon ca. 15 dB im mittleren Frequenzbereich. Die damit zu Hause gemachten Aufnahmen waren durch Unterdrückung des immer in Räumen auftretenden Nachhalls wesentlich verständlicher und klarer.

Diese drei Mikrofontypen bildeten den Grundstock und wurden nach und nach durch bessere und preisgünstigere Mikrofone ersetzt. Als Anschluß wurde bei diesen Typen der damals gebräuchliche Klinkenstecker benutzt, wie er heute noch in den USA Verwendung findet. Mit der Einführung des dreipoligen Normsteckers konnte eine wesentliche Erweiterung der Anschlußmöglichkeiten erreicht werden. Durch die nunmehr drei bzw. vier zur Verfügung stehenden Kontakte gelang es, sowohl den hochohmigen als auch den niederohmigen Anschluß des Mikrofons im Stecker zu vereinigen. Der Vorteil war leicht zu erkennen. Beim normalen Anschluß an das Tonbandgerät wurden die Kontakte 1 und 2 benützt. Kontakt 1 war der hochohmige Anschluß am Mikrofontransformator und Kontakt 2 der Masseanschluß des Autotrafos. Der 200- Ω -Ausgang, also die Tauchspule direkt, lag auf Kontakt 3. Sollte nun das Mikrofonkabel verlängert werden, so wurde dieser Anschluß benützt. Das Verlängerungskabel erhielt den gleichen Trafo wie das Mikrofon und den Anschluß auf 1 und 2. Diese Kabel waren die Typen 262 und 263.

Diese Schaltungsart wurde der Firma GRUNDIG geschützt und ist heute in der Norm DIN 45594 als HL-Type verankert. Alle dynamischen GRUNDIG Tonbandmikrofone entsprechen dieser Norm.

In der Reihe weiter folgten nach den ersten Typen die Mikrofone GDM 10, GDM 12, GDM 19, GDM 121 und GDM 310. Das letztgenannte Mikrofon wurde in den GRUNDIG Werken selbst entwickelt und gebaut. Dadurch konnte es zu einem niedrigen Preis abgegeben werden. Es erreichte eine Auflage von über einer halben Million.

Bei den Richtmikrofonen folgten die Typen GDM 111, GDM 15, GDM 16, GBM 125 und das GDM 316. Auch das GDM 316 wurde von GRUNDIG selbst entwickelt und gebaut.

Mit dem Beginn der Stereotechnik wurden geeignete Mikrofone gebraucht, die alle Stereo-Aufnahmeannten gestatteten. An diese Mikrofone werden sehr große Anforderungen in Bezug auf Gleichheit der Frequenzgänge und Empfindlichkeiten gestellt. Die Typen GDSM 200 und GDSM 202 (dynamische Richtmikrofone) erfüllen diese Forderungen ausgezeichnet.

Neue Mikrofontypen

Mit der Einführung der neuen Tonbandgeräte wurde auch das gesamte Mikrofonprogramm überarbeitet und neue Formen von unserer Formgestaltung bestimmt. Diese neuen Formen sind den klaren und übersichtlichen Geräten angepaßt.

Die neuen Mikrofone heißen GDM 312, GDM 317 und GDSM 330 für Netztonbandgeräte. Für Transistorgeräte sind das GDM 304 und das umkonstruierte GDM 301 bestimmt.

GDM 312

Das GDM 312 ersetzt das bisherige Mikrofon GDM 310. Es ist wie dieses ein Kugelmikrofon. Zum Lieferumfang gehören ein Tischfuß und eine Klarsichtdose, die das Mikrofon bei Nichtgebrauch schützt. Das GDM 312 besitzt einen weiten Frequenzumfang, der von 150...15 000 MHz reicht. Die Empfindlichkeit liegt bei 1,5 mV/ μ bar am hochohmigen Ausgang.

Der genaue Frequenzverlauf ist der unten abgebildeten Kurve zu entnehmen. Diese Kurve wurde in einem reflexionsarmen Mefraum und einem Pegelschreiber aufgezeichnet. Der hierbei getriebene Aufwand ist sehr hoch, aber im Hinblick auf den ausgezeichneten Qualitätsstand der Mikrofone ist die Einhaltung der Grenzwerte unbedingt exakt zu kontrollieren.

Für Verlängerungen ist das Kabel 267, gegebenenfalls in Verbindung mit der Kabeltype 268, geeignet.

GDM 317

Dieses Mikrofon ersetzt das GDM 316. Die Richtcharakteristik ist nierenförmig. Die Auslöschung bei 180° beträgt mehr

als 15 dB im mittleren, für die einwandfreie Aufnahme wichtigen Frequenzbereich. Die tiefen Frequenzen um 100 Hz sind dabei ebenfalls sehr stark abgeschwächt. Somit werden z. B. Projektorgeräusche wirkungsvoll unterdrückt. Der hohen Qualität dieses Mikrofons entsprechend reicht der Frequenzgang von 100 Hz bis über 15 000 Hz.

Zum Lieferumfang dieses Mikrofons gehört ein Tischstativ. Dieses Stativ besteht aus zwei Teilen: dem Dreibein und dem Halter. Der Halter ist mit einem $\frac{3}{8}$ "-Gewinde versehen. Damit kann das Mikrofon auf ein normales Bodenstativ z. B. S 15 oder Stativanlage 401 geschraubt werden. Hierbei ein Tip: Dieser Halter paßt auch zum GDM 312 oder dem nachstehend beschriebenen GDM 304.

GDM 304

Dieses Mikrofon entspricht in Aufbau, Wirkungsweise und Lieferumfang völlig dem GDM 312. Nur ist das gesamte Mikrofon tiefschwarz, während das GDM 312 einen hellen Kopf aufweist. Entsprechend dem Verwendungszweck dieses Mikrofons an Transistorgeräten ist nur

ein mittelohmiger Anschluß vorhanden. Eine eventuelle Verlängerung ist mit dem neuerdings ins Programm aufgenommenen Verlängerungskabel Typ 269 bis ca. 30 m möglich. Eine Verfälschung der Höhenwiedergabe ist dabei noch nicht zu befürchten.

Die akustischen Daten entsprechen dem GDM 312. Lediglich die Impedanz liegt bei 700 Ω und die Empfindlichkeit ist größer als 0,2 mV/ μ bar.

GDM 301

Dieses bereits länger bekannte Mikrofon mit Kabelhaspel wurde in seinen akustischen Werten völlig umkonstruiert. Bisher war die Charakteristik kugelförmig. Durch entsprechende Änderungen wurde nunmehr eine annähernd nierenförmige Richtcharakteristik erreicht. Damit wird eine Aufnahme auch in akustisch ungünstigen Räumen verbessert. Das GDM 301 ist genau wie die Type GDM 304 ein mittelohmiges Mikrofon für die Transistorgeräte wie TK 6 und C 100. Außerlich erkenntlich ist das GDM 301 mit Nierencharakteristik an der dunklen Rückseite. Die übrigen Daten entsprechen dem GDM 304.

GDSM 330

Dieses Mikrofon ist als Stereomikrofon entwickelt. Es besteht aus zwei völlig trennbaren, auf Gleichheit des Frequenzganges und der Empfindlichkeit ausgeuchten Mikrofonen.

Jedes Mikrofon besitzt ein 3 m langes Anschlußkabel und ein Stativgewinde. Die Verbindung zum Stereomikrofon erfolgt mit einem Zwischenteil. Auf dieses werden die beiden Systeme aufgesteckt und drehbar miteinander verbunden. Zum Befestigen auf Bodenstativ oder auf dem mitgelieferten Tischstativ ist im Zwischenteil ein eigenes $\frac{3}{8}$ "-Gewinde mit Feststellschraube vorhanden. Die Mikrofonsysteme sind am Kabelaustritt und am Stecker farblich gekennzeichnet. Den eingeführten Farben entsprechend ist ein Mikrofon gelb (für links) und eines rot (für rechts) gekennzeichnet. Zur richtigen Einstellung des Aufnahmewinkels sind Markierungen vorhanden. Die Toleranz in der Empfindlichkeit bei 1000 Hz liegt bei maximal 2 dB. Der Frequenzgang darf im mittleren Bereich um höchstens 3 dB differieren. Durch diese engen Toleranzen wird eine Verwischung des Stereoeffektes weitgehendst vermieden. Ein Tip zur Anwendung: Darauf achten, daß hinter den beiden Mikrofonen, oder noch schlimmer, nur über einem der beiden, keine reflektierenden Flächen, wie Wände usw. sind. Der Stereoeffekt kann dadurch verfälscht werden. Richtabstand 1,5 bis 2 m.

Zu den Frequenzkurven ist zu sagen, daß diese die sogenannten Sollkurven darstellen. Die Abweichungen der Serie liegen dabei innerhalb 3 dB bei den beschriebenen Typen.

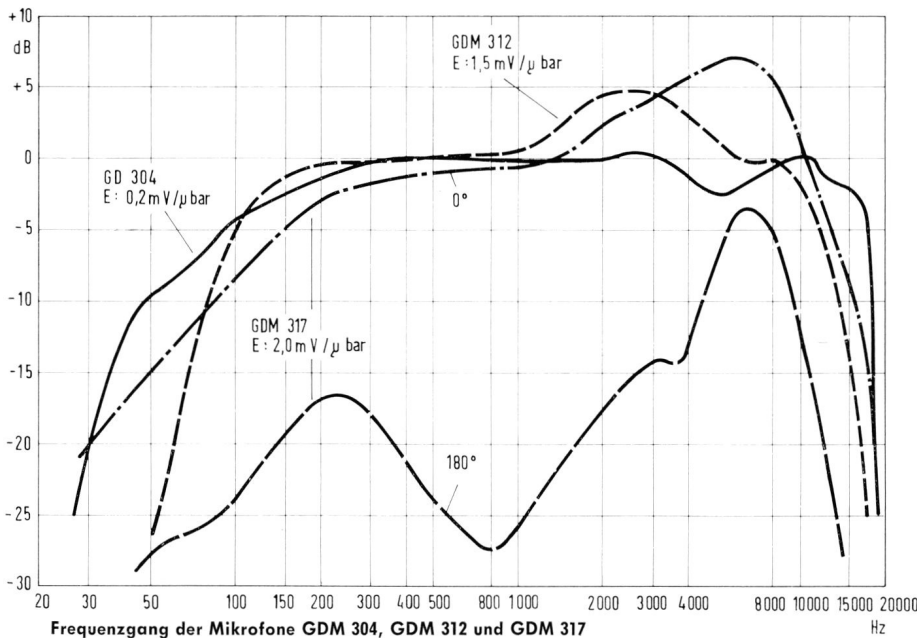
Die beiden GRUNDIG Hi-Fi-Mikrofon-systeme **GDM 321** und **GDM 322**, die allen Anforderungen nach der Heimstudionorm DIN 45500 entsprechen, wurden im Heft 3/1966 auf den Seiten 70/71 ausführlich beschrieben. Der verschraubbare Steckeranschluß am niederohmigen Mikrofonausgang (200 Ω) ermöglicht auf einfache und sichere Weise beliebige Verlängerungen des Kabels ohne Zusatzübertrager.

Die wichtigsten technischen Daten aller zur Zeit lieferbaren GRUNDIG Mikrofone sind in der **nebenstehenden Tabelle** zusammengestellt.

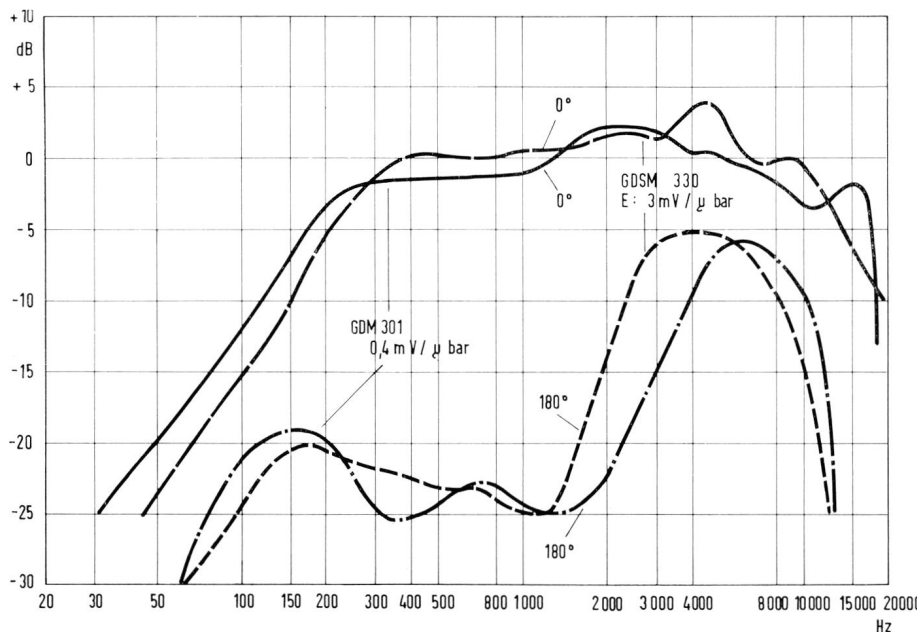
Zum Schluß noch einige Bemerkungen zu den Richtmikrofonen.

Man bezeichnet im deutschen Sprachgebrauch Mikrofone mit einseitiger Richtcharakteristik als „Nierenmikrofone“. Da es bei dynamischen Mikrofonen nicht leicht ist, eine ideale Nierencharakteristik auch über den gesamten Frequenzbereich zu erzielen, ergeben sich stets Unterschiede in der Wirksamkeit der Auslöschung. Das im Heft 3/1966 auf Seite 71 beschriebene GRUNDIG Hi-Fi-Mikrofon GDM 322 weist eine Richtcharakteristik auf, die über einen weiteren Frequenzumfang eine gleichmäßige Wirkung hat. Der damit erzielte breite und vor allem zusammenhängende Unempfindlichkeitsbereich ergibt eine ausgezeichnete Dämpfung nicht erwünschten Schalles und somit deutliche und klare Aufnahmen auch in akustisch ungünstigen Räumen.

Im nächsten Heft soll noch näher auf die Unterschiede der Mikrofon-Richtcharakteristiken eingegangen werden.



Frequenzgang der Mikrofone GDM 304, GDM 312 und GDM 317



Frequenzgang der Mikrofone GDM 301 und GDSM 330

Mikrofone

für Tonbandgeräte

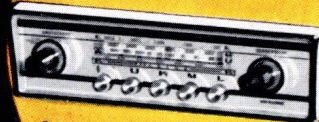
Mikrofon-Bezeichnung	Art bzw. Besonderheit	System	Richtcharakteristik	Auslöschung (bei ca. 180°)	Frequenzbereich (Hz)	Impedanz	Empfindlichkeit / 1000 Hz (mV/μbar)	Anschluß	Stecker-schaltung	Gewicht	Stativ-an-schluß	Tischfuß bzw. Tischstativ	Verlängerungs-kabel
GDM 301	Reporter-mikrofon mit Kabelhaspel	Tauch-sp.	Niere	> 12 dB	150 . . . 12000	ca. 500 Ω	> 0,25	3polig DIN 41524	1-2	ca. 100 g	nein		269
GDM 304	für Transistor-geräte	Tauch-sp.	Kugel		150 . . . 10000	700 Ω	> 0,2	dto.	1-2		nein	Tischständer	269
GDM 312	Preisgünstiges dynamisches Mikrofon	Tauch-sp.	Kugel		150 . . . 15000	200 Ω ca. 100 kΩ	> 1,5	dto.	3-2 1-2		nein	Tischständer wird mitgeliefert	267
GDM 317	Preisgünstiges Heimstudio-Richtmikrofon	Tauch-sp.	Niere	> 15 dB	100 . . . 15000	200 Ω 100 kΩ	> 1,5	dto.	3-2 1-2		ja	Tischstativ	267
GDM 121	Robustes Studiomikrofon mit weitem Frequenzumfang	Tauch-sp.	Kugel		50 . . . 17000	200 Ω ca. 45 kΩ	> 1,5	dto.	3-2 1-2	ca. 333 g	ja	Tischfuß wird mitgeliefert	267
GDM 321	Studio-System	Tauch-sp.	Kugel		40 . . . 18000	200 Ω 70 kΩ	> 1,5	dto.	3-2 1-2		ja	Tischstativ	267
GDM 322	Studio-System	Tauch-sp.	Niere	> 15 dB	50 . . . 17000	200 Ω 80 kΩ	> 1,5	dto.	3-2 1-2		ja	Tischstativ	267
GDSM 200	Stereomikrofon mit ausschwenkbaren Armen und getrennten Schnurübertragern	Tauch-sp.	Niere	> 10 dB	100 . . . 16000	200 Ω	> 0,2	dto.	3-2	ca. 450 g	ja	Typ 402 verwendbar	268/268
GDSM 330	Stereomikrofon	Tauch-sp.	Niere	> 10 dB	150 . . . 15000	200 Ω 100 kΩ	> 1,5	dto.	3-2 1-2		ja	Tischstativ	267
GDM 14	Diktiermikrofon mit Start-Stop-Schalter (für TK 42 und nachgerüstete Geräte verwendbar)	Tauch-sp.	Kugel		200 . . . 8000	200 Ω ca. 50 kΩ	> 1,5	dto.	3-2 1-2	ca. 260 g	nein	Tischfuß	267
GHM 328	Hallmikrofon	Tauch-sp.	Niere	> 10 dB	100 . . . 15000	250 Ω ca. 10 kΩ	> 1,5	dto.	1-2 3-2		ja		267
GBS 329	sogenanntes „Babysitter-Mikrofon“ mit eingebautem Transistorverstärker und Empfindlichkeitsregler	Tauch-sp.	Kugel		200 . . . 9000	2000 Ω	> 150	dto.	3-2	ca. 200 g	nein		268

Musik im Auto
mit

GRUNDIG

Autogeräten

Rundfunk:



AUTOSUPER AS 40

Musik-Cassetten:



AUTO-CASSETTEN-
SPIELER AC 50

*Jederzeit
Musik bereit*

