



Ein Konzepten-Automatisches Fortbewegung und ein  
 Modifikation- (M)W-Beispiel

www.pearson.com  
 www.pearson.com  
 www.pearson.com



# Transistor-Eingangscharakteristiken für Nennstrombelastungen

Die Eingangscharakteristiken eines Transistors sind durch die Kennlinie  $i_B = f(u_{BE})$  beschrieben. Diese Kennlinie zeigt die Abhängigkeit des Basisstroms  $i_B$  vom Basis-Emitter-Spannung  $u_{BE}$  für verschiedene Nennstrombelastungen  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$ . Die Kurven sind für  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$  gezeichnet, wobei  $I_{N1}$  die höchste und  $I_{N4}$  die niedrigste Nennstrombelastung darstellt. Die Kurven zeigen, dass der Basisstrom  $i_B$  mit der Basis-Emitter-Spannung  $u_{BE}$  ansteigt und sich bei höheren Spannungen gegen eine Sättigungsgrenze verhält.

Die Kennlinie  $i_B = f(u_{BE})$  ist für verschiedene Nennstrombelastungen  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$  gezeichnet. Die Kurven sind für  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$  gezeichnet, wobei  $I_{N1}$  die höchste und  $I_{N4}$  die niedrigste Nennstrombelastung darstellt. Die Kurven zeigen, dass der Basisstrom  $i_B$  mit der Basis-Emitter-Spannung  $u_{BE}$  ansteigt und sich bei höheren Spannungen gegen eine Sättigungsgrenze verhält.

Die Kennlinie  $i_B = f(u_{BE})$  ist für verschiedene Nennstrombelastungen  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$  gezeichnet. Die Kurven sind für  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$  gezeichnet, wobei  $I_{N1}$  die höchste und  $I_{N4}$  die niedrigste Nennstrombelastung darstellt. Die Kurven zeigen, dass der Basisstrom  $i_B$  mit der Basis-Emitter-Spannung  $u_{BE}$  ansteigt und sich bei höheren Spannungen gegen eine Sättigungsgrenze verhält.

Die Kennlinie  $i_B = f(u_{BE})$  ist für verschiedene Nennstrombelastungen  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$  gezeichnet. Die Kurven sind für  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$  gezeichnet, wobei  $I_{N1}$  die höchste und  $I_{N4}$  die niedrigste Nennstrombelastung darstellt. Die Kurven zeigen, dass der Basisstrom  $i_B$  mit der Basis-Emitter-Spannung  $u_{BE}$  ansteigt und sich bei höheren Spannungen gegen eine Sättigungsgrenze verhält.



Abbildung 1: Eingangscharakteristiken eines Transistors für verschiedene Nennstrombelastungen  $I_{N1}$  bis  $I_{N4}$ .



Abbildung 2: Ausgangscharakteristiken eines Transistors für verschiedene Basisströme  $i_{B1}$  bis  $i_{B4}$ .

1. <b>Identify the main idea of the passage.</b>		
2. <b>What is the author's purpose in writing this passage?</b>		
3. <b>Which of the following best describes the tone of the passage?</b>		
4. <b>What is the author's attitude toward the subject of the passage?</b>		
5. <b>Which of the following is the best evidence for the author's main idea?</b>		
6. <b>What is the author's main point in the passage?</b>		
7. <b>Which of the following is the best evidence for the author's main point?</b>		
8. <b>What is the author's main purpose in writing this passage?</b>		
9. <b>Which of the following best describes the tone of the passage?</b>		
10. <b>What is the author's attitude toward the subject of the passage?</b>		

For questions 11-15, read the passage and answer the questions.

### Passage 1

The first paragraph of the passage discusses the importance of maintaining accurate records in a business setting. It highlights how such records are essential for tracking financial performance, identifying trends, and making informed decisions. The author emphasizes that without proper record-keeping, a business risks losing valuable data and the ability to analyze its operations effectively.

The second paragraph continues the discussion by focusing on the role of technology in modern record-keeping. It notes that digital systems have revolutionized the way businesses store and access their data, offering greater security and ease of use compared to traditional paper-based methods. However, the author also cautions that businesses must ensure their digital records are properly backed up and protected from cyber threats.



The final paragraph of the passage concludes by reiterating the overall importance of diligent record-keeping. It suggests that businesses that invest in robust record-keeping practices are better positioned to succeed in a competitive market. The author encourages readers to take the time to establish and maintain accurate records as a key component of their business strategy.



Date	Description	Amount
2023-01-01	Opening Balance	1000.00
2023-01-05	Cash Sale	250.00
2023-01-10	Bank Deposit	500.00
2023-01-15	Cash Sale	150.00
2023-01-20	Bank Deposit	300.00
2023-01-25	Cash Sale	200.00
2023-01-30	Bank Deposit	400.00
2023-02-05	Cash Sale	180.00
2023-02-10	Bank Deposit	350.00
2023-02-15	Cash Sale	220.00
2023-02-20	Bank Deposit	450.00
2023-02-25	Cash Sale	190.00
2023-03-01	Bank Deposit	550.00
2023-03-05	Cash Sale	210.00
2023-03-10	Bank Deposit	480.00
2023-03-15	Cash Sale	230.00

1. <b>Identify the main idea of the passage.</b>	<p>The passage discusses the importance of maintaining accurate records in a laboratory setting. It emphasizes the need for clear labeling, consistent data entry, and regular backups to ensure the integrity and availability of experimental data.</p>
2. <b>What are the key steps for ensuring data accuracy?</b>	<p>Key steps include: double-checking measurements and calculations, using standardized units, labeling samples and containers clearly, and performing regular audits of the data to identify and correct errors.</p>
3. <b>Why is data backup important in a laboratory environment?</b>	<p>Data backup is crucial because it protects against data loss due to hardware failures, software crashes, or accidental deletion. It ensures that all experimental results are preserved and can be accessed when needed for analysis or reporting.</p>
4. <b>How can you prevent data corruption or loss?</b>	<p>Prevention strategies include: using reliable storage devices, implementing data redundancy, avoiding unauthorized access to data files, and following strict protocols for handling and storing data.</p>
5. <b>What are the consequences of poor data management practices?</b>	<p>Poor data management can lead to lost or corrupted data, which can compromise the validity of experiments, delay research progress, and potentially lead to incorrect conclusions or safety hazards.</p>
6. <b>Describe a best practice for organizing laboratory data.</b>	<p>A best practice is to use a hierarchical folder structure that organizes data by experiment, date, and specific measurements. Clear naming conventions for files and folders are also essential for easy retrieval and identification.</p>
7. <b>How often should data be backed up?</b>	<p>Data should be backed up frequently, ideally daily or at the end of each experimental session, to minimize the risk of losing any data that has been collected.</p>
8. <b>What role does documentation play in data management?</b>	<p>Documentation is integral to data management, as it provides context for the data, records the methods used, and ensures that all team members are aware of the data's location and status.</p>
9. <b>How can you ensure data security in a shared laboratory environment?</b>	<p>Security measures include: using strong passwords, restricting access to data files, and regularly updating software to protect against vulnerabilities.</p>
10. <b>What are the benefits of using a Laboratory Information Management System (LIMS)?</b>	<p>LIMS offers several benefits, including automated data collection, improved data accuracy, enhanced security, and streamlined reporting and analysis processes.</p>











Figure 1: Architectural floor plan of the building.



<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>

<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>
<p>QUESTION</p>	<p>ANSWER</p>	<p>EXPLANATION</p>

Date	Description	Amount
2023-01-01	Opening Balance	1000.00
2023-01-15	Deposit	500.00
2023-01-20	Withdrawal	200.00
2023-01-31	Closing Balance	1300.00

Year	Country	Value
2000	China	1.00
2001	China	1.00
2002	China	1.00
2003	China	1.00
2004	China	1.00
2005	China	1.00
2006	China	1.00
2007	China	1.00
2008	China	1.00
2009	China	1.00
2010	China	1.00
2011	China	1.00
2012	China	1.00
2013	China	1.00
2014	China	1.00
2015	China	1.00
2016	China	1.00
2017	China	1.00
2018	China	1.00
2019	China	1.00
2020	China	1.00
2021	China	1.00
2022	China	1.00
2023	China	1.00
2024	China	1.00
2025	China	1.00
2026	China	1.00
2027	China	1.00
2028	China	1.00
2029	China	1.00
2030	China	1.00
2031	China	1.00
2032	China	1.00
2033	China	1.00
2034	China	1.00
2035	China	1.00
2036	China	1.00
2037	China	1.00
2038	China	1.00
2039	China	1.00
2040	China	1.00
2041	China	1.00
2042	China	1.00
2043	China	1.00
2044	China	1.00
2045	China	1.00
2046	China	1.00
2047	China	1.00
2048	China	1.00
2049	China	1.00
2050	China	1.00
2051	China	1.00
2052	China	1.00
2053	China	1.00
2054	China	1.00
2055	China	1.00
2056	China	1.00
2057	China	1.00
2058	China	1.00
2059	China	1.00
2060	China	1.00
2061	China	1.00
2062	China	1.00
2063	China	1.00
2064	China	1.00
2065	China	1.00
2066	China	1.00
2067	China	1.00
2068	China	1.00
2069	China	1.00
2070	China	1.00
2071	China	1.00
2072	China	1.00
2073	China	1.00
2074	China	1.00
2075	China	1.00
2076	China	1.00
2077	China	1.00
2078	China	1.00
2079	China	1.00
2080	China	1.00
2081	China	1.00
2082	China	1.00
2083	China	1.00
2084	China	1.00
2085	China	1.00
2086	China	1.00
2087	China	1.00
2088	China	1.00
2089	China	1.00
2090	China	1.00
2091	China	1.00
2092	China	1.00
2093	China	1.00
2094	China	1.00
2095	China	1.00
2096	China	1.00
2097	China	1.00
2098	China	1.00
2099	China	1.00
2100	China	1.00

# Table 10.1: Example of a 2D Array

Row	Column	Value
0	0	1
0	1	2
0	2	3
1	0	4
1	1	5
1	2	6
2	0	7
2	1	8
2	2	9

1. 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 to ensure transparency and accountability. This section also outlines the consequences of failing to maintain proper records, including potential legal and financial repercussions.

2. The second part of the document provides a detailed overview of the accounting process. It covers the steps from initial data collection to the final reporting stage. Key concepts such as debits and credits are explained, along with the importance of balancing the books. This section also includes a list of common accounting errors and how to avoid them.

3. The third part of the document focuses on the role of technology in modern accounting. It discusses various software solutions and tools that can streamline the accounting process, reduce errors, and improve efficiency. This section also touches upon the importance of data security and the need for regular backups. Finally, the document concludes with a summary of the key points discussed and offers some final thoughts on the future of accounting.



100% Normal

100% Normal



# Einzel- und Baugruppenpreis im GEM/PLM Produktlebenszyklus

Text block containing the first column of the article, likely an introduction or overview of the pricing models.

Text block containing the second column of the article, likely detailing the individual pricing model.

Text block containing the third column of the article, likely detailing the assembly pricing model.





**Figure 1**  
 Schematic diagram of a power distribution system showing a central busbar connected to multiple loads.

Figure 1 shows a schematic diagram of a power distribution system. It features a central vertical busbar connected to a top horizontal busbar. This central busbar branches into three horizontal busbars. The left and right horizontal busbars each have two circular components (representing loads) connected to them. The central horizontal busbar has one circular component connected to it. A single vertical line extends downwards from the central horizontal busbar to a single circular component at the bottom.



**Figure 2**  
 Schematic diagram of a power distribution system showing a central busbar connected to multiple loads.

Figure 2 shows a schematic diagram of a power distribution system. It features a central vertical busbar connected to a top horizontal busbar. This central busbar branches into three horizontal busbars. The left horizontal busbar has three circular components connected to it, the middle horizontal busbar has two, and the right horizontal busbar has three. A single vertical line extends downwards from the central horizontal busbar to a single circular component at the bottom.

## Strenuous service work

### Assessing modern Malgottis

Malgottis are a type of heavy-duty truck used in the construction industry. They are designed to handle heavy loads and operate in difficult terrain. The modern Malgottis are equipped with advanced features such as air conditioning, power windows, and advanced suspension systems. These features make them more comfortable and efficient to operate. The Malgottis are also known for their durability and reliability, which makes them a popular choice for construction companies. The modern Malgottis are a significant improvement over the older models, and they are expected to continue to be used for many years to come.

The Malgottis are a type of heavy-duty truck used in the construction industry. They are designed to handle heavy loads and operate in difficult terrain. The modern Malgottis are equipped with advanced features such as air conditioning, power windows, and advanced suspension systems. These features make them more comfortable and efficient to operate. The Malgottis are also known for their durability and reliability, which makes them a popular choice for construction companies. The modern Malgottis are a significant improvement over the older models, and they are expected to continue to be used for many years to come.

The Malgottis are a type of heavy-duty truck used in the construction industry. They are designed to handle heavy loads and operate in difficult terrain. The modern Malgottis are equipped with advanced features such as air conditioning, power windows, and advanced suspension systems. These features make them more comfortable and efficient to operate. The Malgottis are also known for their durability and reliability, which makes them a popular choice for construction companies. The modern Malgottis are a significant improvement over the older models, and they are expected to continue to be used for many years to come.



The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes the need for transparency and accountability in financial reporting. The second part details the various methods used to collect and analyze data, including surveys, interviews, and focus groups. The third part presents the findings of the study, highlighting key trends and insights. The final part concludes with recommendations for future research and practical applications of the findings.



Figure 1: A photograph of a modern, multi-story building with a glass facade, likely a corporate office or research facility. The building is surrounded by a paved area with some parked cars and a few people walking. The sky is clear and bright.



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 used to collect and analyze data, highlighting the need for consistency and precision in all reporting.

The second part of the document provides a detailed overview of the current market conditions. It analyzes the impact of recent economic events and discusses the potential risks and opportunities for investors. This section includes a comprehensive review of the latest financial reports and a forecast for the coming year.

The third part of the document focuses on the implementation of new financial strategies. It details the steps required to successfully execute these strategies and provides a clear timeline for completion. This section also addresses the challenges that may arise during the implementation process and offers practical solutions to overcome them.

The fourth part of the document discusses the role of technology in modern finance. It explores the latest advancements in fintech and their potential to revolutionize the industry. This section also examines the regulatory challenges associated with these technologies and provides recommendations for how to navigate them.



The fifth part of the document concludes with a summary of the key findings and a call to action. It reiterates the importance of staying informed and adaptable in a rapidly changing financial landscape. The document ends with a list of references and a contact information section.



The first section of the document discusses the importance of maintaining accurate records for all transactions. It emphasizes that every entry, no matter how small, should be documented to ensure transparency and accountability. This section also outlines the specific procedures for recording income and expenses, including the use of receipts and invoices.

The second section provides a detailed overview of the accounting cycle, from identifying transactions to the final closing of the books. It explains how each step contributes to the overall financial picture and how errors can be identified and corrected. This section is particularly useful for understanding the flow of information between different parts of the accounting system.

The third section focuses on the preparation of financial statements, including the balance sheet, income statement, and cash flow statement. It provides guidance on how to interpret these statements and what they tell you about the financial health of the organization. This section also includes tips on how to present the information in a clear and concise manner.



The final section of the document discusses the importance of regular audits and reviews. It explains how these processes help to identify any discrepancies or errors and ensure that the financial records are accurate and reliable. This section also provides information on how to select an auditor and what to expect from the audit process.



The graph shows a function defined on the interval  $[-10, 10]$ . The function is zero for  $x < -5$ , reaches a maximum value of 5 at  $x = -5$ , and then decreases to zero at  $x = 5$ .

The graph shows a function defined on the interval  $[-10, 10]$ . The function is zero for  $x < -5$ , then increases to a maximum value of 10 at  $x = 0$ , and remains constant at 10 for  $x > 0$ .

The graph shows a function defined on the interval  $[-10, 10]$ . The function is zero for  $x < -5$ , then increases to a maximum value of 10 at  $x = 0$ , and then decreases to zero at  $x = 5$ .



Case	Ethical Issue
1. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
2. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
3. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
4. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
5. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
6. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
7. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
8. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
9. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
10. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
11. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
12. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
13. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
14. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
15. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
16. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)
17. The case of the... (text is illegible)	The case of the... (text is illegible)

[Illegible text in the first column]

[Illegible text in the second column]

[Illegible text in the third column]

The first part of the paper discusses the importance of the relationship between the firm and its stakeholders. It argues that a firm's success is not only determined by its internal operations but also by its interactions with various external parties. This relationship is often referred to as stakeholder theory, which emphasizes the need for a firm to consider the interests of all those who can affect or be affected by its actions.

The second part of the paper explores the concept of corporate social responsibility (CSR). It defines CSR as the firm's commitment to ethical and socially responsible behavior, beyond its primary goal of maximizing profit. The paper discusses how CSR can enhance a firm's reputation, attract talent, and improve its overall performance. It also highlights the challenges of implementing CSR, such as balancing short-term and long-term interests and measuring the impact of CSR activities.

The third part of the paper examines the role of the firm's board of directors in promoting CSR. It argues that the board has a key role to play in setting the firm's strategic direction and ensuring that it is aligned with the firm's CSR goals. The paper discusses the importance of having independent and diverse board members who can provide objective oversight and guidance.

The fourth part of the paper discusses the importance of transparency and reporting in CSR. It argues that firms should provide clear and accessible information about their CSR activities and performance. This can help stakeholders make informed decisions and hold the firm accountable for its actions. The paper also discusses the challenges of developing effective CSR reporting systems.



The fifth part of the paper discusses the importance of stakeholder engagement in CSR. It argues that firms should actively engage with their stakeholders to understand their needs and expectations. This can help firms identify areas for improvement and develop more effective CSR strategies. The paper also discusses the importance of communication in stakeholder engagement, including the use of various channels and tools to reach different stakeholder groups.

The sixth part of the paper discusses the importance of leadership in CSR. It argues that senior management plays a key role in setting the firm's CSR vision and driving its implementation. The paper discusses the importance of having a strong leader who is committed to CSR and who can inspire and motivate employees to follow their lead.

The seventh part of the paper discusses the importance of culture in CSR. It argues that a firm's culture can have a significant impact on its CSR performance. A culture that values ethical and socially responsible behavior can lead to better CSR outcomes. The paper discusses the importance of developing a strong CSR culture and the role of leadership in this process.

The eighth part of the paper discusses the importance of monitoring and evaluating CSR performance. It argues that firms should regularly assess their CSR performance and make adjustments as needed. This can help firms stay on track and ensure that they are meeting their CSR goals. The paper also discusses the importance of using a variety of metrics to measure CSR performance.

The final part of the paper concludes by summarizing the key findings and implications of the research. It emphasizes the importance of a holistic approach to CSR, one that considers the firm's internal operations, its relationships with stakeholders, and its overall impact on society. The paper also offers some practical recommendations for firms looking to improve their CSR performance, such as developing a clear CSR strategy, engaging with stakeholders, and monitoring and evaluating performance regularly.



Figure 1. (Left) A white, rectangular, textured object. (Right) A framed artwork featuring a row of seven vertical poles with circular tops.



Figure 2. (Left) A line drawing of a rectangular structure with a curved top edge. (Right) A line drawing of a series of horizontal lines that curve downwards from left to right.





# Autosuper



**Autosuper 1000**

1000 cc, 100 km/h, 100 km/h



**Autosuper 1200**

1200 cc, 120 km/h, 120 km/h



**Autosuper 1500**

1500 cc, 150 km/h, 150 km/h



**Autosuper 1800**

1800 cc, 180 km/h, 180 km/h



**Autosuper 2000**

2000 cc, 200 km/h, 200 km/h



**Autosuper 2500**

2500 cc, 250 km/h, 250 km/h



**Autosuper 3000**

3000 cc, 300 km/h, 300 km/h

3000 cc, 300 km/h, 300 km/h

3000 cc, 300 km/h, 300 km/h



1. **Identify the independent and dependent variables.**  
 2. **Describe the relationship between the variables.**  
 3. **Interpret the slope of the line.**  
 4. **Write the equation of the line.**



**Graphing Linear Functions**

Line	Slope	Y-intercept	Equation
1	2	3	$y = 2x + 3$
2	-1	5	$y = -x + 5$
3	0.5	-2	$y = 0.5x - 2$
4	-3	1	$y = -3x + 1$
5	1	0	$y = x$
6	2	0	$y = 2x$
7	-1	0	$y = -x$
8	0	4	$y = 4$
9	0	-1	$y = -1$

Name: \_\_\_\_\_  
 Date: \_\_\_\_\_



# SV 140

Erweiterung eines High-Fidelity-Funksystems  
der Welt-Sprechtöne

Das SV 140 ist eine Erweiterung des bekannten SV 100-Systems. Es ermöglicht die Aufnahme von Sprachaufnahmen in hoher Qualität. Die Aufnahme erfolgt über ein Mikrofon, das an das System angeschlossen wird. Die Aufnahmen werden digitalisiert und gespeichert. Die SV 140 ist für den Einsatz in verschiedenen Umgebungen geeignet. Sie ist einfach zu bedienen und liefert zuverlässige Ergebnisse. Die SV 140 ist eine ideale Lösung für die Erweiterung Ihres bestehenden SV 100-Systems.



## Technische Details

Das SV 140 verfügt über eine hohe Abtastfrequenz von 44,1 kHz, was eine hervorragende Klangqualität gewährleistet. Die Bitrate beträgt 128 kbit/s, was für eine hohe Auflösung der Sprachaufnahmen sorgt. Das SV 140 ist mit einem hochwertigen Mikrofon ausgestattet, das die feinsten Details der Sprache aufnimmt. Die SV 140 ist über USB mit einem PC verbunden, um die Aufnahmen zu übertragen und zu bearbeiten. Die SV 140 ist eine robuste und langlebige Lösung für Ihre Sprachaufnahmeprojekte.

Das SV 140 ist mit einer Vielzahl von Funktionen ausgestattet, die die Bedienung vereinfachen. Es verfügt über eine intuitive Benutzeroberfläche und eine Reihe von Tasten für die Steuerung der Aufnahme. Die SV 140 ist auch mit einer Fernbedienung ausgestattet, die die Bedienung von weitem ermöglicht. Die SV 140 ist eine flexible Lösung, die sich an Ihre individuellen Anforderungen anpassen lässt.

Das SV 140 ist eine ideale Ergänzung zu Ihrem bestehenden SV 100-System. Es erweitert die Möglichkeiten Ihrer Sprachaufnahmen und liefert eine hohe Qualität der Aufnahmen. Die SV 140 ist einfach zu integrieren und liefert sofortige Ergebnisse. Die SV 140 ist eine zuverlässige Lösung für Ihre Sprachaufnahmeprojekte. Die SV 140 ist eine hervorragende Wahl für alle, die die Qualität ihrer Sprachaufnahmen verbessern möchten.

© 2000 SV 140. Alle Rechte vorbehalten. SV 140 ist ein eingetragenes Warenzeichen.



BEFORE ME, the undersigned authority, on this \_\_\_\_\_ day of \_\_\_\_\_, 20\_\_\_\_, personally appeared \_\_\_\_\_, known to me to be the person whose name is subscribed to the foregoing instrument, and acknowledged to me that he executed the same for the purposes and consideration therein expressed.

My commission expires \_\_\_\_\_

Notary Public in and for the State of Texas

My commission expires \_\_\_\_\_

Notary Public in and for the State of Texas

My commission expires \_\_\_\_\_





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 part of the document focuses on the challenges and solutions associated with data management. It identifies common issues such as data redundancy, inconsistency, and security concerns. The text provides practical advice on how to address these challenges, including the use of data governance frameworks and advanced security protocols.



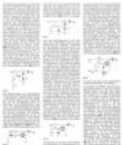
Section	Key Points	References
Introduction	Overview of the document's scope and objectives.	Smith et al., 2020
Data Collection	Methods for gathering data from various sources.	Johnson, 2019
Data Analysis	Techniques for processing and interpreting data.	Lee and Kim, 2021
Data Reporting	Formats and standards for presenting data.	White, 2018
Data Archiving	Strategies for long-term data storage and retrieval.	Green, 2022
Conclusion	Summary of findings and recommendations.	Various sources

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes the need for transparency and accountability in financial reporting. The second part details the various methods used to collect and analyze data, including surveys, interviews, and focus groups. The third part presents the findings of the study, highlighting key trends and insights. The final part concludes with recommendations for future research and practical applications of the findings.





[Illegible Header 1]	[Illegible Header 2]	[Illegible Header 3]
[Illegible Content 1]	[Illegible Content 2]	[Illegible Content 3]
[Illegible Content 1]	[Illegible Content 2]	[Illegible Content 3]





[Illegible text in the top left column]



[Illegible text in the middle left column]

[Illegible text in the middle right column]



<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 A</p>	<p>8. Appendix B</p>	<p>9. Appendix C</p>
<p>10. Appendix D</p>	<p>11. Appendix E</p>	<p>12. Appendix F</p>
<p>13. Appendix G</p>	<p>14. Appendix H</p>	<p>15. Appendix I</p>
<p>16. Appendix J</p>	<p>17. Appendix K</p>	<p>18. Appendix L</p>



1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes that proper record-keeping is essential for transparency and accountability, particularly in financial reporting and compliance with regulatory requirements. The text outlines various methods and tools used to collect, store, and analyze data, highlighting the role of technology in streamlining these processes.

2. The second part of the document focuses on the challenges associated with data management and security. It addresses the growing volume of data generated by organizations and the increasing risk of data breaches and cyberattacks. The text provides insights into best practices for data protection, including the implementation of robust security protocols, regular backups, and access controls. It also discusses the importance of employee training and awareness in maintaining a secure data environment.

3. The third part of the document explores the impact of data on decision-making and business performance. It highlights how data-driven insights can help organizations identify trends, optimize operations, and make informed strategic decisions. The text discusses the role of data analytics and visualization tools in extracting meaningful information from large datasets. It also touches upon the ethical considerations surrounding data usage and the need for transparency in data collection and processing.

4. The fourth part of the document discusses the future of data management and the emerging trends in the field. It mentions the rise of artificial intelligence and machine learning in data analysis, as well as the growing importance of cloud-based data storage and processing solutions. The text also addresses the challenges of data interoperability and the need for standardized data formats and protocols. It concludes by emphasizing the ongoing nature of data management and the need for continuous learning and adaptation to stay ahead in a rapidly evolving digital landscape.

5. The fifth part of the document provides a summary of the key points discussed and offers recommendations for organizations looking to improve their data management practices. It suggests investing in modern data management tools and technologies, implementing strong security measures, and fostering a data-driven culture within the organization. The text also encourages organizations to stay informed about the latest developments in data management and to seek professional advice when needed. Finally, it reiterates the importance of data as a valuable asset and the responsibility of organizations to protect and utilize it effectively.







0000 0000 00000000 00000000 00000000



0000 0000 00000000



0000 0000 00000000

GRUNDIG

## TECHNISCHE INFORMATIONEN

Technische Informationen sind online auf [www.grundig.com](http://www.grundig.com) verfügbar.



**GRUNDIG**  
Technische Informationen  
sind online auf  
[www.grundig.com](http://www.grundig.com)  
verfügbar.



Technische Informationen  
sind online auf  
[www.grundig.com](http://www.grundig.com)  
verfügbar.

Technische Informationen  
sind online auf  
[www.grundig.com](http://www.grundig.com)  
verfügbar.



THE  
MAGAZINE

OF THE  
ARTS

AND  
LITERATURE

OF THE  
CITY OF  
NEW YORK

AND  
THE  
COUNTY OF  
NEW YORK

AND  
THE  
COUNTY OF  
WESTCHESTER

THE  
MAGAZINE

OF THE  
ARTS

AND  
LITERATURE

OF THE  
CITY OF  
NEW YORK

AND  
THE  
COUNTY OF  
NEW YORK

AND  
THE  
COUNTY OF  
WESTCHESTER

# Digitales Messen

Digitales Messen ist ein Prozess, bei dem Messdaten digitalisiert werden und in einer zentralen Datenbank gespeichert werden. Dies ermöglicht die Integration von Messdaten mit anderen Datenquellen und die Analyse von Messdaten in Echtzeit.

Die Vorteile des digitalen Messens sind vielfältig. Es ermöglicht die Integration von Messdaten mit anderen Datenquellen, die Analyse von Messdaten in Echtzeit und die Identifizierung von Trends und Mustern in den Messdaten. Zudem ermöglicht es die Automatisierung von Messprozessen und die Reduzierung von Messfehlern.

Die Implementierung des digitalen Messens erfordert die Integration von Sensoren, die Messdaten digitalisieren können, mit einer zentralen Datenbank, die die Messdaten speichert. Zudem ist die Implementierung von Software erforderlich, die die Messdaten analysiert und die Ergebnisse in Echtzeit darstellt.



Die Implementierung des digitalen Messens erfordert die Integration von Sensoren, die Messdaten digitalisieren können, mit einer zentralen Datenbank, die die Messdaten speichert. Zudem ist die Implementierung von Software erforderlich, die die Messdaten analysiert und die Ergebnisse in Echtzeit darstellt.



The first part of the paper discusses the general approach to the problem of finding a minimum surface area for a given volume. The second part discusses the specific case of a cylindrical container with a fixed volume and a fixed surface area. The third part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area. The fourth part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area.

The first part of the paper discusses the general approach to the problem of finding a minimum surface area for a given volume. The second part discusses the specific case of a cylindrical container with a fixed volume and a fixed surface area. The third part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area. The fourth part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area.



The first part of the paper discusses the general approach to the problem of finding a minimum surface area for a given volume. The second part discusses the specific case of a cylindrical container with a fixed volume and a fixed surface area. The third part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area. The fourth part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area.

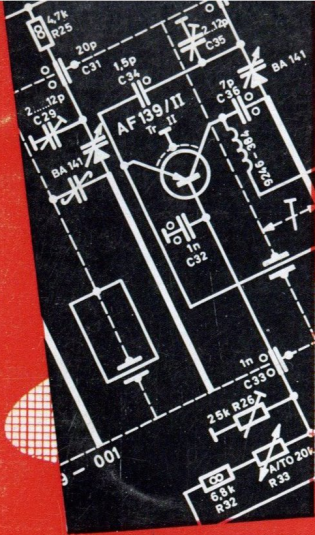
The first part of the paper discusses the general approach to the problem of finding a minimum surface area for a given volume. The second part discusses the specific case of a cylindrical container with a fixed volume and a fixed surface area. The third part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area. The fourth part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area.

The first part of the paper discusses the general approach to the problem of finding a minimum surface area for a given volume. The second part discusses the specific case of a cylindrical container with a fixed volume and a fixed surface area. The third part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area. The fourth part discusses the general case of a rectangular container with a fixed volume and a fixed surface area.

# GRUNDIG

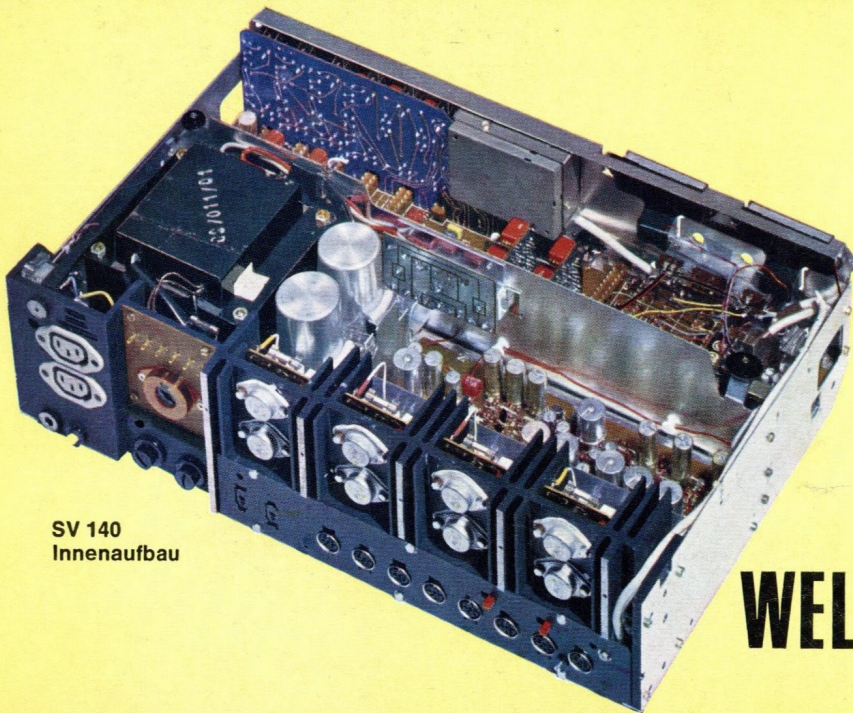
## TECHNISCHE INFORMATIONEN

ZEITSCHRIFT FÜR ELEKTRONIK, RADIO-, FERNSEH- UND TONBANDTECHNIK



GRUNDIG

Hi-Fi-Stereo-Verstärker  
**SV 140**



SV 140  
Innenaufbau

Das neue  
GRUNDIG  
Hi-Fi-Programm

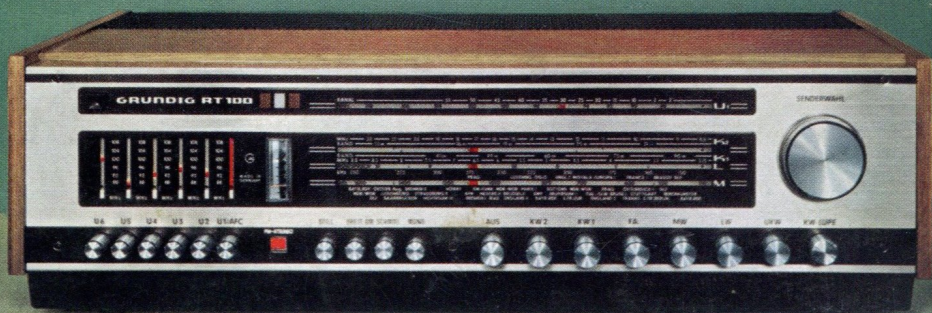
### WELTSPITZENKLASSE

3

1968

15. Jahrgang

Hi-Fi-Stereo  
Rundfunk-Tuner  
**RT 100**



# Inhaltsübersicht

Heft 3/1698

15. Jahrgang

## HI-FI- UND STEREO-TECHNIK

GRUNDIG	
Hi-Fi-Rundfunk-Tuner RT 100	399
Gesamtschaltbild RT 100	407/410
Technische Daten RT 100	406
GRUNDIG	
Hi-Fi-Stereo-Verstärker SV 140	415
Gesamtschaltbild SV 140	411/414
Technische Daten SV 140	420

## TONBAND-TECHNIK

Transistor-Eingangsschaltungen für Heimtonbandgeräte	444
--	-----

## ELEKTRONIK

Digitales Messen (Kapitel 3, Digitale Zählgeräte)	448
---	-----

## SERVICE-TECHNIK

Service-Hinweise für den Hi-Fi-Stereo-Tuner RT 100	424
Rationeller Service durch richtige Anwendung moderner Meßgeräte	426

## FARBFERNSEH-SERVICE

Einstell- und Reparaturpraxis an GRUNDIG Farbfernseh-Empfängern (3. Teil)	427
---	-----



## GRUNDIG

### TECHNISCHE INFORMATIONEN

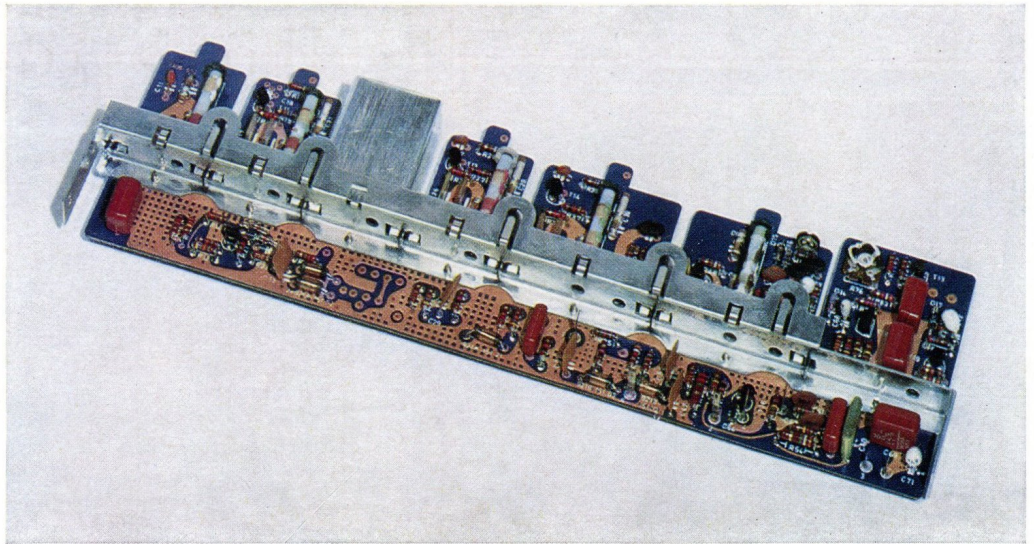
Zeitschrift für Electronic, Radio-, Fernseh- und Tonband-Technik  
 Herausgeber: GRUNDIG WERKE GmbH  
 Technische Direktion  
 8510 Fürth (Bayern), Kurgartenstraße 37  
 Redaktion: H. Brauns

#### GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN

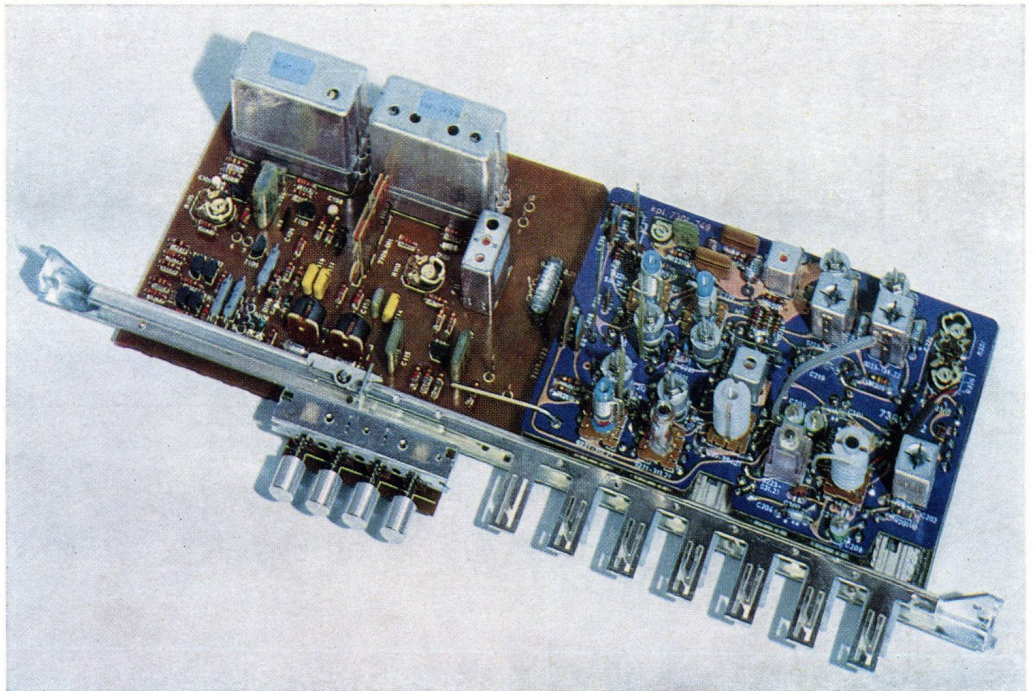
erscheinen in zwangloser Folge und werden auf Anforderung kostenlos an Fachgeschäfte und Fachwerkstätten sowie die in diesen Betrieben tätigen Werkstattleiter und Service-Techniker abgegeben. Allen übrigen Interessenten ist der Bezug gegen eine Schutzgebühr von 6.- DM pro Jahr (einschließlich Versandkosten) 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.

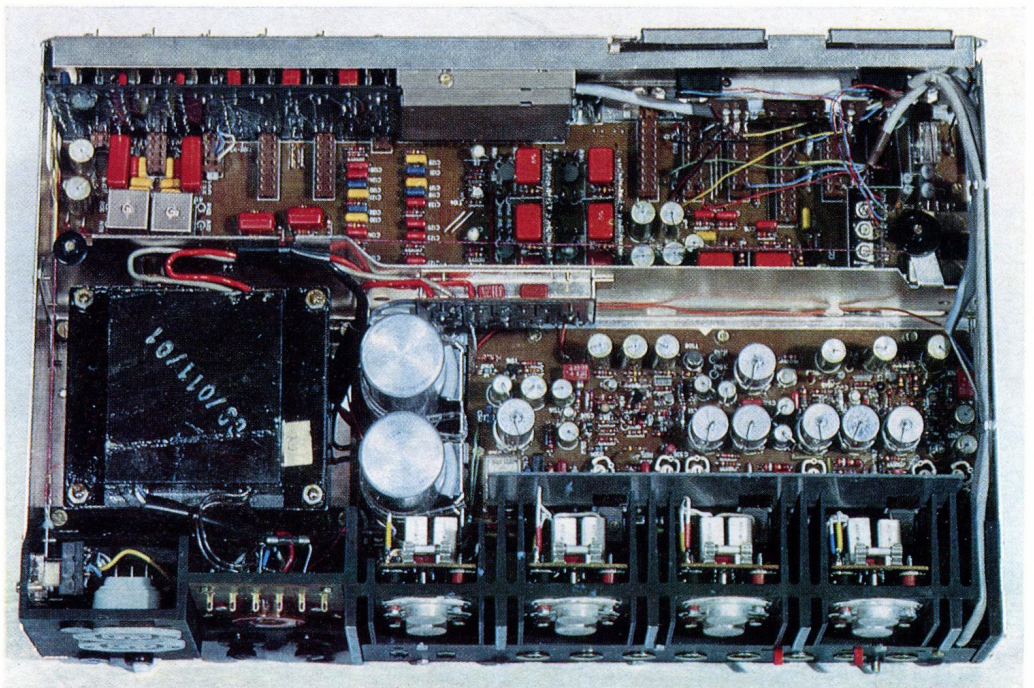
Druck: Karl Müller, Roth bei Nürnberg  
 Nachdruck von Beiträgen aus GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN ist bei ausführlicher Quellenangabe und Zusage von Belegexemplaren ohne weitere Genehmigung gestattet.



**RT 100: Baugruppe FM-ZF-Teil (Abschirmbecher entfernt)**



**RT 100: Baugruppe AM-Teil**



**SV 140: Innenaufbau**

**GRUNDIG**

U. CLAASSEN  
H. M. KNOLL

**Ein Mehrbereich-  
Spitzenempfänger  
mit höchstem  
Bedienungskomfort  
und UKW-Stationstasten**

# Hi-Fi-Stereo-Rundfunk-Tuner RT 100

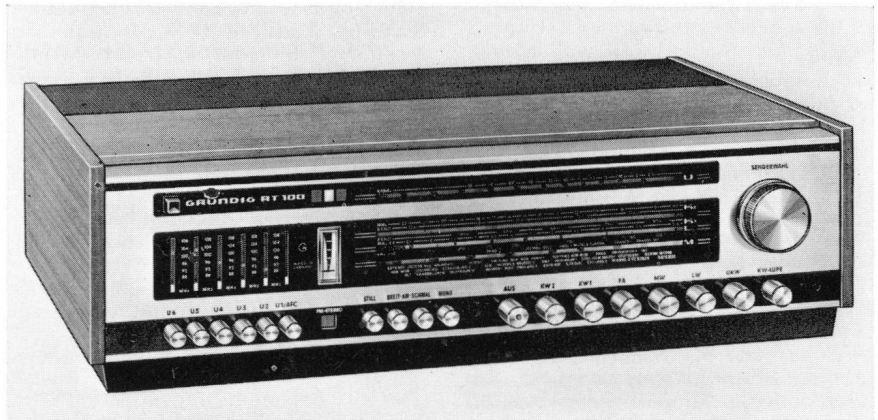


Bild 1 Form und Abmessungen des RT 100 sind dem neuen GRUNDIG Hi-Fi-Stereo-Verstärker SV 140 angepaßt, der ebenfalls in diesem Heft beschrieben wird (Seiten 411...423)

Das Gerät RT 100 entstand aus der Weiterentwicklung des bewährten und bekannten Hi-Fi-Stereo-Rundfunk-Tuners RT 40, dessen wesentliche Merkmale auch beim RT 100 zur Anwendung kamen, wie getrennter und kompromißloser Aufbau der beiden ZF-Verstärker für AM und FM, pegelgesteuerte Stereumschaltautomatik und exakt arbeitende Scharfabstimmung mit Hubbegrenzung. Ein Dreikreisfilter sorgt bei FM für erstklassige Trennschärfe bei allen vorkommenden Eingangsspannungen. Das Gerät verfügt über die Wellenbereiche UKW, LW, MW, KW I und KW II, wobei auf den beiden Kurzwellenbereichen mit einer AbstimmLupe eine Dehnung des Bandes möglich ist. Für eine schnelle Programmwahl auf UKW sind fünf Stationstasten vorhanden. Zur exakten UKW-Sendereinstellung dient neben einem beleuchteten Abstimmanzeigeelement eine lampengesteuerte Anzeigeschaltung, welche auch dazu verwendet werden kann, um einen Sender von der Hauptabstimmung auf die Feststationen zu übertragen („Super-Tunoscopes“). Ist das Gerät richtig abgestimmt und der Sender empfangswürdig, so leuchtet eine weiße Lampe. Ist das Ge-

rät, bei ausreichender Feldstärke, falsch abgestimmt, so brennt eine rote Lampe links oder rechts von der weißen Lampe je nach Verstimmungsrichtung. Ist der Sender zu schwach, so leuchten beide roten Lampen. Beim Empfang eines Stereosenders brennt eine spezielle Anzeigelampe. Mittels einer Taste kann das Gerät auf Mono zurückgeschaltet werden. Die Stereo-Anzeigelampe verlischt dann.

Im UKW-Mischteil werden drei Feldeffekttransistoren und ein Siliziumplanartransistor verwendet. Die Abstimmung erfolgt über vier Duodioden. In den AM-Bereichen läßt sich mit einer hoch- und niederfrequenten Bandbreitenschaltung das Gerät an die jeweiligen Empfangsbedingungen anpassen. Eine Glimmlampe dient zum Schutz gegen zu hohe statische Spannungen bei Gewittern.

Das Gerät erfüllt DIN 45 500 in allen Punkten, da bei der Dimensionierung der ZF-Verstärker großer Wert auf niedrigen Klirrfaktor, geringe Intermodulation und konstante Gruppenlaufzeitdifferenz gelegt wurde. Der Empfänger ist auf die Netzspannungen 110/130/220 und 240 V einstellbar und verfügt insgesamt über 45 Silizium-Transistoren, 35 Dioden und 2 Gleichrichter. Der NF-Pegel entspricht der Norm und ist zusätzlich um bis zu -10 dB einstellbar.

### Schaltungstechnik

Die nachstehende Beschreibung bezieht sich auf das Gesamtschaltbild (Seiten 407/410 dieses Heftes).

### UKW-Bereich

Über einen Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von 70 MHz gelangt die Eingangsspannung an den ersten Vorstufentransistor. Der Antennenkreis wird mit einer Doppeldiode abgestimmt. Nach Verstärkung im ersten Transistor wird die Spannung einem zweiten Abstimmkreis zugeführt, der mit entsprechenden Anzapfungen für die Anpassung der beiden Transistoren versehen ist. Die zweite UKW-Vorstufe steuert den

dritten Abstimmkreis, an dessen Hochpunkt der Mischtransistor angeschlossen ist. Die Oszillatorspannung wird in den Sourcekreis der Mischstufe eingespeist. Als Oszillator arbeitet ein Silizium-Transistor. Die beiden Vorstufen und der Mischer sind mit Feldeffekttransistoren bestückt. Für die Abstimmung werden in allen Kreisen Doppeldioden verwendet, um zu verhindern, daß bei niedrigen Abstimmspannungen Gleichrichtung der Hochfrequenz eintritt. Im Oszillator würde dadurch eine Abhängigkeit der Frequenz von der Oszillatorspannung auftreten. Verwendet man Einzeldioden, so treten auch dann schon Schwierigkeiten auf, wenn noch keine Gleichrichtung aber schon eine starke Durchsteuerung der Diode durch die Hochfrequenz auftritt. Diese Durchsteuerung macht sich in einem dynamischen Gleichlauffehler unangenehm bemerkbar. Bild 2 möge das veranschaulichen. Legt man eine Abstimmspannung  $U_2$  an ohne HF-Aussteuerung, so ergibt sich damit eine Kapazität  $C_2$ .

Durch eine HF-Aussteuerung wird die Kennlinie bis zur Spannung  $U_1$  und  $U_3$  durchgesteuert. Es ergeben sich die Kapazitätswerte  $C_1$  und  $C_3$ . Wie man deutlich sieht, ist die relative Änderung der Kapazität nach  $C_1$  und  $C_3$  stark verschieden. Legt man eine reine Sinusansteuerung zugrunde, so sind die zeitlichen Abläufe bei absinkender und bei ansteigender Spannung gleich. Die mittlere Abstimmkapazität wird aber zu kleineren Spannungen verschoben und damit größer. Die Folge ist ein Gleichlauffehler zu den Vorkreisen. Verwendet man dagegen Doppeldioden, so ändert sich die eine Diode in ihrer Kapazität gegenläufig zur anderen. Die Kompensation kann natürlich nicht vollkommen sein, da die Änderung der Kurvenkrümmung zu kleinen Spannungswerten nicht gleich der zu höheren ist. Als weiterer Vorteil ist noch zu nennen, daß an jeder Diode nur die halbe Hochfrequenzspannung liegt. Die Verwendung von Feldeffekt-

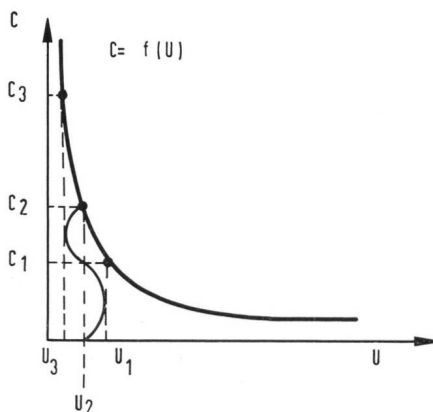


Bild 2

transistoren gewährleistet eine gute Kreuzmodulationssicherheit bei hohen Antennenspannungen.

Die ZF-Spannung wird über ein Dreikreisfilter an den ersten ZF-Transistor geführt. Die Verbindung des ZF-Verstärkers mit dem Mischteil erfolgt über eine zweiadrige geschirmte Leitung, um Masseschleifen zu vermeiden. Zur Auskopplung der ZF-Spannung aus dem ersten ZF-Kreis dient eine separate Wicklung, die als Teil des zweiten Kreises gilt.

#### ZF-Teil

Der Aufbau des ZF-Verstärkers erfolgt auf einer gemeinsamen Druckschaltungsplatte, bei der die einzelnen Stufen in separaten, mit Abschirmblechen versehenen, Kammern angeordnet sind, wie das Farbfoto auf der 2. Umschlagseite zeigt.

Alle Stufen sind mit einem Transistor BF 238 kleiner Rückwirkung (ca. 0,3 pF) bestückt. Es ergeben sich dadurch einwandfrei symmetrische Kurven. Die Bandfilter sind mit hoher Güte ausgeführt und dann definiert bedämpft. Dadurch wird die Kurvenform des Verstärkers nicht von Spulenschwankungen beeinflusst. Die ersten drei Stufen sind fast gleich aufgebaut. Die Neutralisation wird in der ersten Stufe individuell eingestellt, da die Kurvenform in dieser hochverstärkenden Stufe wesentlich in die Gesamtdurchlaufkurve eingeht. Die Betriebsspannungen der einzelnen Stufen werden durch Drosseln und Kondensatoren gesiebt. An den Kollektorkreisen liegen gedruckte Ankopplungskondensatoren, die zum Abgleichen dienen und im Betrieb geerdet sind. Aus dem letzten Basiskreis wird eine ZF-Spannung entnommen und einer Diode zur Gleichrichtung zugeführt. Die entstandene Gleichspannung steuert die HF-pegelabhängige Mono-Stereo-Umschaltung im Stereo-Decoder. Die Gleichspannung ist in ihrer Höhe einstellbar. Damit läßt sich der Ansprechpunkt in Grenzen verändern. Der Treibertransistor arbeitet auf eine Anzapfung des Kollektorkreises und läuft mit wesentlich höherem Strom als die vorhergehenden Stufen. Der Ratiodetektor ist symmetrisch ausgeführt und liegt mit den Richtwiderständen auf einer Spannung von ca. +6,8 V. Diese Spannung kommt aus dem Netzteil für die Steuerung der Kapazitätsdioden. Schaltungseinzelheiten der Scharfabstimmung werden beim Netzteil besprochen, da beide Schaltungen eine Einheit bilden. Bei Messungen am Ratiodetektor ist zu beachten, daß alle Teile dieses Schaltungsteils auf der erwähnten Spannung liegen. Span-

nungsmessungen müssen immer auf diese Spannung bezogen werden. Will man die Richtspannung oder die Verstimmungsspannung messen, so verfähre man nach Bild 3.

Röhrenvoltmeter weisen meist eine erhebliche Kapazität gegen Netz auf und schleifen dadurch einen Brummanteil in das Gerät. Mit Hilfe eines Elkos von  $10 \mu\text{F}/70 \text{V}$  wird dieser Brummstrom nach Masse abgeleitet. Man sollte einen Elko hoher Prüfspannung verwenden, damit der Reststrom nicht die Spannung am Röhrenvoltmeter verfälscht. Im heißen Ende des Röhrenvoltmeters liegen Siebgliebler für die Zwischenfrequenz. Bei der hohen Gesamtverstärkung des Gerätes können schon kleine ZF-Reste zu Rückwirkungen führen. Alle Messungen am Ratiodetektor selbst müssen unbedingt auf C 67 bezogen werden, da davor liegende Punkte mit dem Potential an C 67 nicht identisch sind. Der Symmetrieregler R 62 (2,5 k $\Omega$ ) darf nur nach Abgleichanweisung eingestellt werden. Er dient lediglich zum Ausgleich kleiner Unsymmetrien des Ratiodetektors.

Der positive Teil der Ratiolichtspannung wird einem Transistor zur Abstimmanzeige zugeführt. Die Schaltung zeigt Bild 4. Ist das Gerät auf einen Sender abgestimmt, so steht am Punkt A eine positive Gleichspannung, die sich aus der Netzteilspannung von 6,8 V und der Grundrauschspannung des Gerätes zusammensetzt. Stellt man nun das Potentiometer P 3 auf einen Spannungswert, der um die Basismitterschwellenspannung des Transistors T 16 kleiner ist, so beginnt im Transistor gerade Strom zu fließen. Es genügt jetzt schon eine sehr kleine Spannungsänderung am Punkt A, um einen hohen Strom im Transistor zu erzeugen.

Die Anzeige ist damit sehr steil und individuell einstellbar bei jedem Gerät. Mit dem Potentiometer P 2 läßt sich der Vollausschlag des Instrumentes einregeln. Die Diode D 14 hat für die Funktion der Abstimmanzeige keine Bedeutung. Sie verhindert lediglich einen Stromfluß in umgekehrter Richtung, der evtl. durch die hochliegende Basis bei bestimmten Schaltzuständen auftreten könnte.

Das Instrument ist nicht als Feldstärkeanzeige gedacht, sondern dient lediglich der Abstimmung. Der Transistor T 18 arbeitet als NF-Impedanzwandler, um den Ratiodetektor möglichst gering zu belasten. Die Transistoren T 17 und T 19 gehören zur Stillabstimmung und werden dort besprochen.

#### Decoder

Das Schaltungsprinzip ist das gleiche, wie es schon in den Vorgängertypen verwendet wurde. Die Mono-Stereo-Umschaltung erfolgt jedoch nicht wie beim RT 40 mit einem Relais, sondern rein elektronisch. Die gesamte Decoderschaltung hat sich gut bewährt, da sie bessere Rausch-Signalabstände liefert als andere Anordnungen, die z. B. mit Zeitmultiplex arbeiten. Die Deemphasis in den beiden Kanälen liegt vor der Demodulation, so daß Störungen im Differenz- oder Summenkanal bereits abgeschwächt den Demodulator erreichen. Es soll nachstehend lediglich eine Zusammenstellung der Einzelfunktionen gegeben werden, da das Decoderprinzip als bekannt angesehen werden dürfte.

- T 401: Verstärkung des 19-kHz-Trägers. Verstärkung des Summenkanals und der Seitenbänder als Emitterfolger.
- 2 x AA 118: Verdoppelung des 19-kHz-Trägers auf 38 kHz.
- T 403: Verstärkung der Seitenbänder des Differenzkanals.
- 4 x AA 118: Demodulation und Erzeugung der Signale L+R und L-R.
- T 404: Verstärkung des 38-kHz-Trägers u. Ansteuerung des Demodulators.
- T 402: Gleichrichtung der 19-kHz-Frequenz zur Erzeugung einer Steuerspannung für die Mono-Stereo-Umschaltung.
- T 405: Schmitt-Trigger zur Steuerung
- T 406: der Anzeigelampe
- T 407:

Liegt ein genügend hoher HF-Pegel und gleichzeitig ein 19-kHz-Pilotton vor, so sind T 405 und T 406 gesperrt. Von den Kollektoren dieser beiden Transistoren erhalten T 403 und T 404 ihre Basisspannung über entsprechende Teiler. Alle Stufen arbeiten damit normal. Fällt dagegen der HF-Pegel zu weit ab oder wird lediglich monofon gesendet, so ist T 405 oder T 406 geöffnet und sperrt damit T 403 und T 404. Der Decoder arbeitet damit in Stellung Mono. Der 38-kHz-Pilotton und die Seitenbänder des Differenzkanals werden damit nicht verstärkt.

#### Ausgangsstufen

Zwei gleichartig aufgebaute Verstärker verarbeiten die Signale L und R und führen sie den Ausgangsbuchsen zu.

Es wird dabei sowohl eine Impedanzwandlung als auch eine Verstärkung durchgeführt. Der Ausgangspegel läßt sich um etwa 10 dB verändern, um den Tuner an den nachfolgenden Verstärker anpassen zu können. Ein Tiefpaßfilter

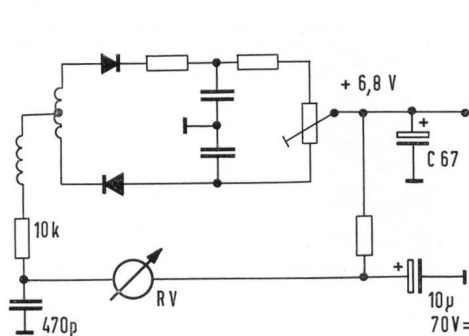


Bild 3

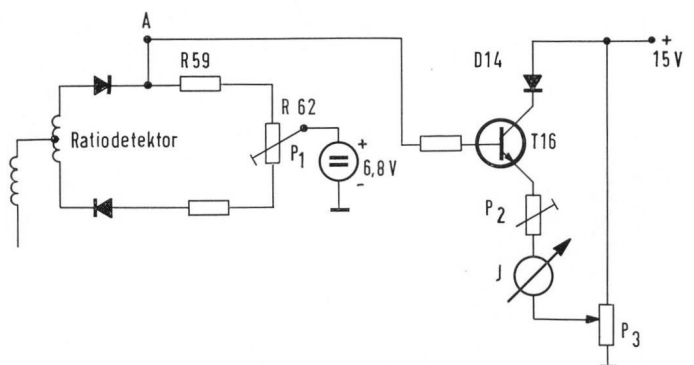


Bild 4

siebt die Reste des Pilotträgers und der Seitenbänder des Differenzkanals heraus. Es arbeitet primärseitig mit der Verdrehkapazität und sekundärseitig mit einer diskreten Kapazität von 100 pF. Der Ausgang des Tuners hat eine Impedanz von etwa 2 k $\Omega$  und darf minimal mit 22 k $\Omega$  belastet werden. Für Tonbandaufnahmen sind entsprechende Anpaßwiderstände vorgesehen.

### AM-Bereiche

Bei der Entwicklung eines AM-Spulensatzes für ein Transistorgerät tritt ein Problem auf, das bei Röhrengeräten kaum besteht. Es ist der unerwünschte Empfang von Kurzwellensendern auf Mittel- oder Langwelle bei Betrieb mit Außenantenne. Es ist ungemein schwierig, eine einwandfreie Verkopplung der Antenne mit dem Vorkreis zu erreichen, ohne daß Antennenspannungen die Selektionsmittel umgehen und direkt die Transistorbasis erreichen. Mit Oberwellen des Oszillators wäre ein Empfang dieser Kurzwellen möglich. Bei der Entwicklung des RT 100 wurde sehr viel Mühe aufgewendet, um dieses genannte Problem zu meistern. Das Gerät erfüllt zusätzlich die Störstrahlungsbedingungen, wie sie in manchen Ländern auch schon auf den AM-Bereichen gestellt werden. Es mußten dabei sehr niedrige Grenzwerte erfüllt werden, da eine hundertprozentige Kontrolle in der Fertigung sehr aufwendig wäre.

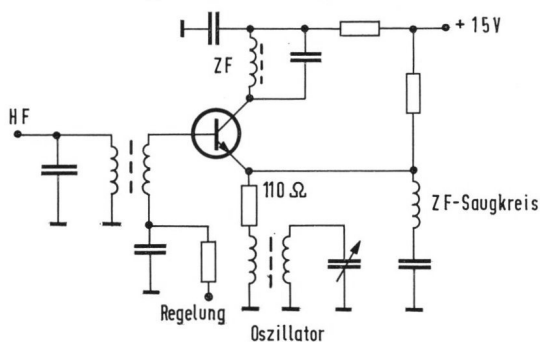


Bild 5

Der Antenneneingang ist mit einer Glimmlampe gegen statische Aufladungen geschützt. Ein Widerstand von 330 k $\Omega$  verhindert ein Flackern der Lampe.

Über eine Drossel-Widerstandskombination wird die Antennenspannung in den Spulensatz geführt. Die Ankopplung an den Vorkreis erfolgt auf allen Bereichen hochinduktiv. Nach der Selektion im Vorkreis wird die Hochfrequenz über Anpassungswindlungen der Basis des Mixers zugeführt. Die Prinzipschaltung zeigt **Bild 5**. Ohne Regelung läuft der Mischer mit kleinem Strom, der Emitteneingangswiderstand ist hoch. Es tritt kaum eine Teilung der Oszillatorspannung auf. Die Mischverstärkung ist hoch. Wird nun der Kollektorstrom erhöht, so sinkt der Emitteneingangswiderstand ab und damit auch die Oszillatorspannung. Die Mischverstärkung wird kleiner. Diese Art der Mischschaltung zeigt gute Kreuzmodulationsfestigkeit bei hoher Regelfähigkeit. Ein Saugkreis im Emittent beiseitigt die Gegenkopplung für die Zwischenfrequenz. Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung mit entsprechenden Linearisierungswiderständen an den Kreiswicklungen.

Zwischen Mischer und erstem ZF-Transistor liegt ein Dreifachbandfilter, das für eine gute Selektion durch hohe Flankensteilheit sorgt. Auf den ersten ZF-Transistor folgt ein kapazitiv in der Bandbreite geregeltes Zweifachfilter. Die Kapazitäten ändern sich dabei so, daß die richtige Abstimmung der Kreise bei Variation der Koppelkapazität gewährleistet bleibt.

Während der Mischer aufwärts geregelt wird, erfolgt bei der ersten ZF-Stufe Abwärtsregelung. Die zweite ZF-Stufe arbeitet unregelt, um eine hohe Niederfrequenz- und Regelspannung zu erhalten. Der Demodulator liefert zwei Regelspannungen, eine positive für die Aufwärtsregelung und eine negative für die Abwärtsregelung. Zwischen Demodulator und Mischer liegt ein Transistor BC 148 (T 101) als Regelspannungsverstärker. Die Gesamtregelschaltung zeigt **Bild 6**.

Die Abstimmanzeige wird mit dem gleichen Instrument vorgenommen, das auch bei UKW in einer Brückenschaltung, wie aus Bild 6 ersichtlich ist. Mit einer Diode 1N 60 und einem Wider-

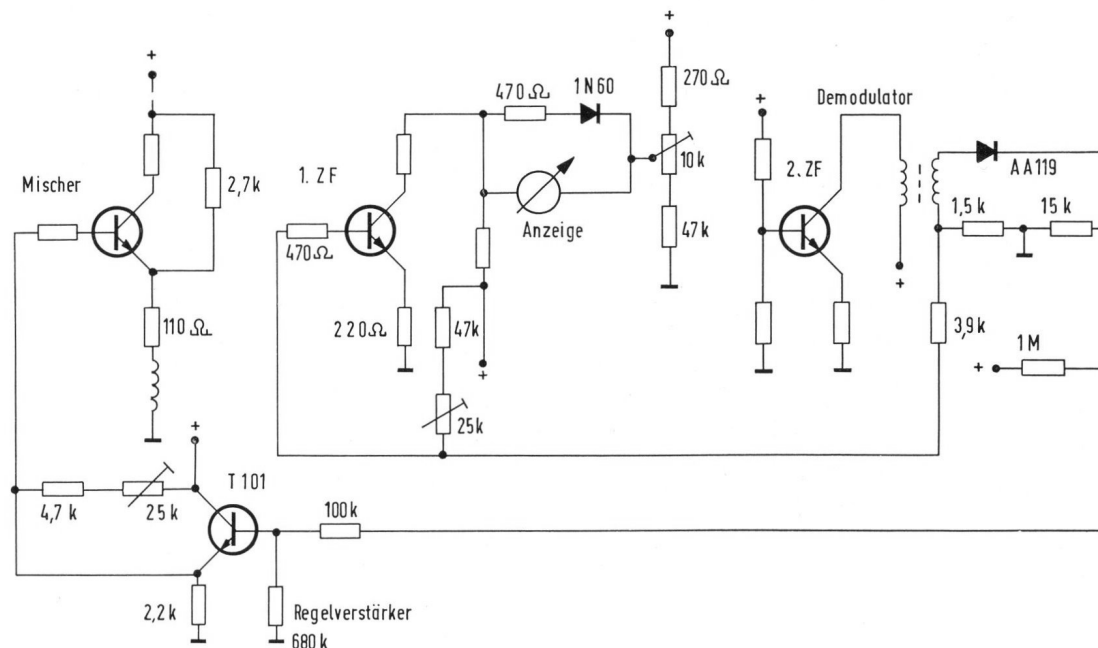


Bild 6

stand (470  $\Omega$ ) wird die Anzeige in der Weise verändert, daß sowohl schwache als auch starke Stationen einwandfrei eingestellt werden können. Der Demodulator liefert die Niederfrequenz an einen Impedanzwandler (T 103), der als Trennstufe für die nachfolgenden Tiefpässe wirkt. Es handelt sich dabei um zwei wahlweise einschaltbare Filter, deren Grenzfrequenz so gelegt ist, daß in den meisten Fällen noch ein brauchbarer Empfang möglich ist, obwohl Nachbarsender durch Pfeiftonen die Wiedergabe des gewünschten Senders beeinträchtigen. Die Tiefpässe sind als sog. m-verteilte Filter ausgeführt. Physikalisch gesehen handelt es sich um Pässe üblicher Art, denen durch eine Parallelkapazität zur Induktivität eine zusätzliche Polstelle gegeben wurde. Primärseitig sind die Filter mit einem Widerstand von 22 k $\Omega$  abgeschlossen. Sekundärseitig bildet der Transistor T 106 mit seinem Basisteiler und dem Wechselstromeingangswiderstand den Abschluß. Nach Verstärkung in diesem Transistor wird die Niederfrequenz dem bereits erwähnten Ausgangsverstärker zugeführt. Die Eingänge dieses auch bei FM-Stereo verwendeten Zweikanalverstärkers werden bei AM parallelgeschaltet, so daß die Niederfrequenz auf beiden Kanälen am Ausgang erscheint.

### „Supertunoscopes“ mit Stillabstimmung

Wie schon eingangs erwähnt lassen sich mit dem Supertunoscopes zwei Vorgänge wahlweise ausführen:

1. Exakte Abstimmung der UKW-Stationen mittels Anzeigelampen. Dabei kann die Stillabstimmung in Betrieb sein; sie muß es aber nicht.
2. Übertragung einer UKW-Station von der Hauptscala auf eine beliebige Feststationstaste. Dabei ist die Stillabstimmung immer in Betrieb. Der richtige Abstimmzustand wird dabei wie unter (1) mit Lampen angezeigt.

Die Steuerspannung wird für (1) vom Ratiodetektor zur Nulldurchgangsanzeige und vom Abstimminstrument zur Berücksichtigung des HF-Pegels abgenommen.

Für (2) kommt die Steuerspannung als Differenzspannung der beiden Schleifer

(Hauptabstimmung und Feststations-  
faste) zustande. Es handelt sich dabei  
um Gleichspannungen in der Größe von  
etwa 50 mV, die zur Schaltung der Lam-  
pen ausreichen müssen. Der Eingangs-  
widerstand des Anzeigeverstärkers muß  
sehr hoch sein, da die Potentiometer  
Widerstände von etwa 100 kΩ haben.  
Ein Null-Punkt-Fehler wirkt sich dabei  
direkt als Fehlabbildung aus. Ein  
Gleichspannungsverstärker scheidet nach  
dem oben Gesagten wegen zu hoher  
Kosten aus. Gewählt wurde deshalb ein  
Chopperverstärker, bei dem die Gleich-  
spannung in eine proportionale Wech-  
selspannung umgeformt und dann erst  
verstärkt wird. Bei dieser Umformung  
muß natürlich die Phase berücksichtigt  
werden, damit nachher mit einer phasen-  
richtigen Wiedergleichrichtung die Rich-  
tung der Fehlabbildung erkannt werden  
kann. Vor allen Dingen ist bei der  
Übertragung der Stationen von der  
Hauptabstimmung auf die Stationstasten  
die Anzeige der nötigen Drehrichtung  
sehr wichtig, da man bei einer geringen  
Verstimmung der Feststationstaste zur  
Hauptabstimmung nicht erkennen kann,  
in welcher Richtung die Verstimmung  
liegt. Man wäre auf Probieren angewie-  
sen. **Bild 7** zeigt das Blockschaltbild des  
Supertunoscopes für die beiden Betriebs-  
arten. Der Ratiodektor ist auf +6,8 V =  
angehoben. Der Sinn dieser Anhebung  
wird bei der Besprechung des Netzteils  
für die Diodenabstimmung näher erläu-  
tert. Das Supertunoscope muß bei Ver-  
wendung als Abstimmmanzeige auf diese  
Spannung bezogen werden. Da der Ein-  
gang für die Programmierung der Sta-  
tionstasten symmetrisch sein muß, ist  
die Anhebung des Ratiodektors auf  
6,8 V = nicht als Schwierigkeit zu wer-  
ten.

Wie man aus dem Blockschaltbild (**Bild 7**)  
ersieht, erfolgt die Speisung des Chop-  
pers und der phasenrichtigen Gleich-  
richter über einen gemeinsamen Trans-

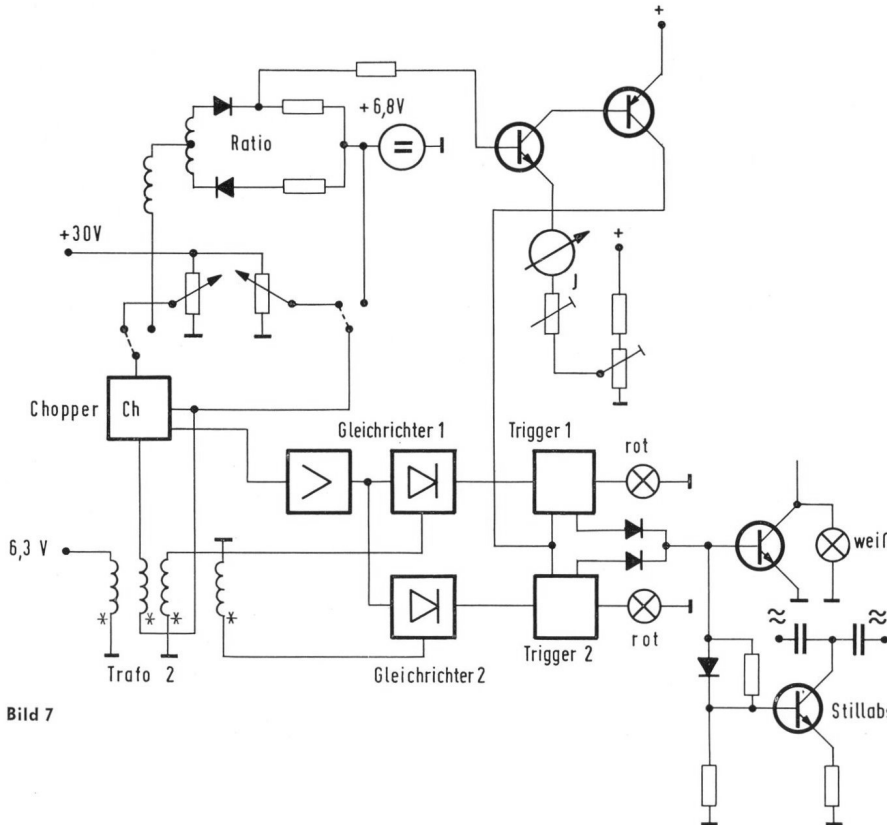


Bild 7

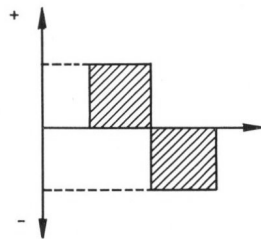


Bild 8

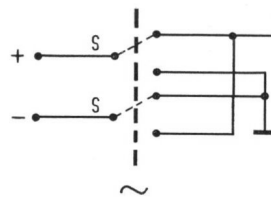


Bild 9

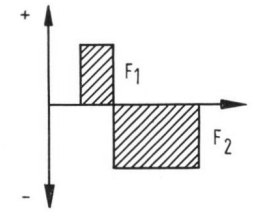


Bild 10

formator mit getrennten Wicklungen aus  
dem Hauptnetztransformator. Die Ver-  
wendung eines kleinen Zwischentrafos  
ist nötig, da sonst eine Beherrschung der  
kapazitiven Fehlspannungen schwierig  
wird. Es würde sich durch diese Fehl-  
spannung eine Nullpunktverschiebung  
und damit eine Fehlabbildung erge-  
ben. Nach Umwandlung der Gleichspan-  
nung in eine 50-Hz-Wechselspannung  
erfolgt eine Verstärkung und danach die  
phasenrichtige Wiedergleichrichtung in  
zwei getrennten Gleichrichtern. Diese  
Gleichrichter steuern zwei Schmitt-Trig-  
ger, die zusätzlich auch noch den HF-  
Pegel berücksichtigen. Ausgangsseitig  
speisen die Trigger drei Lampen.

Jeweils eine der roten Lampen leuchtet  
bei Verstimmung. Die weiße leuchtet bei  
richtiger Abstimmung. Sie wird mit einem  
getrennten Transistor geschaltet. Die  
Steuerspannung für diesen Transistor  
dient auch der Öffnung oder Sperrung  
des Stillabstimmungstransistors, der den  
NF-Weg beeinflusst.

## Schaltungseinzelheiten

### Chopperstufe

Dieser Stufe kommt die phasenrichtige  
proportionale Umwandlung der Gleich-  
spannung in eine Wechselspannung (50  
Hz) zu. Es soll einer positiven Gleich-  
spannung eine bestimmte Phasenlage

der Wechselspannung zugeordnet wer-  
den und einer negativen eine um 180°  
phasenverschobene. **Bild 8** zeigt die Zu-  
sammenhänge. Der doppelten Gleich-  
spannung soll eine doppelt so hohe  
Wechselspannung folgen. Man könnte  
diese Aufgabe in einfacher Weise mit  
einem mechanischen Zehacker nach  
**Bild 9** lösen. Der Schalter „S“ pendelt  
im Rhythmus einer Wechselspannung  
zwischen zwei Schaltstellungen hin und  
her. Die Gleichspannung gelangt da-  
durch mit wechselnder Polarität an den  
Punkt A. Eine doppelt so hohe Gleich-  
spannung ruft dann eine doppelt so  
hohe Spannung am Punkt A hervor.  
Nehmen wir an, der Schalter bliebe in  
der oberen Schaltstellung genau so  
lange wie in der unteren, dann ergäbe  
sich ein symmetrisches Rechteck am Aus-  
gang. Sind die Verweilzeiten dagegen  
verschieden, so wäre ein unsymmetri-  
sches Rechteck die Folge (**Bild 10**). Die  
Flächen F1 und F2 wären dann stark  
verschieden. Ein nachfolgender Gleich-  
richter, der entweder nur die positive oder  
nur die negative Halbwelle berücksich-  
tigt, würde verschiedene hohe Gleich-  
spannungen aus den einzelnen Halb-  
wellen erzeugen.

Man muß also bei der Auslegung des  
Zehackers diesen Umstand beachten.  
Nun ist ein mechanischer Zehacker wohl  
für ein Meßgerät tragbar, aber nicht für  
ein Gerät, das jahrelang ohne Wartung  
arbeiten muß. Es wurde deshalb eine  
Schaltung mit Halbleitern vorgezogen,  
für die es verschiedene Schaltungsvari-  
anten gibt. Eine wenig bekannte Mög-  
lichkeit ist die Anwendung einer Dioden-

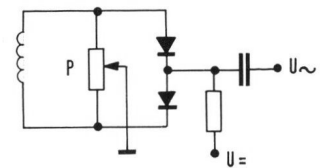


Bild 11

brücke nach **Bild 11**. Ohne angelegte  
Gleichspannung wird das Potentiometer  
P auf minimale Wechselspannung am  
Ausgang abgeglichen (Brückengleichge-  
wicht!). Führt man nun eine Gleichspan-  
nung den Dioden zu, so gerät die eine  
Diode mehr in Sperrichtung. Wird die

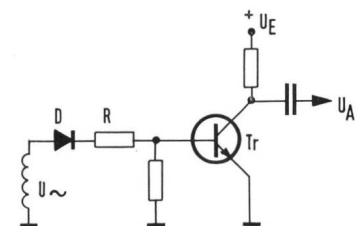
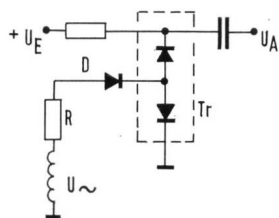


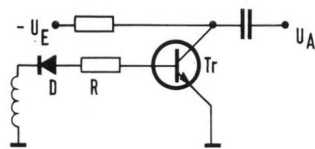
Bild 12

Gleichspannung umgepolt, so vertauscht sich auch die Rolle der Dioden. Es wird damit entweder die eine Halbwelle oder die andere am Ausgang erscheinen. Die Schaltung ist einfach, hat aber den Nachteil, daß sie für jedes Diodenpaar gesondert symmetriert werden muß. Die maximal anlegbare Gleichspannung, bis zu der eine Proportionalität zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung besteht, ist gleich der Schleusenspannung der Dioden. Das Verhältnis von Nutz- zu Störspannung ist nicht sehr gut. Für das Verständnis der im RT 100 verwendeten Schaltung ist die Diodenbrücke gut geeignet, da die Arbeitsweise ähnlich ist. Bei der Transistor-Chopperschaltung ist das Verarbeiten beider Polaritäten nicht ohne weiteres möglich. Ein Transistor könnte an sich nur für eine Speisungsrichtung als Schalter wirken. **Bild 12** zeigt einen Transistor als Verstärker geschaltet;  $U_E$  ist die Eingangsspannung als Gleichspannung,  $U_{\sim}$  ist die Wechselspannung, welche den Transistor immer voll öffnet. Die Ausgangsspannung  $U_A$  ist damit proportional der Speisespannung  $U_E$ , die in positiver Richtung anliegt. Es wird lediglich eine Halbwelle verarbeitet. Die innere Ersatzschaltung zeigt **Bild 13**. Die



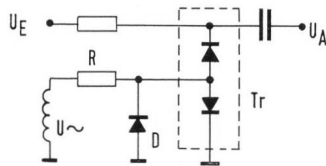
**Bild 13**

Basis-Emitterstrecke ist in Durchlaufrichtung, während die Kollektor-Basisstrecke in Sperrichtung arbeitet. Diese Strecke wird dadurch leitend, daß Ladungsträger aus der Emitterdiode durch die Basiszone in die Kollektorstrecke wandern. Die Basiswechselspannung wird durch die Emitterdiode begrenzt. Würde man die Ansteuerung der Basisstrecke in der Polarität umdrehen und dasselbe mit der Eingangsspannung  $U_E$  tun, so gelangt die Emitterdiode in Sperrichtung und die Kollektorstrecke in den Durchlauf. Man kann dann erwarten, daß der Transistor nicht in gewohnter Weise verstärkt. (Siehe **Bild 14** und **Bild 13** als Vergleich.) Die Basiswechselspannung wird



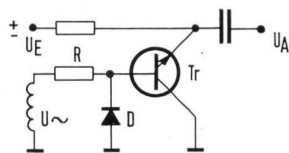
**Bild 14**

nicht mehr durch die Basis-Emitterdiode begrenzt. Sie steigt stark an und versucht, über die Kollektorstrecke auch bei fehlender Spannung  $U_E$  einen Strom zu treiben. Die Schaltung arbeitet also nicht in gewohnter Weise. Ändert man die Schaltung nach **Bild 15** ab, so ergeben



**Bild 15**

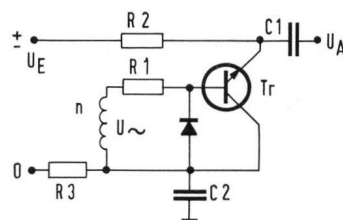
sich neue Gesichtspunkte. Es tritt jetzt durch die hinzugefügte Diode D eine Begrenzung der negativen Halbwelle ein. Die positive wird nach wie vor von der Emitterdiode begrenzt. Wird jetzt die Eingangsspannung  $U_E$  (Gleichspannung) zu Null und entspricht die Schleusenspannung der zusätzlichen Diode D der Schleusenspannung der Kollektorstrecke, so tritt am Ausgang keine Wechselspannung auf. Wird jetzt eine positive Spannung an den Kollektor gelegt, so arbeitet der Transistor normal und verstärkt die eine Halbwelle. Legt man dagegen eine negative Spannung  $U_E$  an, so wirkt die Schaltung wie eine Diodenbrücke nach **Bild 11**. Die Kollektordiode gelangt in Durchlaufrichtung und läßt die andere Halbwelle passieren. Die Ausgangsspannung kann bei Betrieb mit negativer Betriebsspannung natürlich nicht höher werden als die Basissteuerspannung, da der Transistor nicht als Verstärker arbeitet. Bei Betrieb mit positiver Spannung  $U_E$  wird die Ausgangsspannung  $U_A$  mit steigender Spannung  $U_E$  immer größer. Eine Proportionalität in negativer Richtung ist deshalb nur bis etwa 600 mV (bei Siliziumtransistoren) gegeben. Man sollte im Interesse einer Gleichheit der Ausgangsspannungen für beide Polaritäten von  $U_E$  nicht höher als 0,5 V aussteuern. Untersucht man die Transistoren bei Vertauschung von Basis-Emitter und Kollektorstrecke, so zeigen sich günstigere Werte für die Reststörspannung, wenn man Kollektor- und Emitterstrecke vertauscht und die Schaltung nach **Bild 16** aufbaut. Der Wider-



**Bild 16**

stand R dient wie in den vorher gezeigten Schaltungen als Strombegrenzer. An

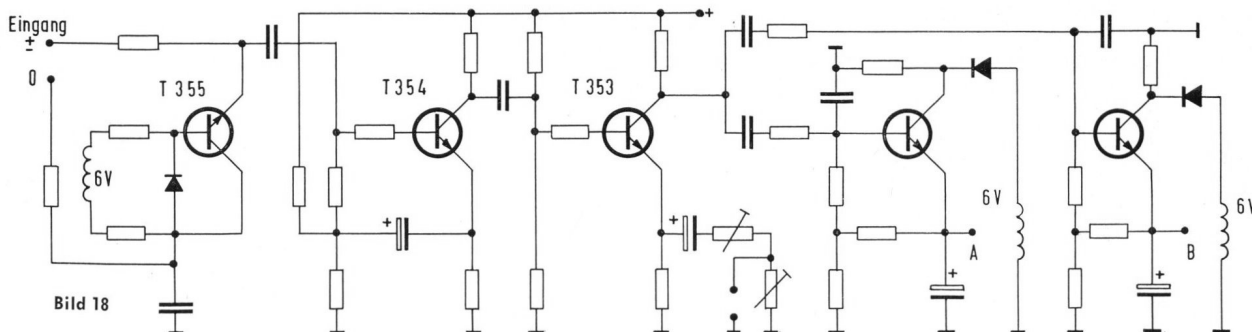
der Basis liegt eine etwa rechteckförmige Steuerspannung. Am Ausgang erscheinen bei fehlender Spannung  $U_E$  lediglich spitze Nadelimpulse geringen Energieinhaltes. Die Schaltung braucht nicht wie die Diodenbrücke symmetriert zu werden. Sie zeigt eine sehr gute Konstanz bei Temperaturänderungen, da Kollektor- und Emitterstrecke die gleiche Temperatur annehmen. Die Eingangsspannung  $U_{\sim}$  ist von untergeordneter Bedeutung. Sie muß lediglich so groß sein, daß ein genügender Abstand zur Basisschleusenspannung besteht. Die Spannung  $U_{\sim}$  beträgt beim RT 100 6 V. Das ist zehnmal mehr als die Schleusenspannung (600 mV). Eine Abhängigkeit von der Netzspannung ist daher nicht zu beobachten. Die Diode „D“ ist in der Nähe des Transistors montiert, damit sie die gleiche Temperatur annimmt. Um eine universelle Verwendbarkeit zu gewährleisten, wurde in der Schaltung die Wicklung „n“ von der Masse getrennt und nur kapazitiv geerdet (siehe **Bild 17**).



**Bild 17**

Es lassen sich dann auch symmetrische, erdfreie Betriebsfälle verwirklichen.

Zu beachten ist lediglich, daß die kapazitive Erdung über C 2 gut ist, da sonst Störspannungen über das Netz eingeschleust werden. In dieser Form findet die Schaltung im RT 100 Verwendung. Wie vorher schon erwähnt, ist der Nullpunkt des Ratios nicht auf Masse bezogen, sondern liegt wegen der Diodenabstimmung auf  $+6,8 \text{ V} =$ . Bei der Übertragung der Stationen von der Hauptabstimmung auf die Stationstasten ist ebenfalls der Spannungsnullpunkt nicht Masse, sondern auf ein Potential von maximal  $+30 \text{ V}$  angehoben (siehe Blockschaltung **Bild 7**). Mit der Schaltung nach **Bild 17** ist darin aber keine Schwierigkeit zu sehen, da der Nullpunkt des Choppers beliebig hochgelegt werden kann. Nachdem mit der Umwandlerschaltung aus der Gleichspannung eine Wechselspannung wechselnder Phase geworden ist, muß diese Spannung verstärkt werden, da die entstandene Wechselspannung sehr klein ist. Bei der Übertragung der Stationen auf den „Preomaten“ müssen Gleichspannungen von nur 50 mV verarbeitet werden. In **Bild 18** ist im Auszug die Verstärker- und Gleichrichterschaltung gezeigt. Bei



**Bild 18**

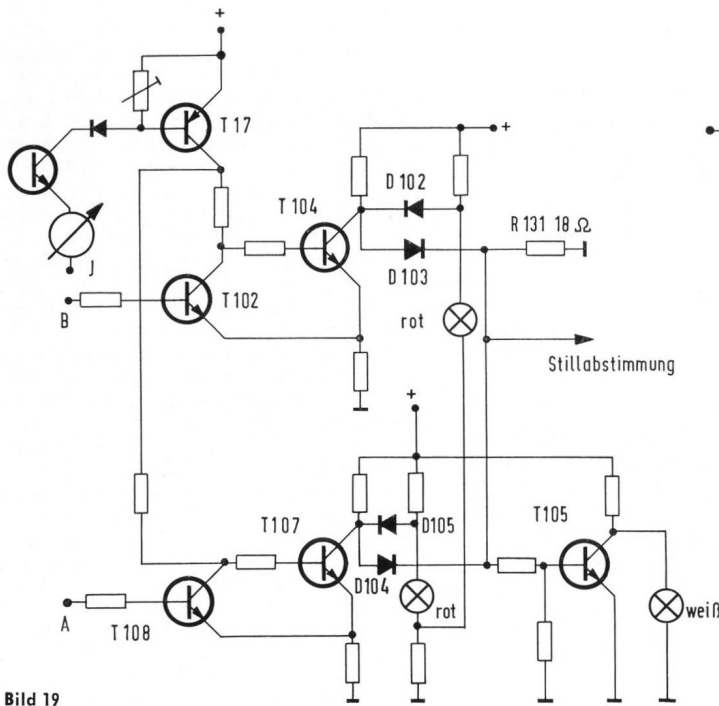


Bild 19

der ersten Stufe handelt es sich um einen im Emitter gegengekoppelten Verstärker, der einen hohen Eingangswiderstand hat und den Chopper nur gering belastet. Die nachfolgende Stufe mit T 353 übernimmt die Hauptverstärkung.

Der Emitter dieser Stufe ist mit zwei Reglern für die Verstärkungseinstellung versehen. Vom Kollektor dieser Stufe werden die phasenrichtigen Gleichrichter angesteuert. Die Transistoren werden im Kollektor aus 6-V-Wicklungen gespeist, die mit der Chopperwicklung zusammen auf einem Trafo angeordnet sind. Die beiden Gleichrichter-Wicklungen weisen eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  auf. Die Gleichrichtertransistoren sind im Ruhezustand gesperrt. Am Emitter steht keine Gleichspannung. Mit der positiven Halbwelle wird der Transistor von der Basis her geöffnet, dessen Kollektorwicklung gerade positiv ist. Am Emitter entsteht dann eine positive Gleichspannung. Wird am Chopper die Gleichspannung und damit auch die Phase der Wechselspannung um  $180^\circ$  verschoben, so öffnet der andere Gleichrichter, und der erste wird gesperrt. Am Emitter des jetzt geöffneten Transistors entsteht damit wieder eine positive Gleichspannung. Ein Teil dieser Gleichspannung wird als Gegenkopplung auf die Basis zurückgeführt. Es läßt sich dadurch die Verstärkung der Gleichrichter verändern. Die Gleichspannung wird gesiebt und der nachfolgenden Trigger-schaltung zugeführt, welche die entsprechenden Lampen schaltet (Bild 19). Die Lampen werden nicht in Reihe zu den Kollektoren geschaltet, sondern im Parallelbetrieb. Man spart dadurch eine sonst notwendige Phasenumkehr am Eingang der Triggerstufe. Die Triggerendstufen sind ohne Signal gesperrt! Auf diese Weise ist es außerdem möglich, von den Kollektoren der Endstufen den Stillabstimmungstransistor zu schalten. Die Dioden D 102 und D 105 haben folgende Bedeutung. Im Prinzip könnte man die Triggerendstufen auch ohne Dioden nach Bild 20 schalten. Die Spannung an Punkt A würde dann zwischen

6 V und etwa 0,6 V (Restspannung) springen. Mit diesem Hub müßte die Steuerung des Stillabstimmungstransistors auskommen. Wie wir später sehen werden, ist das wegen der NF-Aussteuerung nicht möglich. Schaltet man die Anordnung nach Bild 21, so kann der Punkt A bei Sperrung des Transistors bis zur Betriebsspannung hochlaufen. Der Spannungshub wird damit theoretisch 0,6 – 15 V. In der Praxis wird durch die Last am Punkt A dieser Hub auf 12 V begrenzt. Die beiden Dioden D 103 und D 104 dienen zur Verknüpfung der beiden Steuerspannungen, die von den Triggerendstufen geliefert werden. Eine Rückwirkung von einem Kollektor auf den anderen ist damit ausgeschlossen. Über diese beiden Dioden wird der Transistor T 105 geschaltet, der die mittlere, weiße Lampe steuert. Gleichzeitig führt diese Steuerspannung zu der Basis des Stillabstimmungstransistors. Die linke und die rechte rote Lampe sind über einen gemeinsamen Widerstand von  $18 \Omega$  (R 131) an Masse gelegt. Brennt eine der roten Lampen, so würde die andere wegen der Restspannung schwach glimmen. Über R 131 wird diese Restspannung kompensiert. Die weiße Lampe kann nicht glimmen, da T 105 keinen Emitter-Widerstand besitzt, an dem eine Fehlspannung entstehen könnte.

Bei allen Betrachtungen wurde die Wirkung des HF-Pegels außer Betracht gelassen und nur die Verstimmung untersucht. Die Außenwiderstände der Transistoren T 102 und T 108 werden nicht direkt von der Betriebsspannung, sondern über T 17 gespeist. Dieser Transistor ist bei genügend hohem HF-Pegel voll geöffnet und läßt damit die Trigger arbeiten. Beim Absinken des HF-Pegels geht der Strom im Instrumententransistor zurück und sperrt T 17. Es leuchten dann beide roten Lampen, die weiße verlöscht. Die Ansprechschwelle ist in Grenzen einstellbar.

#### Stillabstimmung

Wie der Name sagt, soll während des Abstimmvorganges das Gerät still sein.

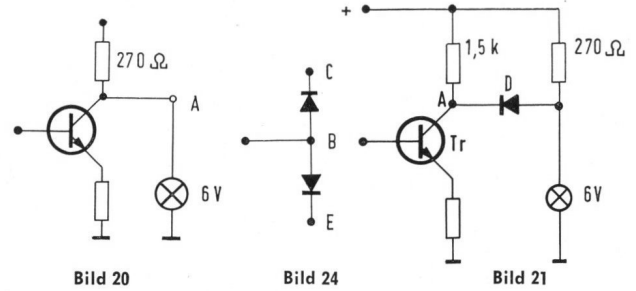


Bild 20

Bild 24

Bild 21

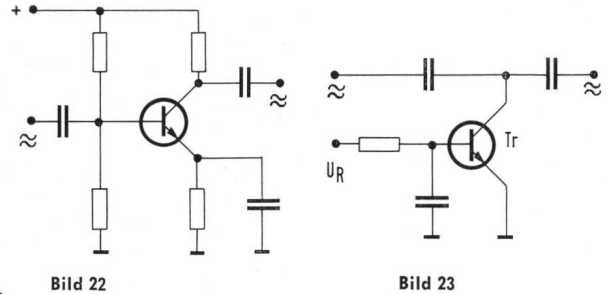


Bild 22

Bild 23

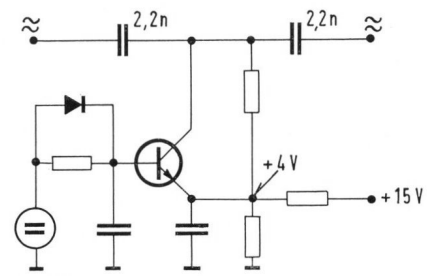


Bild 25

Der NF-Weg wird unterbrochen, um störende Geräusche zu unterdrücken. Dazu ist eine Stufe erforderlich, die sich ohne Potentialsprung öffnen und sperren läßt. Würde man nach Bild 22 eine Verstärkerstufe sperren oder voll öffnen, so ergäbe sich ein Sprung in der Kollektorgleichspannung von mindestens der halben Betriebsspannung. Ein Emitterfolger verhält sich genau so. Es ist weiterhin erwünscht, daß der Niederfrequenzweg schnell unterbrochen, aber nicht abrupt geöffnet wird. Das bedeutet verschiedene Zeitkonstanten. Ein Transistor nach Bild 23 könnte zwar für die positive Halbwelle gesperrt sein, er würde aber die negative über die Kollektor-Basisdiode ableiten, da die Ersatzschaltung für einen npn-Transistor nach Bild 24 gilt. Erweitert man dagegen die Schaltung nach Bild 25, so läßt sich der Transistor für beide Halbwellen sperren. Wird die Basisansteuerspannung Null, so ist auch die Kollektordiode über die Emittervorspannung mit ca. 4 V gesperrt. Der NF-Weg ist offen. Der Kollektor ist mit einem hochohmigen Widerstand auf den Emitter bezogen, so daß die Kollektorspannung bei allen Betriebszuständen der Emitterspannung entspricht. Das Öffnen des Transistors geschieht schnell über eine in Durchlaß geschaltete Diode. Die Sperrung erfolgt langsam, da die Diode dann nicht leitet. Diese Schaltung wurde in ähnlicher Weise schon im RT 50 verwendet. Beim Öffnen muß mindestens die Sperrspannung mit 4 V überwunden werden. Diese relativ hohe Sperrspannung ist nötig, da die Niederfrequenz mit ihren Spitzenspannungen nicht in den Durchlaß der Kollektordiode gelangen darf. Jetzt wird auch verständlich, warum bei der Ansteuerung dieses Transistors ein relativ großer Spannungshub nötig ist.

Die Schaltung arbeitet ohne Umschaltgeräusche und ist von den Transistor-exemplaren unabhängig. Die Sperrdämpfung erreicht sehr hohe Werte. Die Durchlaufdämpfung ist praktisch Null. Im Interesse einer geringen Phasendrehung für tiefe Frequenzen müssen große Ankoppelkapazitäten (2,2  $\mu$ F) verwendet werden. Eine zu große Phasendrehung bringt Schwierigkeiten mit der Übersprechdämpfung im Decoder, da die Stillabstimmung vor dem Decoder liegt. Beim Umschalten der Stationstasten wird über einen Schaltkontakt der NF-Weg ebenfalls vor dem Decoder unterbrochen.

### Netzteil für die Abstimmioden

Die Abstimmung des Gerätes mit Kapazitätsdioden hat den großen Vorteil, daß die Stationswahl mit Potentiometern erfolgen kann. Man braucht keine aufwendigen, mechanischen Tastenaggregate und kann beim Aufbau meist günstigere Erdungsverhältnisse schaffen als beim Drehkondensator. Das soll aber alles nicht darüber hinwegtäuschen, daß ein neues Problem aufgetaucht ist, welches bei mechanischen Senderwahltasten von völlig untergeordneter Bedeutung war, nämlich eine hohe Konstanz der Betriebsspannung, sowohl bei Netzspannungs- als auch Temperaturschwankungen. Die Abstimmspannung für die Kapazitätsdioden soll weiterhin möglichst sofort nach dem Einschalten die endgültige Höhe erreichen, damit die Scharfabstimmung nicht auf dem vorhergehenden Sender einrastet. Da die Aufladegeschwindigkeit der Kondensatoren wegen der hohen geforderten Brummiebung nicht beliebig hoch sein kann, hat das Gerät zusätzlich eine Automatik, welche die Verstärkung während des Hochlaufens der Abstimmspannung zu Null macht. Dadurch wird das „Vorbeilaufen“ der Sender unhörbar. Die Schaltung wird im nächsten Abschnitt besprochen. Die für das Netzteil entwickelte Schaltung zeigt im Auszug **Bild 26**.

In das Netzteil wird vom Ratiodetektor in die Punkte A, B eine Nachstimmspannung als Scharfabstimmung eingespeist. Durch diese Art der direkten Netzteilbeeinflussung ist das Verhältnis von Abstimmspannung und Nachstimmung an der Diode selbst immer gleich. Der Nachstimmhub bleibt dadurch über den Bereich etwa konstant. Ein kleiner Fehler tritt durch die Krümmung der Spannungs-Kapazitäts-Kennlinie der Diode auf. Bei der Betrachtung der Netzteilfunktion soll die Nachstimmspannung Null sein. Es liegt damit nur eine hochohmige Last zwischen den Punkten A und B. Vom Netzgleichrichter wird eine Gleichspannung von ca. 50 V an das Netzteil geliefert.

Diese Spannung ist bereits durch einen Widerstand von 2,2 k $\Omega$  und einen Siebkondensator vorgeseibt. Über den Längstransistor T1 wird diese Spannung auf 30 V abgesenkt und durch den hohen Wechselstromwiderstand des Transistors von allen Brummresten befreit. Am Ausgang des Netzteils liegt ein Spannungsteiler, der die Basis des Quertransistors T2 steuert. Der Emitter dieses Transistors liegt auf der Bezugsspannung von 6,2 V, die durch eine Z-Diode stabilisiert wird. Der Spannungsteiler ist mit einem Kondensator überbrückt, um die am Ausgang noch vorhandene Brummspannung weiter zu verkleinern. Der Kollektor von T2 steuert die

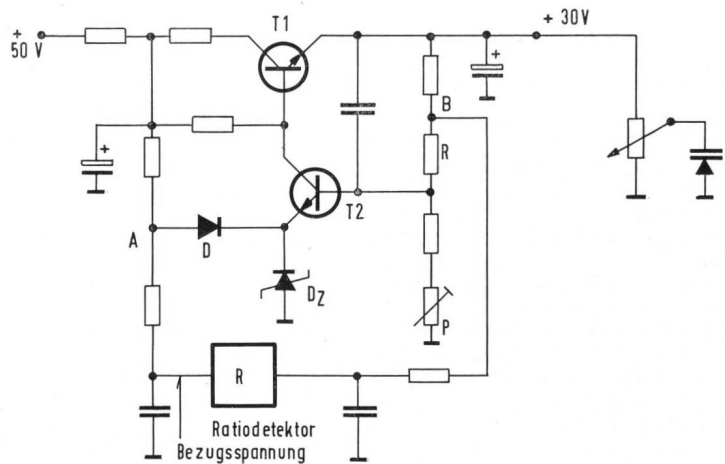


Bild 26

Basis von T1. Der Temperaturkoeffizient der Z-Diode wird durch den Temperaturkoeffizient der Basis-Emitterdiode des Transistors T2 kompensiert. Um das Brückengleichgewicht für die Nachstimmung auch bei Temperaturänderung zu erhalten, muß zusätzlich eine Diode D am Einspeisepunkt der Scharfabstimmung eingefügt werden (**Bild 27**). Da der Basis-

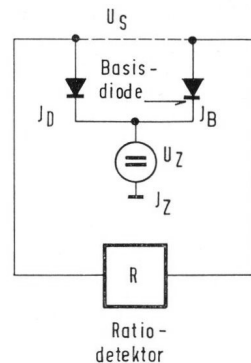


Bild 27

strom des Transistors T2 geringer ist, als der Strom in der Z-Diode, muß der Strom in der Diode D größer sein als  $I_B$ . Es muß deshalb der Punkt B um einen kleinen Betrag höher gelegt werden in der Spannung als die Basis von T2. Für die Funktion der Schaltung hat das keine Bedeutung. Mit einem Potentiometer P wird die Steuerung der Z-Diode und der übrigen Bauteile ausgeglichen. Das Brückengleichgewicht für die Nachstimmung wird durch Verändern von P nicht gestört, da der Basispunkt von T2 immer die Schleusenspannung der Emitterdiode als Spannungsunterschied zum Emitter und damit auch zu Punkt A aufweist, der lediglich um eine konstante Spannung  $U_D$  zum Emitter versetzt ist. Die Punkte A und B haben damit immer konstantes Potential zueinander. **Bild 28** veranschaulicht die Verhältnisse. Aus dieser Einspeisungsart der Scharfabstimmung resultiert, daß der Ratiodetektor nicht auf Nullpotential, sondern auf +6,8 V liegt. Der Nachstimmhub wird über eine Doppeldiode 9476 begrenzt, so daß Fang- und Ziehbereich etwa übereinstimmen. Ein Umspringen des Empfängers auf einen Nachbarsender wird damit vermieden.

Bei einem Ersatz der Netzteiltransistoren ist darauf zu achten, daß nur gleiche Typen mit der vorgeschriebenen Stromverstärkungsgruppe verwendet werden. Da eine Z-Diode eine endliche Steilheit

hat und deshalb niemals eine hundertprozentige Ausregelung der Netzspannungsschwankungen bewirken kann, ist eine zusätzliche Kompensation dieser Änderungen dadurch erreicht worden, daß ein Teil der Eingangsspannung direkt auf den Spannungsteiler am Ausgang über 2,2 M $\Omega$  geführt wird. Bei sorgfältiger Dimensionierung erreicht man eine vollkommene Ausregelung der primären Netzspannungsschwankungen. In den Basisleitungen der Transistoren T1 und T2 liegen 10- $\Omega$ -Widerstände, da die Siliziumtransistoren sehr hohe Grenzfrequenzen haben und deshalb leicht zum Schwingen neigen.

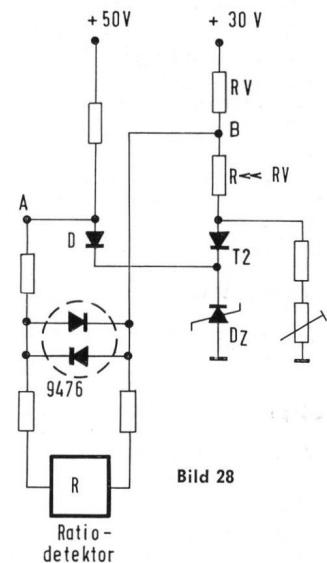


Bild 28

### Elektronische Einschaltgeräuschunterdrückung

Wie schon erwähnt, tritt bei der Abstimmung mit Kapazitätsdioden eine Schwierigkeit auf, wie sie bei Geräten mit Drehkoabstimmung kaum zu beobachten ist. Die Abstimmspannung erreicht ihren vollen Wert erst nach einer gewissen, wenn auch kurzen Zeit. Es wird dadurch das Durchlaufen der Sender hörbar. Das Gerät wurde deshalb mit einer Hilfsschaltung versehen, welche die Verstärkung solange reduziert, bis die Abstimmspannung steht. Es wird dazu die Ausgangsspannung des Netzteils über einen Kondensator der Basis eines Transistors zugeführt, der damit geöffnet bleibt, bis die Abstimmspannung sich nicht mehr ändert. **Bild 29** zeigt die Schaltung. Der Kollektor des Transistors T1 belastet

über Entkopplungsdioden und Widerstände die Spannungsteiler für die Basisspannung der ersten beiden ZF-Transistoren, deren Verstärkung damit Null wird.

### Gerätenetzteil

Um den hohen Störabstandsorderungen gerecht zu werden, erfolgt die Speisung aller kritischen Stufen aus einem stabilisierten und besonders brummarmen Netzteil. Bild 30 zeigt im Auszug die Schaltung. Mit Hilfe einer Z-Diode wird eine stabilisierte Spannung von ca. 16 V erzeugt. Über einen als Stromverstärker geschalteten BC 147 wird der Leistungs- transistor T 2087 gespeist. Am Emitter dieses Transistors erscheint eine sehr gut gesiebte und konstante Spannung von ca. +15 V. Parallel zur Z-Diode liegt ein Kondensator von 1000 µF, der einmal den dynamischen Innenwiderstand des Netzteils verringert und die Siebung verbessert und zum anderen das niederfrequente Rauschen der Diode kurzschließt. Bei einer im Durchbruch arbeitenden Diode entsteht bekanntlich ein Rauschen, das bis in das UKW-Gebiet reichen kann. Die hochfrequenten Störungen werden durch eine in Reihe zur Diode liegende Drossel beseitigt.

Die Speisung des NF-Ausgangsverstärkers wird vom Ladekondensator vorge- nommen. Die NF-Stufen müssen hohe Wechselspannungen mit kleinem Klirrfaktor verarbeiten und kommen deshalb

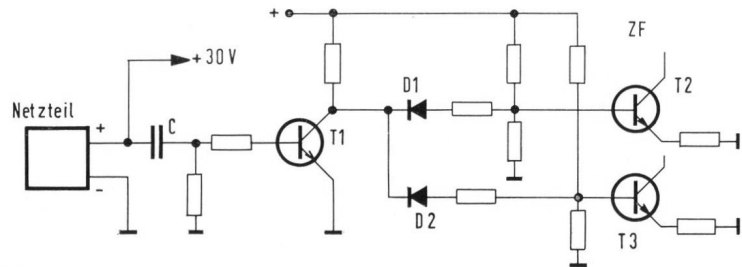


Bild 29

nicht mit 15 V aus. Mit zu- sätzlichen Siebkondensato- ren werden in diesem Fall die geforderten Störab- stände erreicht. Die Spei- sung aller Netzteile und der Skalenlampen erfolgt über einen gemeinsamen Netztransformator, der mit der Lampenwicklung auch den Zwischentransformator für das Supertunoscopes versorgt.

Das Netzteil für die Ver- sorgung der Kapazitäts- dioden und das Geräte- netzteil sind bis auf den Leistungs transistor T 2087 auf einer gemeinsamen Druckplatte untergebracht.

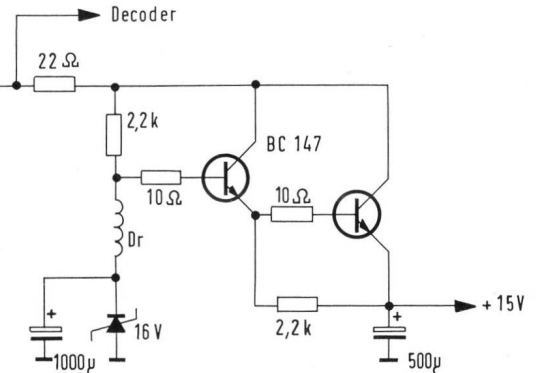


Bild 30

Auf den Seiten 424/425 dieses Heftes werden Service- Hinweise für den RT 100 gegeben.

## Technische Daten des RT 100

### Transistoren und Dioden

45 Transistoren. Mischteil mit 3 FET (Feld- effekt-Transistoren) ausgerüstet. 35 Dioden. 2 Gleichrichter.

### FM-Empfangsbereich

87,5–108 MHz. Dazu 6 elektronisch wählende Programmtasten, die nach Vorwahl 5 UKW- Sender jederzeit einschalten können. Mit der 6. Taste wird auf die Abstimmkala und Handabstimmung umgeschaltet.

### AM-Empfangsbereiche

Langwelle 145 – 350 kHz = 2050 – 680 m  
Mittelwelle 510 – 1620 kHz = 587 – 185 m  
Kurzwellen I 3,15 – 8,8 MHz = 99 – 34 m  
Kurzwellen II 8,6 – 22,5 MHz = 35 – 13,5 m

### KW-Lupe

Feinabstimmung der Kurzwellenbereiche mit ± 50 kHz Abstimmbereich.

### Kreise

FM: 17, davon 4 abstimbar, 11 ZF-Kreise, Nebenwellensperre mit 2 Kreisen.

AM: 10, davon 2 abstimbar, 4 ZF-Kreise fest, 2 ZF-Kreise mit Bandbreitenum- schaltung, 2 ZF-Saugkreise.

### Empfindlichkeiten

FM: 1,4 µV für 15 kHz Hub und 26 dB Rausch- abstand.

AM: Mittelwelle: 6,5 µV  
Langwelle: 8 µV  
Kurzwellen: 5–12 µV (für 10 mV am Ausgang)

### ZF-Festigkeit

FM: besser als 86 dB  
AM: besser als 50 dB

### Spiegelselektion

FM: 58 bis 66 dB  
AM: Mittelwelle: 56 – 46 dB  
Langwelle: 46 – 56 dB  
Kurzwellen: 12 – 26 dB

### Capture ratio (Gleichwellen-Selektion)

2 dB bei 1 mV Antennenspannung und 75 kHz Hub.

### Verstimmung und Klirrfaktor

(Mittelfrequenzabweichung)

Bis zu 50 kHz Verstimmung bleibt der Klirrfaktor kleiner als 1%, gemessen bei 1 mV Eingangsspannung und 75 kHz Hub.

### Bandbreite

FM-ZF: 160 – 200 kHz  
AM-ZF: schmal 4,5 kHz, breit 7 kHz  
FM-Ratiodetektor: 650 kHz, Breitband-Ratio- filter mit Phasen-Kompensation.

### AM-Unterdrückung

Besser als 58 dB bei 1 kHz, gemessen bei 22,5 kHz Hub, 30% AM-Modulation und 1 mV Antennenspannung.

### Zwischenfrequenzen

FM: 10,7 MHz AM: 460 kHz

### Drift

1 kHz pro Grad Celsius, wird durch auto- matische Scharfabstimmung ausgeglichen.

### Automatische UKW-Scharfabstimmung

Abschaltbar, Fangbereich ± 250 kHz.

### Fremdspannungs-Abstand

Bei 40 kHz Hub und Stereo: mindestens 65 dB von Antenne bis Ausgang.

### Geräuschspannungsabstand

Bei 40 kHz Hub und Stereo: mindestens 65 dB.

### Pilotton-Unterdrückung

– 40 dB bei 19 kHz – 60 dB bei 38 kHz

### Decomphasis

50 µsec. nach Norm.

### NF-Frequenzgang

Besser als DIN 45500, von Antenne bis Ausgang.  
40 – 50 Hz ± 1,5 dB  
50 – 6300 Hz ± 0,5 dB  
6,3 – 12,5 kHz ± 1,5 dB

### Klirrfaktor

Kleiner als 0,5% bei 40 kHz Hub, gemessen nach DIN 45500.

### Stereo-Decoder

Integriert mit pegelgesteuerter Mono/Stereo- Umschaltung (Pegel von 6 – 60 µV an 240 Ω einstellbar) und Leuchtanzeige bei Stereo- Programmen. Decodierung nach dem Matrix- Prinzip.

### Stereo-Übersprechdämpfung

Von Antenne bis Ausgang:  
von 250 Hz bis 6300 Hz = 26 dB  
von 6300 Hz bis 12500 Hz = 20 dB  
bei 1 kHz mindestens 35 dB

### Antennen

FM: UKW-Dipol 240 Ω  
AM: Außenantenne und Erde. Ferritantenne.

### Audio-Selektor

Höhenfilter (Tiefpaß) für NF-Bandbreite, um- schaltbar auf schmal und breit: Die „Schmal“- Taste schaltet zugleich die AM-Bandbreite kontaktlos auf „Schmal“ (ca. 3 kHz).

### NF-Ausgangsspannung

FM: 0,65 V für 40 kHz Gesamthub.  
AM: 0,8 V für 30% Modulation.  
Innenwiderstand 2 kΩ, kleinster Abschluß- widerstand 22 kΩ.

### Stereo/Mono

Mittels Drucktaste umschaltbar.

### Stromversorgung

Für Netze von 110/130/220/240 Volt 50–60 Hz. Leistungsaufnahme ca. 14 Watt.

### Kostenloses Zubehör

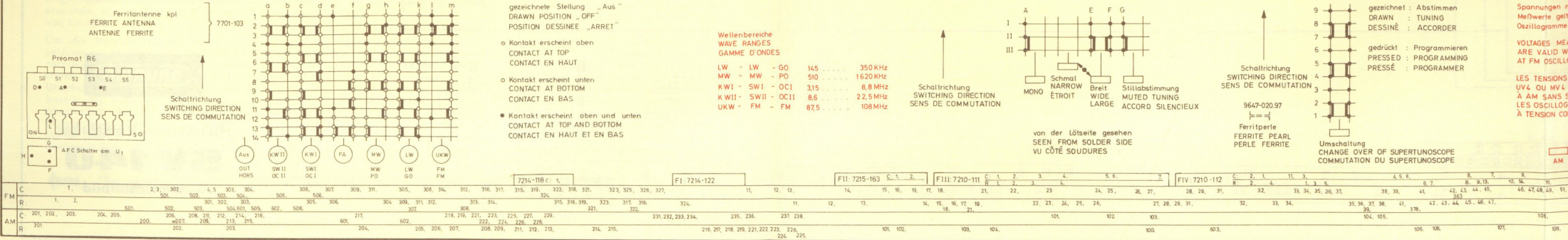
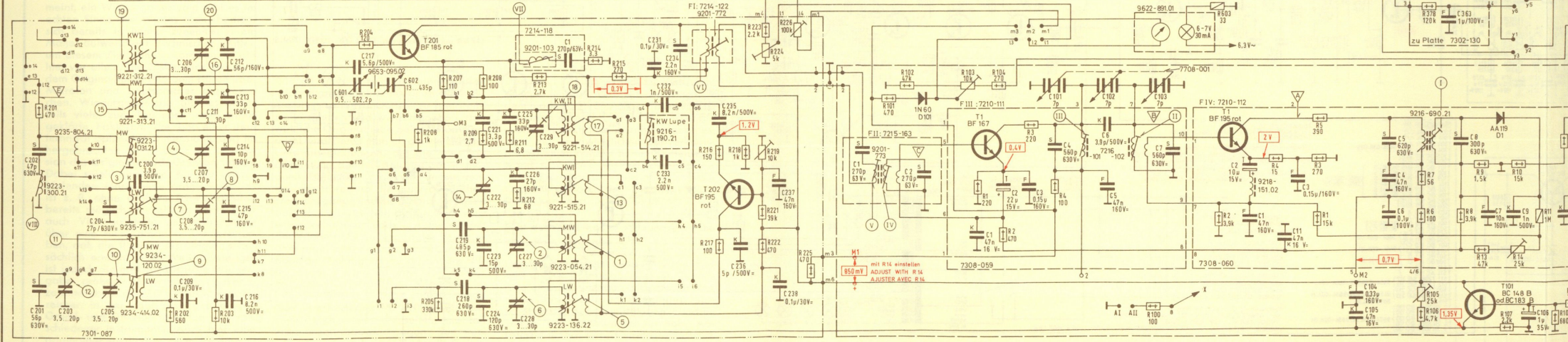
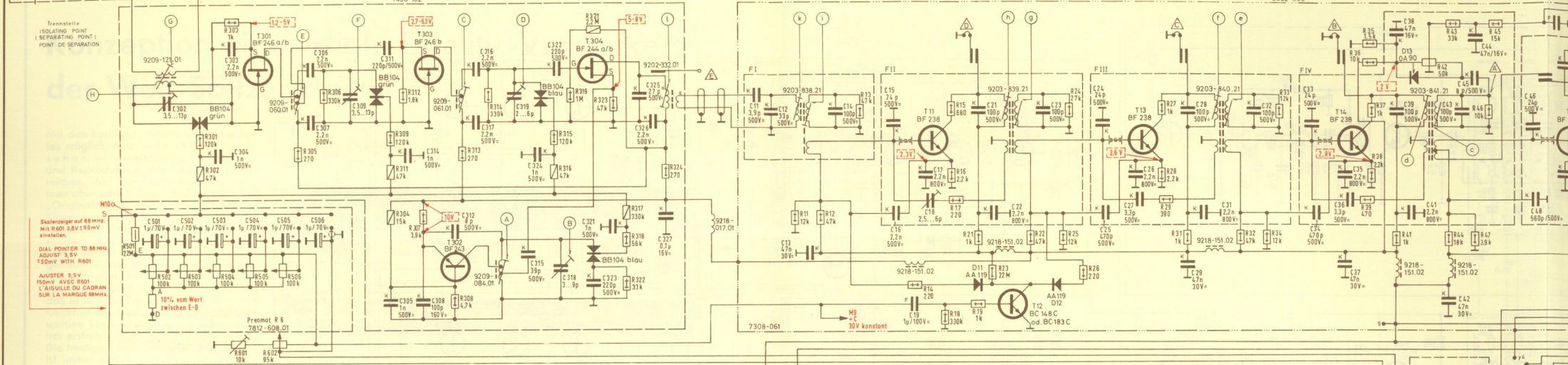
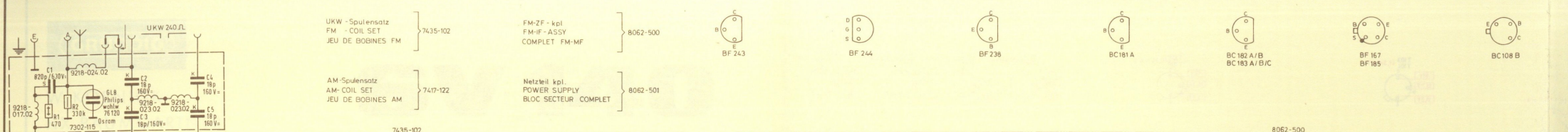
Sicherung 250 mA träge für 110 Volt. NF-Anschlußkabel.

### Störstrahlungssicherheit

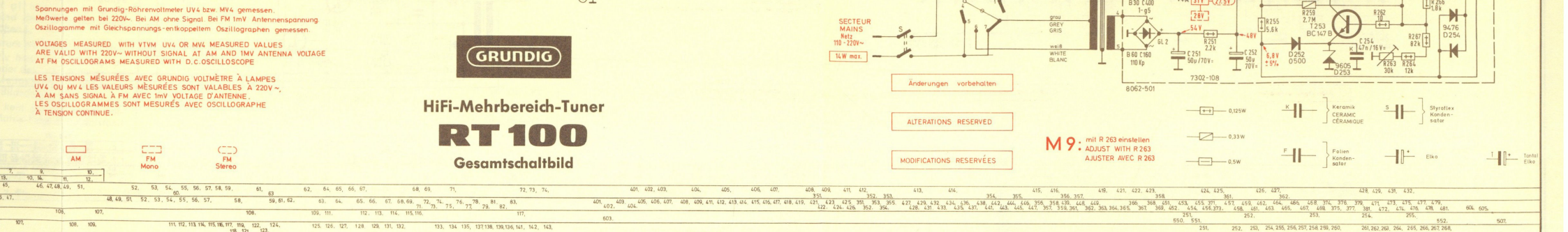
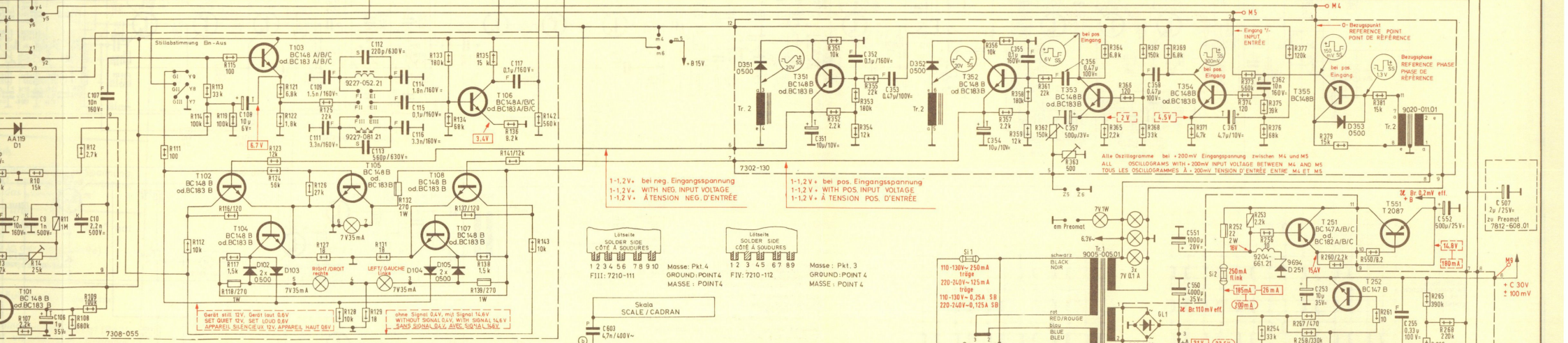
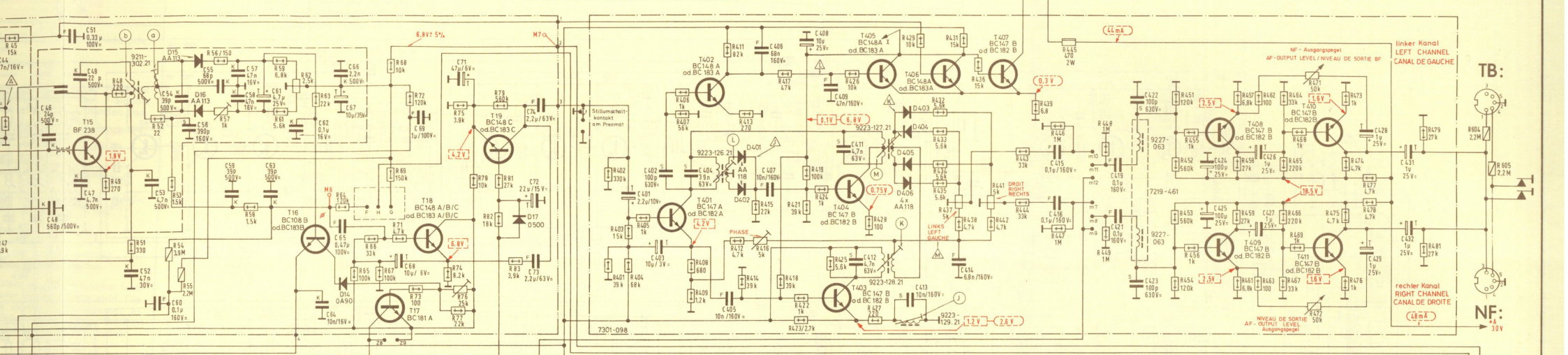
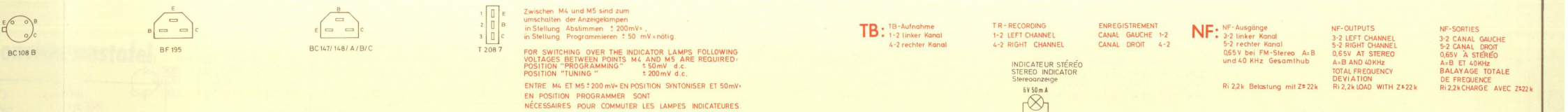
Für alle europäischen Normen und IEC-For- derungen störstrahlungssicher.

### Ausführung

Edelholzgehäuse in Nußbaum mattiert, Teak natur oder Palisander mattiert. Frontplatte aus gebürstetem Aluminium. Abmessungen: ca. 50 x 15 x 31 cm.



FM	C	1, 2	2, 3	302	4, 5	303	304	506	306	307	309	311	312	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			
AM	R	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	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

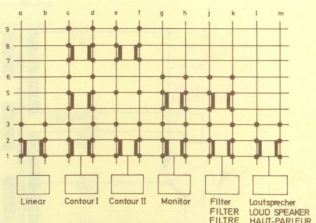
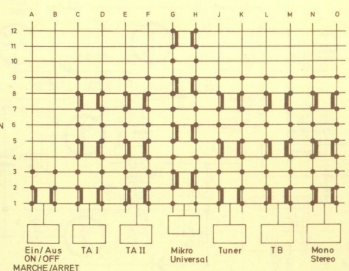
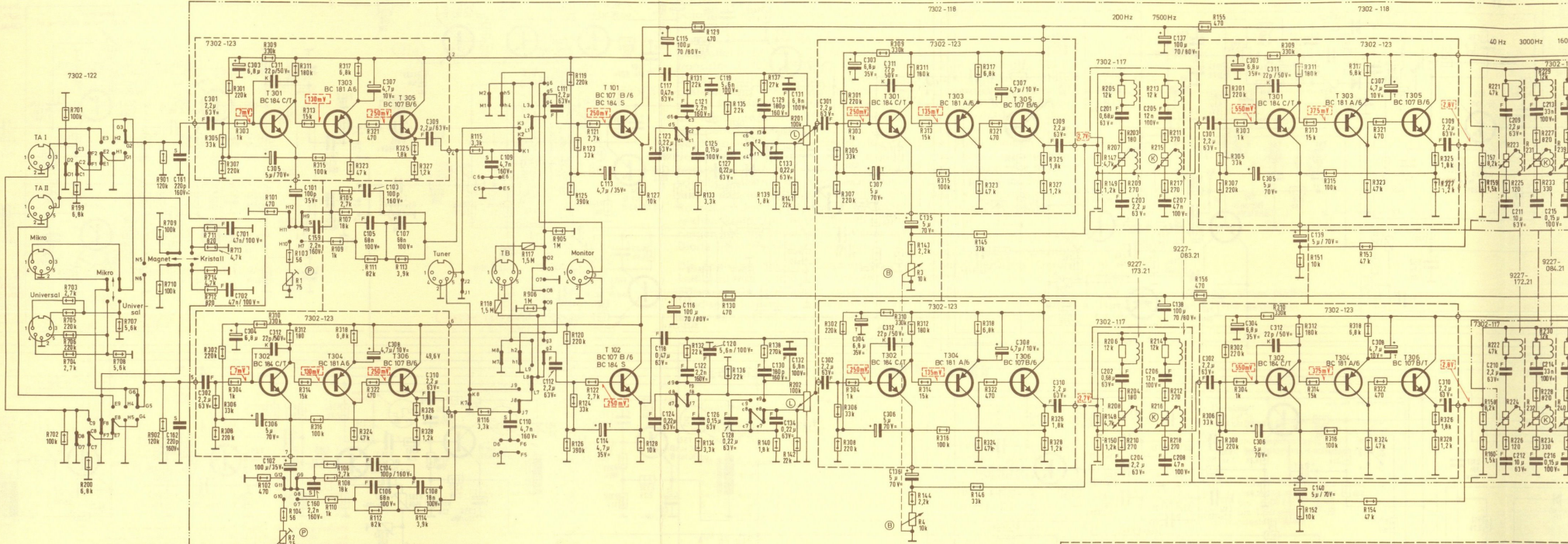
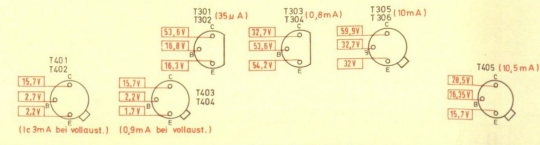
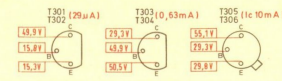
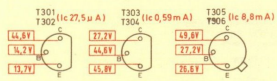


**GRUNDIG**

**HiFi-Mehrbereich-Tuner**

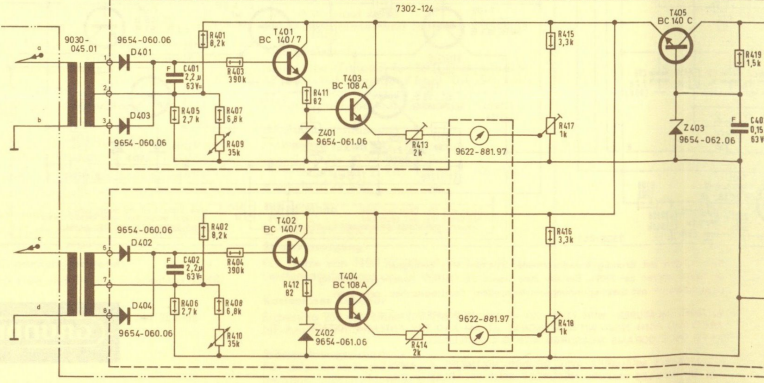
**RT 100**

**Gesamtschaltbild**



- Panel LEVEL: R1 7011-253.97
- Laustärke VOLUME: R201 7011-250.97
- Balance BALANCE: R4 7011-249.97
- Klang TONE: R215, R216, R217, R218, R219, R220, R221, R222, R223, R224, R225, R226, R227, R228, R229, R230, R231, R232, R233, R234, R235, R236, R240

Spannungen gemessen mit Grundig  
 Röhrenvoltmeter RV 3 ohne Signal.  
 Gleichspannung  
 AF-Spannung zur Vollsteuerung mit 1000Hz  
 VOLTAGES MEASURED WITH GRUNDIG VTYM  
 RV 3 WITHOUT SIGNAL.  
 DC VOLTAGE  
 AF-VOLTAGE FOR MAXIMUM MODULATION WITH 1000c  
 À LAMPES RV 3 SANS SIGNAL.  
 TENSION CONTINUE  
 TENSION BF SUR MODULATION MAXIMUM AVEC 1000c



Änderungen vorbehalten

ALTERATIONS RESERVED

MODIFICATIONS RESERVEES

C:	101, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 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, 201, 202, 203, 204, 205, 206, 207, 208, 209, 210, 211, 212, 213, 214, 215, 216, 217, 218, 219, 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
----	---



# SV 140

## Konzeption eines High-Fidelity-Verstärkers der Welt-Spitzenklasse

Mit den heutigen Mitteln ist es zweifellos möglich, eine — technisch gesehen — unverfälschte Übertragung und Reproduktion des Originals zu erreichen. Auf der Aufnahme Seite weiß man aber schon längst, daß es nicht auf „Originaltreue“ im althergebrachten Sinne ankommt, wie man sie also mit technischen Maßstäben umreißen kann, sondern daß es vielmehr einzig und allein darauf ankommt, eine möglichst getreue Illusion der Originaldarbietung hervorzurufen. Es gilt also, dem Hörer das musikalische Werk so darzubieten, daß es in allen Feinheiten und im vollen Reichtum des Orchesterklanges miterlebt werden kann. Nur dann wird der letztlich erstrebte Hörgenuß wirklich erreicht. Die heutige Tonstudioteknik (mit Studio ist immer das Aufnahme studio gemeint, ein Wiedergabestudio gibt es im echten Sinne des Wortes nicht) bedient sich bereits in immer zunehmenderem Maße aufwendiger technischer Mittel, um diesem Ziel näherzukommen. Es gilt hier vor allem, die Diskrepanz zwischen dem Originalhören und dem Hören über Mikrofon und Lautsprecher auszugleichen. Wiedergabeseitig gibt es ebenfalls viele, zum Teil noch nicht restlos geklärte Faktoren, die bei einer rein technisch optimalen Dimensionierung im hergebrachten Sinne einer echten Illusion des Originals noch Grenzen setzen. Dabei spielt auch die Art der darzubietenden Musik eine große Rolle. Es ist z. B. ohne größere Schwierigkeiten bereits möglich, Einzelinstrumente oder auch Violin quartette im Wohnzimmer über eine HiFi-Anlage so wiederzugeben, daß die Illusion des Originals tatsächlich erreicht wird. Weit schwieriger ist jedoch die elektroakustische Wiedergabe größerer Klangkörper, gekennzeichnet durch das Zusammenspiel zahlreicher, in der Lautstärke und in den Grund- und Obertonbereichen sehr verschiedener Instrumente. Auch hier eine originalgetreue Illusion beim Zuhören zu erreichen, ist das Ziel der HiFi-Technik von heute.

Um die Voraussetzungen dieser Zielsetzung zu schaffen, hat man die Verzerrungsfreiheit, den Störgeräuschabstand, den Frequenzumfang und die Übertragung der Richtungsinformation bereits bis nahe an die Grenze des physikalisch-technisch Möglichen bzw. Notwendigen gebracht. Diese vier wichtigsten qualitätsbestimmenden Faktoren reichen jedoch noch nicht aus, um den

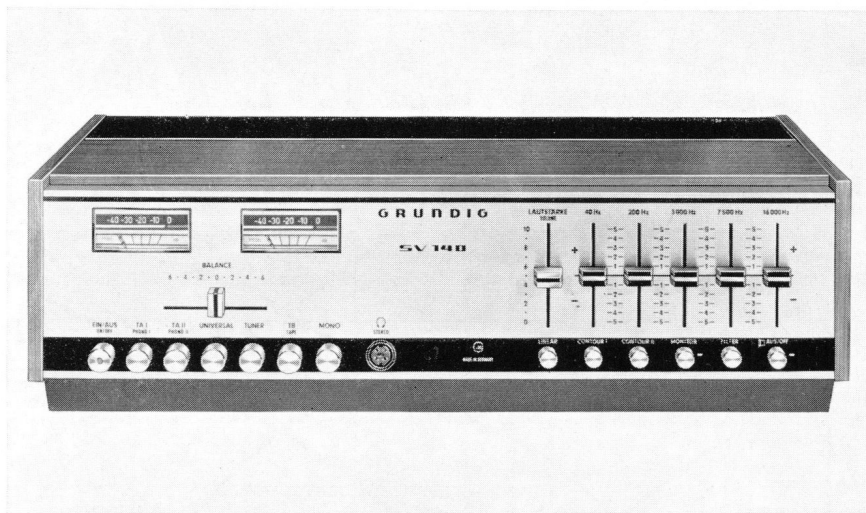


Bild 1 GRUNDIG Hi-Fi-Stereo-Verstärker SV 140

ganzen physiologisch wahrnehmbaren Informationsgehalt eines akustischen Ereignisses so aufzunehmen, zu speichern, weiterzuleiten und wiederzugeben, daß wirkliche Originaltreue beim Zuhören erreicht wird. Denkt man an die vielfältigen Umweltbedingungen, die die jeweilige Darbietung beeinflussen, an das individuell steuende Wahrnehmungsvermögen der Hörer, an die unterschiedlichen Frequenzgänge und Richtcharakteristiken der HiFi-Lautsprecher, an die stark voneinander abweichenden Abmessungen der Wiedergaberäume, an das verschiedenartige Absorptionsvermögen der Raumausstattungen und an andere differierende Fakten, so wird klar, daß es bei Anlagen für höchste Ansprüche im Interesse einer möglichst vollkommenen Illusion erforderlich ist, individuelle Einstellmöglichkeiten vorzusehen, die auf Frequenzgangabweichungen der verschiedensten Art und Herkunft Einfluß nehmen können.

Deshalb wurde der neue GRUNDIG High-Fidelity-Stereo-Verstärker SV 140 mit besonders aufwendigen Frequenzgang-Variationsmöglichkeiten ausgestattet. Damit hat es der Benutzer in der Hand, das Klangbild so zu gestalten, daß das angestrebte Endziel der High-Fidelity, die vollkommene Illusion, im höchsten Maße erreicht wird. Die für einen breiten Anwendungsbereich ausgelegte Konzeption des HiFi-Stereo-Ver-

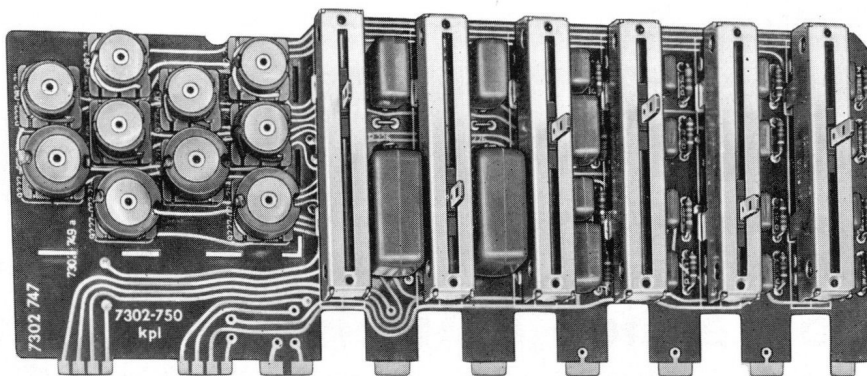
stärkers „SV 140“ (Bild 1) läßt wohl kaum einen Wunsch offen. Sie entspricht dem modernsten Stand der Technik. Eine dementsprechend zugrunde gelegte große Produktionsstückzahl erlaubt es, trotz des erschwinglichen Endverkaufspreises einen äußerst hohen Prüffeldaufwand zu treiben, so daß schließlich für jedes Exemplar die Garantie für beste Qualität gesichert ist. Die technischen Daten sprechen für sich selbst.

### Fünf auf verschiedene Frequenzbereiche verteilte Klangregler

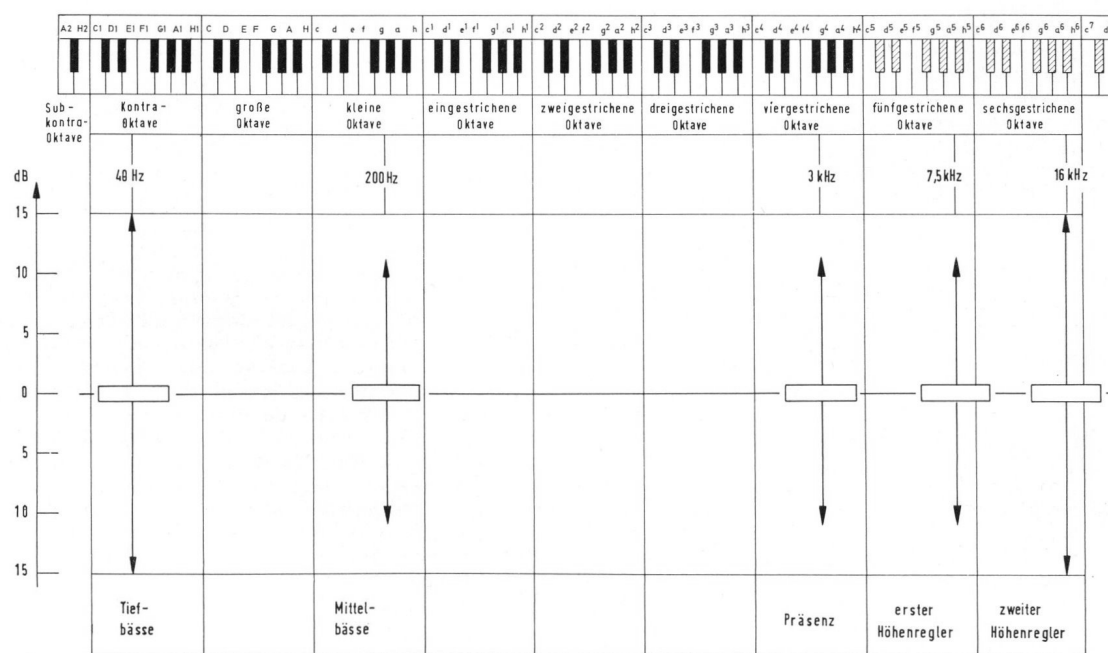
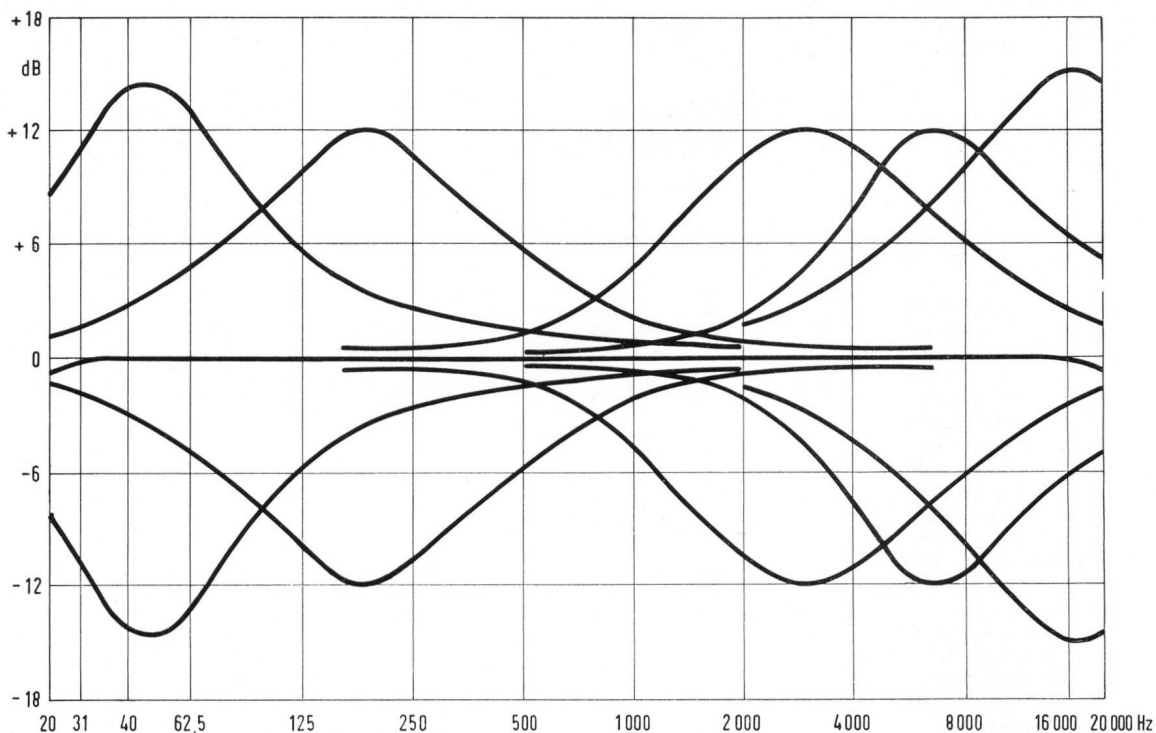
Der für den Hörer zweckmäßigste Eingriff in eine Übertragung ist die Einstellung eines bestimmten, subjektiv für richtig empfundenen Frequenzganges. Hierzu sind die bei Heimanlagen üblichen Tiefen- und Höhenregler für hohe Ansprüche jedoch längst nicht ausreichend. Sie gestatten nämlich nur die Variation der Klangspektren über weite Bereiche diesseits und jenseits einer an sich weitgehend unbeeinflußt bleibenden Tonlage. Der „SV 140“ erlaubt dagegen eine Klangvariation verschiedener Tonlagen, ohne dabei jedoch die Einstellmöglichkeit einer exakt linearen Übertragung auszulassen. Die zu beeinflussenden Tonlagen wurden nach sorgfältigen Untersuchungen so ausgewählt, daß sich für die Tiefen zwei und für die Höhen drei Regler ergaben:

← **Gesamtschaltbild GRUNDIG HiFi-Stereo-Verstärker SV 140**

1. In der Kontra-Oktave bei **40 Hz**. Hier erfolgt die Einstellung der tiefsten Bässe, deren Ausbreitung hauptsächlich raumbedingt und eine Domäne großvolumiger Lautsprecherboxen ist.
2. In der kleinen Oktave bei **200 Hz**. Dies ist der eigentliche Tiefenregler zur Variation des Grundtonbereichs.
3. In der viergestrichenen Oktave bei **3 kHz**. Dieser Klangregler ersetzt die übliche Präsenztaste.
4. In der fünfgestrichenen Oktave bei **7,5 kHz**. Dies ist der eigentliche Höhenregler. In seinen Tonbereich fallen die energiereichsten Obertöne der meisten Musikinstrumente.
5. In der sechsgestrichenen Oktave bei **16 kHz**. Der Wirkungsbereich dieses Reg-



**Bild 3** Aufbau der Reglerplatte mit den Resonanzkreisspulen. Die beidseitige Mu-Metall-Abschirmung ist bei diesem Foto entfernt



Die ausführlichen technischen Daten des GRUNDIG High-Fidelity-Verstärkers SY 140 befinden sich auf Seite 420 dieses Heftes

**Bild 2** Wirkungsweise der fünf Frequenzgangregler

ers umfaßt die höchsten vom menschlichen Ohr wahrnehmbaren Töne. Obwohl er an sich zur Korrektur von Übertragungs- und Abstrahlmängeln sehr wichtig sein kann, vermag er in seiner anhebenden Wirkung die Klirrgrade der Tonspannungsquellen bis ins Unerträgliche zu verstärken. In seiner absenkenden Wirkung vermindert er jedoch diese ungewollten, aber heute noch nicht vermeidbaren Oberwellen, ohne der Wiedergabe entscheidenden Glanz zu nehmen.

All diese Einstellorgane, deren Wirkungsweise **Bild 2** zeigt, sowie auch der Balance- und Lautstärkereglers sind als Schieberegler ausgeführt.

#### Zusätzlich einschaltbare Filter

Außer den kontinuierlich veränderbaren Klangreglern sind noch einige schaltbare Filter vorhanden, die folgenden Zwecken dienen: Der heute als wichtige Programmquelle anzusehende UKW-Rundfunk bietet auch bei Stereo-Sendungen nur einen eingegengten Frequenzbereich von 40 Hz bis 12,5 kHz. Man ist sich im Studiobetrieb darüber im klaren, daß eine Erweiterung der NF-Bandbreite keine nennenswerten Vorteile ergibt. Die logische Schlußfolgerung daraus ist die, auch am Ende der Übertragungskette, nämlich im Verstär-

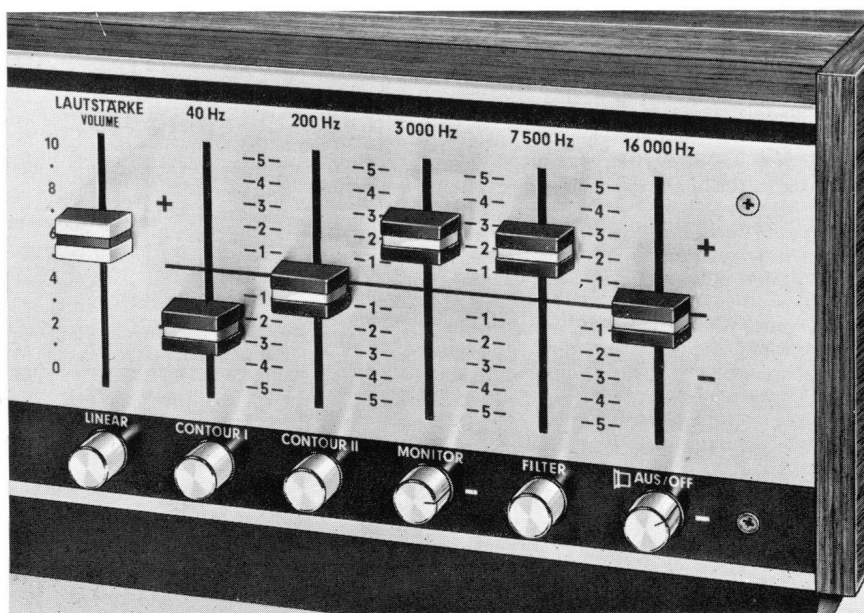


Bild 4 b Anordnung der Frequenzgangregler auf der Frontplatte

ker vor den Lautsprechern, den Frequenzgang bei den genannten Grenzen steil abfallen zu lassen. Jenseits dieser Bereiche ist bei Rundfunkempfang kein

und bei anderen Tonquellen kaum ein Informationsgehalt zu erwarten. Was darüber hinaus zur Übertragung gelangt, können nur im Original nicht ent-

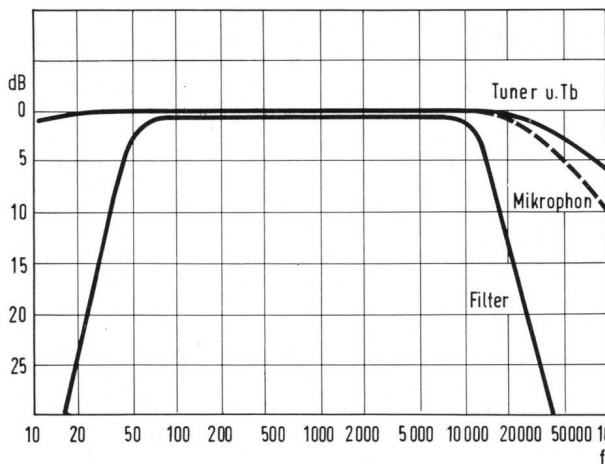


Bild 5 Wirkungsweise der Taste „Filter“

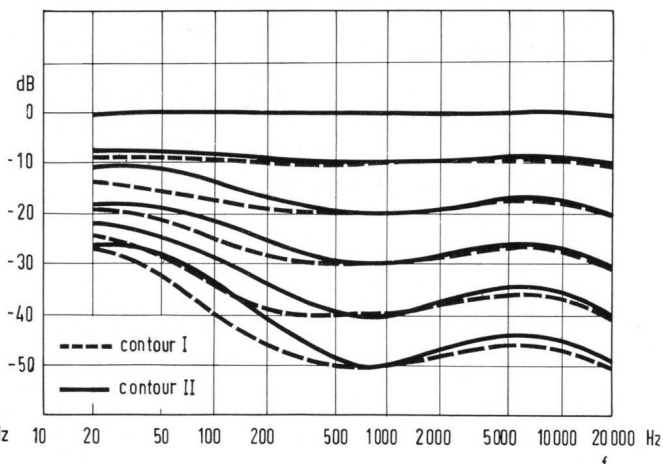


Bild 6 Einfluß der Contour-Tasten auf den Frequenzgang in Abhängigkeit von der Lautstärkeregelung

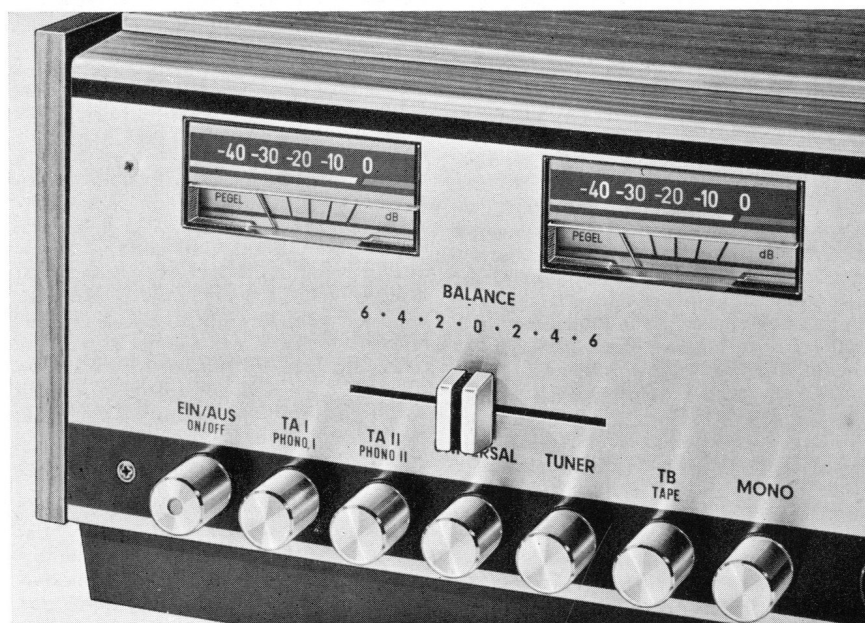


Bild 4 a Die beiden Aussteuerungs-Anzeigeeinstrumente auf der Frontplatte

haltene Störungen und Oberwellen, also Klirrfaktoren, sein. Es liegt deshalb im Interesse der HiFi-Wiedergabe, letzteres vom Ohr des Hörers fernzuhalten. Dazu dient ein schaltbares steilflankiges Kombinationsfilter, dessen Frequenzverhalten **Bild 5** zeigt.

Diese Gesichtspunkte wurden auch bei der Dimensionierung der gehörrihtigen Lautstärkeregelung beachtet. Die von der jeweiligen Lautstärkeabhängigen Frequenzgangkurven, die mit Tasten ein- und ausschaltbar sind, gleichen die bei niedriger Lautstärke verminderte Empfindlichkeit des Ohres für bestimmte Frequenzbereiche aus. An Hand vieler Hörtests wurden die Frequenzgänge so gewählt, daß weißes Rauschen seinen Klangcharakter bei Verringerung der Lautstärke nicht verändert. Hierbei speiste man die Mindestausgangspegel der Tonspannungsquellen ein. Die Wiedergabe erfolgte mit Boxen üblichen Wirkungsgrades in einem etwa 60 m<sup>3</sup> großen Raum. Für andere Verhältnisse steht eine weitere Hörkurvenentzerrung (Contour 1) zur Verfügung (**Bild 6**). In beiden Fällen sind

die Anhebungen an den Hörbereichsgrenzen nicht übermäßig gesteigert, weil dies in erster Linie die Störungen in einem Gebiet mit ohnehin geringem Informationsgehalt begünstigen würde.

### Logarithmisch arbeitende Ausgangsleistungs-Anzeiger

Zwei beleuchtete Aussteuerungsmesser zeigen die Ausgangsleistung direkt in dB an und arbeiten als Spitzenspannungsmesser mit kurzer Einstellzeit und gedämpftem Rücklauf. Die Eichung an zwei Punkten (bei -40 dB und 0 dB) mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,5$  dB gestattet eine saubere Aussteuerung auch dann, wenn die Lautstärke nicht direkt akustisch überwacht werden kann oder wenn bei abgeschalteten Lautsprechern der Pegel voreingestellt werden soll.

### Schaltungstechnik

Das Gesamtschaltbild befindet sich auf den Seiten 411/414 dieses Heftes.

In der nachfolgenden Beschreibung werden nur die Positionsnummern des linken Kanals genannt.)

Der SV 140 gliedert sich elektrisch sowie aufbaumäßig in zwei Hauptgruppen:

- I. Der Vor- und Zwischenstufenkomplex;
- II. Der Leistungsteil.

Der Vor- und Zwischenstufenkomplex, der mechanisch im vorderen Teil des Gerätes untergebracht ist und zu dem sämtliche Eingänge sowie alle Schalt- und Einstellorgane gehören, setzt sich in der Reihenfolge des Signalweges aus folgenden Baugruppen zusammen:

1. Vorverstärker für TA-Systeme mit Pegelvoreinstellung und Mikrofone;
2. Eingangsimpedanzwandler;
3. Lautstärkeregler;
4. Erster Zwischenverstärker mit Balanceeinsteller;
5. Klangregler für 200 Hz und 7,5 kHz;
6. Zweiter Zwischenverstärker;
7. Klangregler für 40 Hz, 3 kHz und 16 kHz;
8. Entkopplungsstufe;
9. Kombinationsfilter;
10. Ausgangsimpedanzwandler;
11. Aussteuerungsanzeige (nach der Endstufe);

Die dreistufigen Vor- und Zwischenverstärker sind in Bausteintechnik ausgeführt. Hierbei handelt es sich um jeweils gleiche Bausteine, die nur durch eine äußere Gegenkopplung dem jeweiligen Verwendungszweck in der Schaltung angepaßt sind. Sie enthalten die Bestückung für beide Kanäle. Die dreistufigen, mit komplementären Transistoren aufgebauten Verstärker (Zch-Nr. 7302—123) weisen eine hohe Eingangs- und eine sehr niedrige Ausgangsimpedanz auf.

#### 1. Der Vorverstärker

##### Schaltungsweise

Die Tonspannungen von den niederpegeligen Eingängen TA I, TA II, Mikro und dem mit einem Spannungsteiler beschalteten Eingang „Universal“ werden nach jeweiliger Einschaltung des betreffenden Eingangs durch Einschaltung eines der erwähnten Verstärker auf die Nenneingangsspannung der hochpegeligen Eingänge gebracht. Der Verstärker-

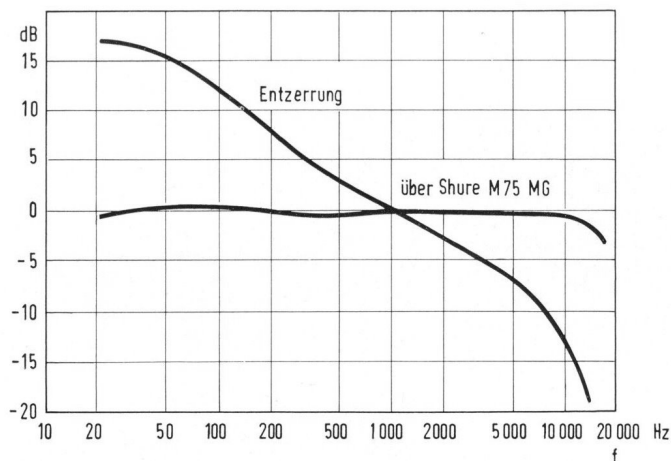


Bild 7  
Die TA-Entzerrung und der Über-Alles-Frequenzgang bei einem hochwertigen TA-System

Baustein ist gemischt mit Transistoren komplementärer Konfiguration bestückt. Diese Schaltung hat den Vorteil, einer günstigen Potentialverteilung und Arbeitspunktstabilität. Der Transistor T 301 ist ein rauscharmer NPN-Typ und hat seinen Arbeitspunkt bei ca. 20 V und 30  $\mu$ A. Dieser Arbeitspunkt gewährleistet für die in Frage kommenden Generatorimpedanzen niedrigstes Rauschen und geringsten Klirrfaktor. Der nachgeschaltete Transistor T 303 ist ein PNP-Silizium-Epitaxialtyp und arbeitet ebenso wie T 301 in Emitterschaltung. Ihm folgt ein in Kollektorschaltung betriebener NPN-Transistor T 305. Dieser sorgt für eine geringe Belastung der spannungsverstärkenden Transistoren T 301 und T 303. Die Gleichstromgegenkopplung wird über R 315 an R 327 hergestellt. Der Eingang dieses Verstärkerbausteins ist durch die „Boostrapschaltung“ hochohmig. Durch C 305 wird der Widerstand R 305 in die durch R 101 und R 103 gebildete Gegenkopplung mit einbezogen. Da das Eingangssignal hierdurch nun nicht mehr über R 305 durch den Basisspannungsteiler belastet wird, bestimmt der im Emittierkreis gegengekoppelte und daher sehr hochohmige Eingang des Transistors T 301 die Eingangsimpedanz. Zur dynamischen Stabilität des Verstärkers trägt der eingangsseitige Abschluß mit R 901 und C 161 bei, sowie die innere Gegenkopplung mit C 311 von 22 pF. In der Schalterstellung „Mikro“ wird die Verstärkung durch das Teilverhältnis R 107 und R 101 zu R 101 bestimmt. Durch C 103 wird der Frequenzgang für Mikrofone auf 20 kHz begrenzt, was zur Stabilität bei Übertragungen erheblich beiträgt. R 105 verhindert eine weitere Phasendrehung innerhalb der Gegenkopplung.

#### TA-Entzerrung

Der Schallplatten-Abtastfrequenzgang muß bei magnetischen Tonabnehmern spiegelbildlich zur genormten Schneidkennlinie verlaufen. Die benötigte Schneidkennlinien-Entzerrung wird beim SV 140 durch eine umfangreiche Kombination von RC-Gliedern im Gegenkopplungszweig des Vorverstärkers realisiert. Seit Einführung der Stereo-Schallplatte (1958) gibt es auf der ganzen Welt eine einheitliche Schneidkennlinie, die in den Normen DIN, RIAA, NAB und IEC verankert ist. Die festgelegten Zeitkonstanten von 3180  $\mu$ s, 318  $\mu$ s und 75  $\mu$ s stellen die Übergangsfrequenzen für RC-Glieder nach der Beziehung  $f = \frac{1}{2\pi\tau}$

von 50 Hz, 500 Hz und 2,12 kHz dar. Das RC-Glied für 3180  $\mu$ s wurde aus C 105 und R 111, für 318  $\mu$ s aus C 105 und R 113 und für 75  $\mu$ s aus C 107 und R 113 annähernd gebildet. Da die in der Norm angegebenen Zeitkonstanten für voll entkoppelte Impedanzen und Admittanzen gelten, mußten in den zusammengefaßten RC-Kombinationen des TA-Entzerrers geringe Korrekturen vorgenommen werden.

Zu Gunsten eines exakt linearen Frequenzganges der Abtastung (über alles) wurde die nach der Norm zulässige Abweichung von  $\pm 1$  dB ausgenutzt, um die allen magnetischen Tonabnehmersystemen technisch bedingten Einsattellungen um ca. 5...10 kHz sowie Anhebungen bei ca. 13...15 kHz auszugleichen. Hierzu tragen das RC-Glied R 115/C 109 sowie auch das bei TA wirksame RC-Glied R 107/C 159 bei. Außerdem verhindert C 159 weiterhin, daß während des Umschaltens die Gegenkopplung nicht unterbrochen ist. Es wird durch diese leicht korrigierte Entzerrerkurve auch bei Schallplattenabtastung ein über alles gesehen linearer Frequenzgang (Bild 7) erreicht. Die absolute Empfindlichkeit ist für die TA-Eingänge mit dem Trimmwiderstand P (R 1) von 2,8 bis 7,5 mV an der Rückseite des Gerätes voreinstellbar. Der bei Mikrofonausbetrieb geradlinige Frequenzgang wird durch das RC-Glied R 107, C 103 bei 20 kHz begrenzt.

#### 2. Der Eingangsimpedanzwandler

Die Signalspannungen der Eingänge Tuner, Tonband und Monitor gelangen über die entsprechenden Eingangswahl-tasten an die Basis von T 101. Die nicht eingeschalteten Eingänge sind gegen Masse kurzgeschlossen, um ein Übersprechen zu verhindern. Dies gilt auch für den Monitoreingang. Die bei Monobetrieb nötige Zusammenschaltung der Kanäle geschieht vor dem Vorverstärker und vor dem Eingangsimpedanzwandler, wobei der Monitoreingang nicht erfaßt wird. Die Eingänge sind auch im Leerlauf gleichspannungsfrei, da der eingangsseitige Belag von C 111, ein verlustarmer Kunstfolienkondensator von 2,2  $\mu$ F, über 1 M $\Omega$  (R 905) an Masse liegt. Der Basisteiler von T 101 ist entkoppelt, da R 123 über C 113 durch R 127 in die Gegenkopplung einbezogen ist. Der Ausgang von T 101, der in Kollektorschaltung betrieben wird, ist niederohmig, so daß die Belastung durch den Lautstärkeregler und seine Abgriffschaltung ohne Einfluß bleibt.

### 3. Der Lautstärkereglер

Die Lautstärke wird mit einem Schiebepotentiometer von 100 k $\Omega$  eingestellt. Dessen Bahn hat einen linearen Widerstandsverlauf und bei  $\frac{1}{3}$  und  $\frac{2}{3}$  des Schiebeweges jeweils einen Abgriff. Bei gedrückter Taste „linear“ sind diese nur mit Widerständen beschaltet und geben dem Lautstärksteller einen nahezu logarithmischen Verlauf. Der Bereich geringerer Lautstärke ist gedehnt, was einer bequemeren Einstellung in den weitaus meisten Anwendungsfällen entgegenkommt.

In der Schalterstellung „Contour II“ werden den Widerständen R 123 am oberen Abgriff und R 139 am unteren Abgriff die Kondensatoren C 125 und C 133 in Reihe geschaltet. Jedes dieser RC-Glieder läßt den Frequenzgang ab seiner Übergangsfrequenz mit 6 dB pro Oktave zu tiefen Frequenzen hin ansteigen. Am unteren Abgriff ergibt sich damit eine Steilheit von 12 dB pro Oktave.

Für „Contour I“ werden C 125 und C 123 sowie C 133 und C 127 parallel geschaltet, wodurch sich der Anstieg nach tieferen Frequenzen verschiebt, was einer geringeren Anhebung der mittleren Bässe entspricht. Der Anstieg wird durch R 135 und R 141 unter 40 Hz begrenzt. In der Tasteneinstellung „Contour II“ ist an beiden Abgriffen durch C 121 und C 129 eine Höhenanhebung wirksam, deren Einfluß wiederum durch R 131 und R 137 begrenzt wird. Die Kondensatoren C 119 und C 131 lassen die Höhen über 10 kHz abfallen; für „Contour I“ findet diese Höhenanhebung nur am oberen Abgriff statt.

Die enge Toleranz von 5 % für alle diese klangbeeinflussenden Bauteile garantiert eine hohe Gleichheit beider Stereokanäle. (10 % = 1 dB!)

### 4. Erste Verstärkerstufe mit Balanceeinstellung

Diese Verstärkerstufe benutzt ebenfalls den bereits erwähnten Verstärker-Baustein. Zur Einhaltung seiner Daten wird er in der Fertigung vorgeprüft. Er muß dabei folgende Bedingungen gleichzeitig einhalten:

$$V = 20 \text{ dB}; f = 20 \text{ kHz}, U_{\text{aus}} = 8 \text{ V}, \\ K_{\text{ges}} < 0,2 \%, \\ U_{\text{Rausch}} < 135 \mu\text{V} \text{ bei } R_{\text{Basis}} = 100 \text{ k}\Omega.$$

Diese Grenzwerte sind strenger als die Anforderungen an diesen Baustein im kompletten Gerät. Aber ein Überschreiten dieser Daten würde einen Fehler bereits im Keime erkennen lassen.

In der herausgeführten Gegenkopplung dieser Verstärkerstufe im SV 140 befindet sich der Stereo-Balanceeinsteller, in dessen Mittelstellung die Stufe eine Spannungsverstärkung von ca. 20 dB macht. Eine oft angewandte Methode, die Balancevariation unnötig weit zu halten, ist unvorteilhaft, weil hierdurch die Feinfühligkeit des Stellorgans leidet. Eine Gleichgewichtsverschiebung der Ausgangsleistungen der Kanäle von 10 dB reicht in allen Fällen vollkommen aus. Damit bei einer vorgegebenen Variation  $a$  die Gesamtausgangsleistung  $\Sigma P$  bei Betätigung des Balancestellers konstant bleibt, ergeben sich folgende Werte für die zu realisierende Pegelanhebung und dazugehörige Absenkung:

$$\text{Anhebung} = 10 \lg \frac{2 \cdot 10^{\frac{a}{10}}}{10^{\frac{a}{10}} + 1} \text{ dB}$$

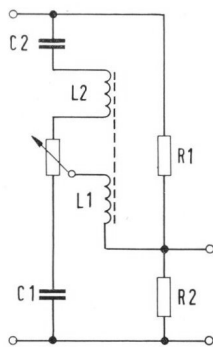


Bild 8 Schaltungsprinzip der Frequenzgangregler

$$\text{Absenkung} = 10 \lg \frac{10^{\frac{a}{10}} + 1}{2} \text{ dB}$$

In den Endstellungen des Balanceeinstellers des SV 140 soll also der eine Kanal um 2,6 dB angehoben und der andere um 7,4 dB gedämpft werden. Eine spezielle Auslegung des Balance-schiebewiderstandes erfüllt die Forderung obiger Beziehungen auch in den Zwischenstellungen. (Es ist darum besonders auf dessen richtige Beschaltung im Servicefall zu achten.)

### 5. Klangregler mit LC-Resonanzkreisen

Neuartig ist die Schaltungsweise der Klangregler (Bild 8). Der Signalpegel wird an einem ohmschen Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R 1 und R 2, um mehr als die nötige Klangvariation heruntergeteilt. Um einen bestimmten Frequenzbereich abzusenken, wird R 2 von dem Serienresonanzkreis, bestehend aus L 1 und C 1 überbrückt; zur Anhebung wird R 1 von dem Serienresonanzkreis, bestehend aus C 2

und  $(\sqrt{L_1} + \sqrt{L_2})^2$  überbrückt. In letzterem Fall, wenn also der hochohmigere Widerstand R 1 dem LC-Glied parallel liegt, sind beide Spulenwicklungen hintereinandergeschaltet. Dadurch ist das LC-Verhältnis, das den Schwingkreis-Widerstand maßgeblich bestimmt, dem Widerstandsnetz des jeweiligen Spannungsteiler-Widerstandes angepaßt. Nur dann lassen sich gleichmäßige Frequenzgangbreiten der Anhebungen und Absenkungen erzielen, ohne daß getrennte Spulenkerne verwendet werden müssen. Je nach Schleiferstellung des Potentiometers wird ein Resonanzkreis mit anderem Kennwiderstand für Anhebung ( $K \sim 1,6 \text{ k}\Omega$ ) und Absenkung ( $K \sim 400 \Omega$ ) eingeschaltet. Beim Betätigen des Potentiometers wird durch die sich ändernde Dämpfung nicht nur der Maximalwert der Anhebung bzw. Absenkung variiert, sondern auch die resultierende Bandbreite. Dadurch ergibt sich ein „fließender“ Übergang zur frequenzlinearen Mittelstellung der Klangregler. Die Widerstände R 147 und R 149 stellen die Widerstände R 1 und R 2 der Prinzipschaltung in Bild 8 dar und befinden sich im Gerät auf der Vorstufenplatte Zch-Nr. 7302—118. Die Klangregler sind nicht wie im Bild 8 als durchgehende Potentiometer, sondern als zwei Schiebewiderstände mit jeweils in der Mitte aufgetrennten Kohlebahnen ausgeführt. Sie befinden sich auf einer Druckschaltungsplatte der Zch-Nr. 7302—117 (Bild 3). Diese Druckplatte, die beidseitig Leiterbahnen trägt und nach dem CC 4-Verfahren hergestellt wird, enthält weiterhin die Kondensatoren der Reso-

nanzkreise und ebenso die mit zwei Wicklungen versehenen Induktivitätsbauelemente. Die Induktivitäten sind Ferritschalenkernspulen und so dimensioniert, daß keine Verzerrungen durch magnetisch gesättigtes Eisen entstehen. Die fertig montierten Induktivitäten werden vor dem Einbau auf ihre Werte hin überprüft und zur Einengung der Toleranzen codiert und mit Farbpunkten gekennzeichnet. Es sind im rechten und linken Kanal jeweils Schalenkernspulen gleichen Farbcodes eingesetzt, worauf beim Service zu achten ist.

Die Klangregler-Spulen sind so angeordnet, daß in sie möglichst wenig Brummspannung induziert werden kann. Sie sind durch eine 1 mm starke, sich überlappende Mu-Metallabschirmung gegen Störfelder geschützt. Steht der Klangregler in der Mitte, d. h. in der mechanischen Rasterung, so hat der Schleifer keine Verbindung mehr zu den Widerstandsbahnen. In diesem Fall bleiben die Resonanzkreise völlig einflußfrei auf den übrigen Signalweg; der Frequenzgang ist dann exakt linear. Durch spezielle aufwendige Widerstandsbahnen der Schieberegler konnte einerseits erreicht werden, daß die Variationen im dB-Maß proportional mit dem Schiebeweg verläuft, andererseits, daß auch in Zwischenstellungen die Abweichungen von Kanal zu Kanal kleiner als 1 dB bleiben. Im Werk wird jeder einzelne Schiebewiderstand auf die Einhaltung der strengen Forderungen in allen Punkten sorgfältig geprüft. Diese sind: Übergangswiderstände, Kurventreue (hierin ist der Gleichlauf enthalten) und Trennung des Schleifers von den Bahnen. Nach Komplettierung der Reglerplatte wird diese auf einem Adapter in allen möglichen Stellungen und Zwischenstellungen der Schieberegler überprüft. Und nochmals werden alle Funktionen des kompletten Gerätes auf speziellen Mefßplätzen des Prüffeldes kontrolliert.

### 6. Zweite Verstärkerstufe

Auch diese Stufe benutzt den Verstärkerbaustein 7302—123. Hier ist seine Verstärkung durch die Gegenkopplungswiderstände R 153 und R 151 fest auf 14 dB eingestellt.

### 7. Klangregler für 40 Hz, 3 kHz u. 16 kHz

Diese Klangregler sind durch die vorhergehende Verstärkerstufe von den frequenzmäßig versetzten Klangreglern für 200 Hz und 7,5 kHz entkoppelt, so daß eine gegenseitige Beeinflussung nicht stattfinden kann. Die Regler für 40 Hz und 16 kHz — also an den NF-Bereichsgrenzen — lassen eine Variation von  $\pm 15 \text{ dB}$  zu, während für 3 kHz größere Dämpfungswiderstände wirksam sind, so daß sich nur ein Einstellbereich von  $\pm 12 \text{ dB}$  ergibt.

### 8. Die Entkopplungsstufe

Sie verhindert eine gegenseitige Beeinflussung der Klangregler-Resonanzkreise mit den LC-Gliedern des Kombinationsfilters. Der Transistor T 103 arbeitet in Kollektorschaltung und hat dadurch einen niedrigen dynamischen Innenwiderstand. Der Arbeitspunkt liegt unsymmetrisch.

### 9. Das Kombinationsfilter

Die Filterschaltung, die den NF-Übertragungsbereich steifflankig begrenzen kann, enthält einen Hoch- und einen Tiefpaß.

## Transistoren und Dioden

51 Silizium-Transistoren, davon 8 Endtransistoren, 14 Dioden, 6 Zener-Dioden, 3 Silizium-Brückengleichrichter.

## Ausgangsleistung

2 x 70 Watt Musikleistung nach DIN 45 500 (Music-power), 2 x 50 Watt Nennleistung (Sinus-Dauertonleistung = rms-power) an 4- $\Omega$ -Abschlußwiderstand und bei gleichzeitiger Aussteuerung beider Kanäle. Die Angaben sind Mindestwerte, die von GRUNDIG garantiert werden.

## Klirrfaktor

Kleiner als 0,5 %, gemessen bei Nennleistung im Bereich zwischen 40 Hz und 16 000 Hz, 0,1 % bei 1000 Hz bei gleichzeitiger Aussteuerung beider Kanäle mit 2 x 50 Watt (!). Den Verlauf bei verschiedenen Frequenzen zeigt die Klirrfaktor-Kurve.

## Leistungsbandbreite

10 Hz bis 50 000 Hz bei 1 % Klirrfaktor (nach DIN 45 500). Der Verstärker gibt bei 10 Hz noch nahezu die volle Leistung ab, so daß unter keinen Umständen eine Begrenzung der Baßwiedergabe entsteht.

## Intermodulation

Kleiner als 0,5 % bei Vollaussteuerung, gemessen nach DIN 45 500, Blatt 6.

## Frequenzgang

20 Hz bis 20 000 Hz  $\pm$  1 dB. Kann durch Filter auf 40 Hz bis 12 500 Hz eingeengt werden.

## Fremdspannungsabstand

Bei 50 mW Ausgangsleistung: -60 dB.  
Bei 50 Watt Ausgangsleistung:  
bei Eingang Tuner und Tonband: -86 dB.  
Bei Eingang Phono: -60 dB.

## Eingänge

TA I: Magnet-dynamischer Tonabnehmer.  
TA II: Magnet-dynamischer Tonabnehmer oder Kristall-Tonabnehmer umschaltbar. Die Tonabnehmer-Eingänge sind mit Pegelreglern ausgerüstet, die an der Rückfront zugänglich sind. Damit kann die Wiedergabe-Lautstärke so voreingestellt werden, daß die gehörriichtige Lautstärkeregelung (Contour I und II) im optimalen Bereich arbeitet. Empfindlichkeit 3-7 mV an 47 k $\Omega$ , mit Pegelregler einstellbar für Magnettonabnehmer, 250 mV für Kristall-Tonabnehmer. Die Phono-Eingänge sind mit einem Entzerrer-Vorverstärker ausgerüstet. Entzerrung nach Norm mit den Zeitkonstanten 3180 bis 318-75  $\mu$ sec.

Universal:

- Mikrofone 7 mV an 100 k $\Omega$ .
- an besonderer Buchse umschaltbar: Eingang für Rundfunk- oder zweites Tonbandgerät. Je nach Kontaktbelegung stehen die Empfindlichkeiten 300 mV an 250 k $\Omega$  oder 10 mV an 100 k $\Omega$  zur Verfügung.

Tuner: Eingang für alle Tonquellen wie Tuner oder Rundfunkempfänger, Empfindlichkeit 250 mV an 470 k $\Omega$ .

Tonband: Eingang für Tonbandwiedergabe und Aufnahme. Empfindlichkeiten 250 mV an 470 k $\Omega$ . Ausgangsspannung für Tonbandaufnahme 0,1 bis 2 mV pro k $\Omega$  nach DIN 45 511. Alle Empfindlichkeits-Angaben gelten für 2 x 50 Watt Nennleistung.

## Maximale Eingangsspannung

Bei Magnettonabnehmer 100 mV, bei Kristall-Tonabnehmer 3 Volt, bei den Eingängen Tuner, Tonband usw. 5 Volt.

## Ausgänge

- Für jeden Kanal eine Lautsprecher-Buchse nach DIN 41 529. Es können Lautsprecherboxen von 4-16  $\Omega$  angeschlossen werden, wobei auch bei 16  $\Omega$  Impedanz noch immer genügend Leistung zur Verfügung steht. Nachteile entstehen nicht. Mindestwert, bei dem die elektronischen Sicherungen ansprechen können: 2  $\Omega$ . Die abgebildete Kurve zeigt, daß auch bei 8  $\Omega$  praktisch noch die volle Nennleistung zur Verfügung steht.
- Buchse nach neuestem Normvoranschlag auf der Frontplatte zum Anschluß von Stereo-Kopfhörern. Anschließend sind alle Kopfhörer mit Impedanzen von 15  $\Omega$  und mehr. Die Lautsprecher können mit dem Schalter auf der Frontplatte abgeschaltet werden.
- Buchse an der Rückfront zum Anschluß weiterer Verstärker oder Endverstärker. Ausgang beeinflussbar von allen Reglern. Ausgangsspannung 1,55 Volt bei Vollaussteuerung an 200  $\Omega$ .

## Überlastschutz

Einzigartige elektronische Automatik schaltet in allen Fällen von Überlastungen, also nicht nur bei Kurzschlüssen, den jeweils gestörten Kanal ab. Auch kapazitive oder induktive Überlast wird von der Automatik sicher „erkannt“. Die Endtransistoren sind damit sicher vor Zerstörung geschützt. Zusätzlich ist ein Übertemperaturschalter eingebaut, der bei Erreichen einer bestimmten Grenztemperatur den Verstärker ausschaltet. In beiden Fällen wird nach Beendigung der auslösenden Störung das Gerät selbsttätig wieder eingeschaltet.

## Dämpfungsfaktor

Infolge des sehr kleinen Innenwiderstandes von 0,2  $\Omega$  ergibt sich bei 4  $\Omega$  Belastungswiderstand ein Dämpfungsfaktor von 20, was ca. 26 dB entspricht. Damit ist eine sehr hohe elektrische Bedämpfung des Lautsprechers gegen unerwünschte Ausklingvorgänge sichergestellt.

## Klangregler

Die Klangregler sind auf folgende Schwerpunktfrequenzen und Regelbereiche eingestellt.

- 40 Hz  $\pm$  15 dB
- 200 Hz  $\pm$  12 dB
- 3 000 Hz  $\pm$  12 dB
- 7 500 Hz  $\pm$  12 dB
- 16 000 Hz  $\pm$  15 dB

## Lautstärkeregelung

Gleichlauf-Abweichungen des Schieberegler nicht größer als 2 dB im Regelbereich bis zu -50 dB. Gehörriichtige, lautstärkeabhängige Laut/Leise-Entzerrung durch Drucktasten mit gegenseitiger Auslösung.

Contour I:

bis +25 dB Baßanhebung bei 30 Hz.

Contour II:

bis +33 dB Baßanhebung bei 30 Hz und Höhenanhebung bis zu +10 dB bei 15 000 Hz.

Verlauf der Anhebung in Abhängigkeit von der Lautstärke ist in der Kurve dargestellt.

## Aussteuerungs-Anzeiger

Zwei hochwertige Drehpulinstrumente mit einem Zeigerweg von 40 mm, je eines für jeden Kanal, zeigen die Ausgangsspannung im logarithmischen Maßstab an. Die logarithmische Eichung ermöglicht, daß man auch bei kleinen Ausgangsspannungen - was kleinen Lautstärken entspricht - noch genau ablesen kann. Der Rücklauf der Instrumente ist elektronisch bedämpft, so daß der Zeiger einen Moment auf dem Spitzenwert verharrt. Somit ist es möglich, die Spitzenaussschläge zu kontrollieren. Diese Aussteuerungsmesser sind also nicht nur einfache Kontrollinstrumente, sondern die Wiedergabelautstärke kann damit sehr genau überwacht werden. Die Instrumente sind auch bei abgeschalteten Lautsprechern wirksam, so daß die Voreinstellung der Lautstärke auch „stumm“ erfolgen kann. Die blendfreie Beleuchtung der Instrumente dient zugleich als Betriebsanzeige.

## Balanceregler

Regelumfang 10 dB.

## Tonband-Monitor

Dient zur Hinterbandkontrolle bei Tonbandaufnahme. Nach Drücken der Taste wird die auf Band erfolgte Aufzeichnung hörbar, ohne daß die Aufnahme unterbrochen werden muß. Durch Umschalten ist somit ein direkter Vergleich zwischen den Programmen vor und nach der Aufnahme möglich.

## Übersprechdämpfung

Besser als 40 dB im Bereich zwischen 250 und 10 000 Hz, 46 dB bei 1000 Hz.

## Stereo/Mono

Mittels Drucktaste umschaltbar.

## Stromversorgung

Für Netze von 110/130/220/240 Volt, 50/60 Hz. Leistungsaufnahme ca. 200 Watt. Leerlauf ca. 25 Watt. 2 Kaltgeräte-Steckdosen zum Anschluß von Zusatzgeräten wie Tuner, Plattenspieler und Tonbandgerät, sind eingebaut. Eine dieser Buchsen wird mit dem Netzschalter des SV 140 geschaltet, eine bleibt ungeschaltet. An die ungeschaltete kann der Plattenspieler angeschlossen werden.

## Kostenloses Zubehör (beigepackt)

Zwei Kaltgeräte-Stecker zum Anschluß von Zusatzgeräten. Bedienungsanleitung und Schaltbild.

## Ausführung

Edelholzgehäuse in Nußbaum natur mattiert. Teak natur oder Palisander mattiert. Frontplatte aus gebürstetem Aluminium. Abmessungen ca. 50 x 15 x 31 cm.

**Alle technischen Daten sind Mindestwerte, die GRUNDIG garantiert!**

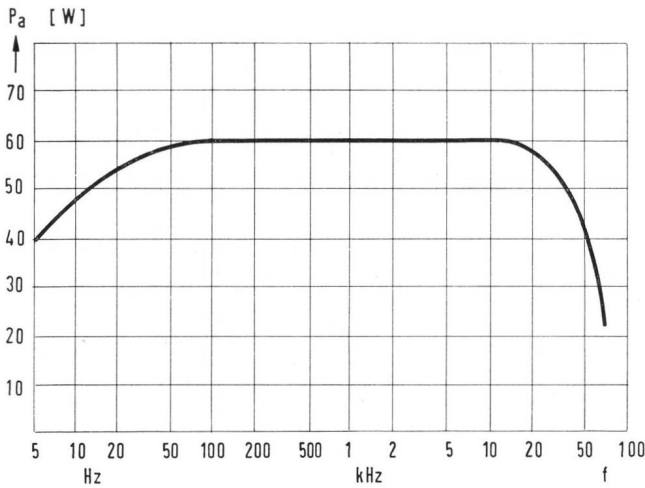


Bild 9 Leistungsbandbreite des SV 140, bezogen auf 1% Klirrfaktor (nach DIN 45500)

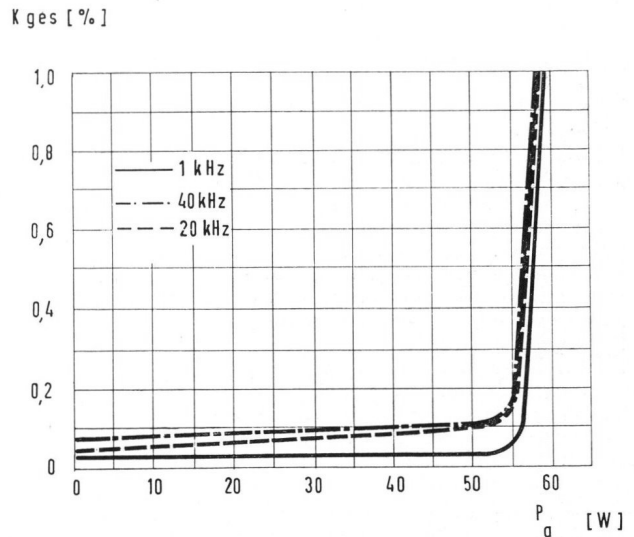


Bild 10 Klirrgrad des SV 140 in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Der Hochpaß besteht aus einem CL-T-Halbglied mit einem nachgeschalteten RC-T-Halbglied. Das RC-Glied eliminiert die bei CL-Filtern dieser Schaltung auftretende Anhebung vor dem Frequenzgangabfall und trägt zu einer größeren Flankensteilheit von 18 dB pro Oktave unterhalb 40 Hz bei.

Der Tiefpaß ist durch ein LC-T-Halbglied mit nachfolgendem RC-Glied aufgebaut. Auch hier übernimmt das RC-Glied die Einebnung des Frequenzganghöckers und versteilert die Flanke auf 18 dB pro Oktave. Da der Wellenwiderstand dieser Schaltung nicht gleich dem Generator- und Abschlußwiderstand sein kann, darf sie nicht belastet werden.

Ist dieses Filter nicht eingeschaltet, so begrenzen zwei RC-Glieder, bestehend aus C 134 / R 171 und R 173 / C 147 den Frequenzbereich auf 20 Hz bis 20 kHz und tragen somit zur Stabilität des Übertragungsmaßes im Infra- und Ultraschallbereich bei, wie in Bild 5 gezeigt.

Um Schaltgeräusche beim Drücken der Filtertaste zu vermeiden, werden sämtliche Kontakte am Ausgang des Filters durch R 903 zwangsweise auf gleiches Potential gebracht.

### 10. Der Ausgangsimpedanzwandler

Der Transistor T 105 arbeitet in Kollektorschaltung. Dadurch belastet er das Filter nicht und ist für die folgende Endstufen-Treiberstufe ein dynamisch niederohmiger Generator. Der Basisteiler

ist, da R 184 in die Gegenkopplung einbezogen ist, entkoppelt, und auch durch C 157 abgesiebt. Da die zusätzliche Rauschleistung dieses Transistors voll in den 50-mV-Fremdspannungsabstand eingeht, wurde sein Kollektorstrom niedrig gewählt. Sein Arbeitspunkt liegt unsymmetrisch.

### 11. Leistungsteil

Die transformatorlose Leistungsstufe wird von einem gleichstromgekoppelten Verstärker gesteuert. Die erste Stufe (T 501) ist mit einem rauscharmen Transistor bestückt und an den Ausgang des Vorverstärkers rauscharm angepaßt.

Sein Kollektor ist über R 505 mit der Basis von T 503 verbunden, der in Kollektorschaltung arbeitet. Vom Emitter von T 503 gelangt das Signal über den Widerstand R 515 zur Basis des in Emitterschaltung betriebenen Transistors T 505. Der Kollektorstrom dieser Stufe wird mit einer Gleichstromgegenkopplung über die Widerstände R 507 und R 517 zur Basis von T 501 gegen Exemplarstreuungen und Temperaturschwankungen stabilisiert.

Der nachfolgende Impedanzwandler T 507 ist ebenfalls gleichstromgekoppelt und steuert wegen seiner sehr geringen Ausgangsimpedanz die sich anschließende Komplementärreiberstufenspannungslinear an. Zusätzlich vermindert der geringe Quellwiderstand den Eigenklirrfaktor der Komplementärstufe. Diese ist mit je einem NPN- und PNP-

Transistor bestückt, die hauptsächlich die Aussteuerung und Phasendrehung für die Gegentakt-Endstufe übernehmen. Außerdem wird über diese Transistoren der Arbeitspunkt gegen Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen stabilisiert. Dabei gleichen zwei NTC-Widerstände die Temperaturschwankungen aus, während eine 8,7-V-Z-Diode die Stabilisierung des Arbeitspunktes bei Betriebsspannungsschwankungen übernimmt.

Die für eine Nennimpedanz von 4 Ω ausgelegten Leistungs-Endstufen geben bei 1000 Hz eine Leistung von 2 x 50 W mit 0,1% Klirrfaktor ab. Die Ausgangsleistung von 2 x 50 W wird im Bereich von 40 Hz ... 16 kHz bei einem Klirrfaktor von 0,5% garantiert. Die Leistungsbandbreite erstreckt sich von 10 Hz ... 50 kHz. Diese Werte konnten durch eine frequenzunabhängige Gegenkopplung vom Lautsprecher Ausgang über den Widerstand R 519 zum Emitter des Transistors T 501 erreicht werden. Zugleich erhielt man durch diese starke Gegenkopplung (Gegenkopplungsfaktor etwa 26 dB) einen dynamischen Innenwiderstand von 0,2 Ω und damit eine sehr hohe elektrische Dämpfung unerwünschter Ein- und Ausschwingvorgänge der angeschlossenen Lautsprecher. Klirrfaktor und Leistungsbandbreite sowie die Abhängigkeit der Ausgangsleistung vom Abschlußwiderstand sind in den **Bildern 9, 10 und 11** dargestellt.

Die Leistungs-Endstufen sind je Kanal mit vier Silizium-Leistungstransistoren bestückt, deren maximal zulässige Impulsverlustleistung 1000 W beträgt. Dadurch wird es möglich, das Gerät gegen Fehlanpassung und Kurzschlüsse am Ausgang besonders sicher zu schützen.

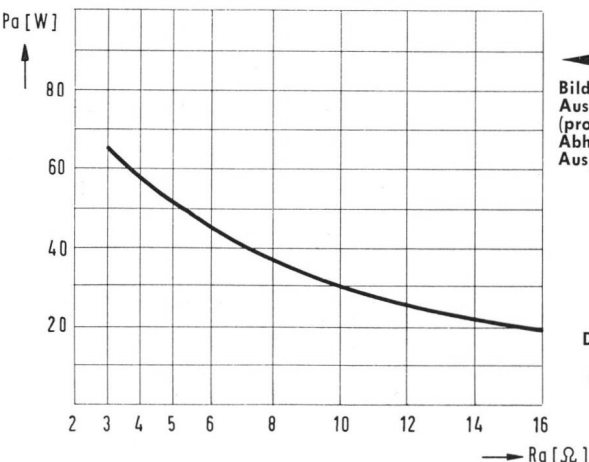
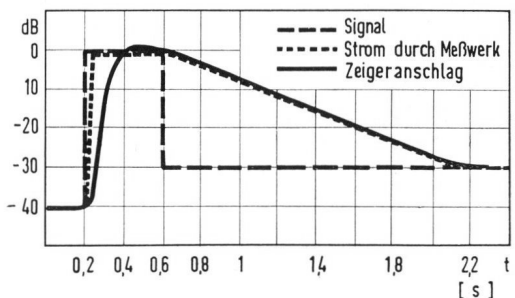


Bild 11 Ausgangsleistung (pro Kanal) in Abhängigkeit von der Ausgangsimpedanz Ra

Bild 12 Das Anzeigeverhalten der Aussteuerungsmesser im SV 140



## 12. Die Aussteuerungsanzeige

Am Lautsprecherausgang der Endstufe (Kontakt 5, im Schaltbild mit einem Pfeil versehen) liegt über einen Gegentakt-Eingangsträger Zch-Nr. 9030-045.01 die Aussteuerungs-Anzeigeschaltung.

Anders als zur Tonbandaufzeichnung, bei deren Einpegelung es nur darauf ankommt, das Band nicht zu übersteuern, ist es für einen Verstärker erforderlich, einen großen Aussteuerbereich anzuzeigen, d. h. der Zeigeranschlag des Anzeigeelements muß logarithmiert werden. Damit ergibt sich eine lineare dB-Teilung. Allerdings sind für eine einwandfreie Logarithmierung einige Forderungen an die verwendeten Schaltungselemente zu erfüllen. Die Knie-spannung von Siliziumdioden, welche auch bei höheren Temperaturen geringe Sperrströme aufweisen, liegt über 0,5 V, Diese Spannung wäre die niedrigste mit Si-Dioden gleichrichtbare Spitzenspannung. Sollen mindestens 40 dB linear angezeigt werden, muß eine 100 mal größere Signalspannung an die Gleichrichter gelangen als 0,5 V. Dieses geschieht über aufwärtstransformierende, verschachtelt gewickelte Breitbandüber-träger. Die Gleichrichtung ist eine Doppelweggleichrichtung mit den Dioden D 401 und D 403, wodurch eine symmetrische Anzeige erreicht wird. Die der Spitzenspannung des Signals proportionale Gleichspannung, auf die sich C 401 schnell auflädt, ist auf die temperatur-gangkompensierende Basisvorspannung von T 401 aufgestockt. Durch R 403, dessen Widerstand sehr groß ist, wird T 401 stromlinear angesteuert. T 401 ist ein speziell ausgesuchter Transistor mit weitgehend linearem  $I_B/I_C$ -Verhältnis. In seinem Emittierkreis liegt die paarweise ausgemessene Diode Z 401 mit streng logarithmischer Charakteristik. Da der logarithmische Verlauf nicht bei  $U_D = 0$  V beginnt, liegt das Meßwerk in der Dia-gonale einer Brückenschaltung. T 403 verhindert einen niederohmigen Neben-schluß zur Logarithmierungsdiode. Um dem Meßwerk eine kurze Einstellzeit geben zu können, mußte es einen relativ niedrigen Innenwiderstand bekommen. Da die exponentielle Entladekurve des Speicherkondensators C 401 durch die Logarithmierung von D 401 linearisiert wird, ergibt sich eine dynamisch ausgezeichnete Anzeige der Ausgangsleistung (Bild 12). Die Betriebsspannung des Anzeigeverstärkers (Baustein Zch-Nr. 7302-124) wird dem Leistungsnetzteil entnommen und über T 405 mit Z 403 stabilisiert. Mit R 417 wird die 40-dB-Marke, mit R 413 die 0-dB-Marke geeicht.

## 13. Ein-/Ausschalt-Automatik und Lautsprecherabschaltung über Relais bei Kopfhörerbetrieb

Eine weitere Besonderheit des „SV 140“ ist die Ein- und Ausschaltungsautomatik für die angeschlossenen Lautsprecher, wodurch das bei Transistorverstärkern übliche Verzerrern während der Ein- und Ausschaltphase unhörbar bleibt. Beim Einschalten werden die Lautsprecher über ein Relais verzögert in Betrieb genommen, während beim Ausschalten die Lautsprecher sofort abgetrennt werden. Außerdem lassen sich mit der Lautsprecher-taste an der Frontseite des Gerätes die Lautsprecher bei Kopfhörerbetrieb durch dasselbe Relais abschalten. Die Lautsprecher-taste ist ebenso wie die Taste „Monitor“ gegen unbeabsichtigte Betätigung gesichert. Aus der Wechselspannung der Leistungswicklung wird mittels der Diode D 507 eine Gleichspannung gewonnen, die über den Widerstand R 593 den Elko C 546 auflädt. (Bild 13). Diese Spannung gelangt über R 594 an die Basis des NPN-Transistors T 516. Der Elko C 546 und die Widerstände R 593 und R 594 ergeben eine Zeitkonstante von ca. 6 sec. Mit dieser Spannung wird der Transistor T 516 an der Basis gesteuert. Das bedeutet, ca. 6 sec. nach dem Einschalten des Gerätes macht der Transistor T 516 auf, und über die Erregerwicklung des Relais am Kollektor des Transistors fließt Strom. Das Relais schaltet über die zwei Arbeitskontakte a 1 und a 2 die Lautsprecher ein. Während dieser Zeit konnten sich die Arbeitspunkte im Gerät auf ihre Sollwerte einstellen, und das Gerät SV 140 spielt ohne lästige Störgeräusche. Wird der Verstärker ausgeschaltet, so wird mit der Ausschalttaste der Kontakt A 2 und A 3 betätigt, der den Elko C 546 über den Widerstand R 595 kurzzeitig entlädt; der Transistor öffnet und die Lautsprecher werden abgeschaltet. Somit entfällt das beim Ausschalten eines Transistorgerätes unangenehme Ausklingen.

Weiter können über diese Schaltstufe mit dem Schalter „Lautsprecher“ an der Frontseite bei Kopfhörerbetrieb die Lautsprecher abgeschaltet werden. Bei Betätigung der Taste werden die Kontakte m 2 und m 3 verbunden. Dadurch wird die Basisspannung an dem Transistor T 516 kurzgeschlossen und der Transistor öffnet. Somit werden auch die Kontakte a 1 und a 2 getrennt und die Lautsprecher abgeschaltet. Diese Ein- und Ausschaltung der Lautsprecher geschieht ohne Zeitverzögerung.

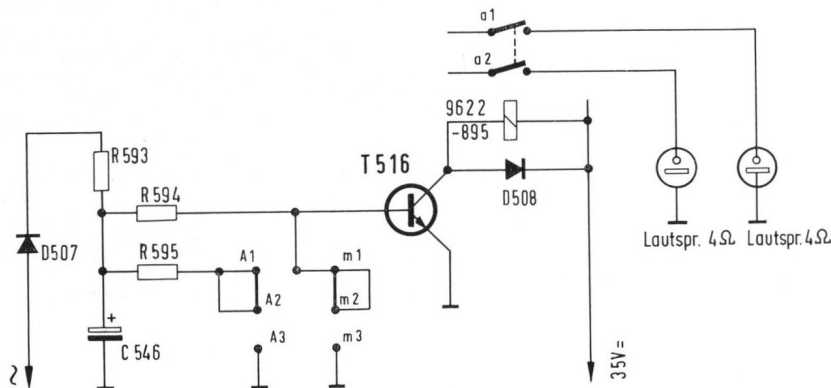


Bild 13 Die Lautsprecher-Abschaltstufe

Die Kopfhörerbuchse ist für den neuen Stecker nach DIN 45327 bestimmt, der beide Kanäle umfaßt. Die Ausgangs-spannung wird über Spannungsteiler (R 195 / R 197) der Buchse zugeführt.

## 14. Kurzschluß-Absicherungs-Automatik

Die Endtransistoren sind zunächst mit trägen 4-A-Sicherungen gegen Kurzschlüsse abgesichert. Darüber hinaus ist der Verstärker mit einer elektronischen Kurzschlußautomatik ausgestattet, die bei einem Kurzschluß bzw. einer Ausgangsbelastung von  $< 2 \Omega$  die betreffende Endstufe abschaltet. Als dritte Sicherungseinrichtung wirkt ein am Kühlkörper der Endstufentransistoren angebrachter Thermo-schalter, der bei überhöhten Betriebstemperaturen rechtzeitig die Betriebsspannung der Vorstufen unterbricht und so eine thermische Überlastung verhindert.

Die elektronische Kurzschlußautomatik arbeitet folgendermaßen (Bild 14):

Bei einem Kurzschluß am Ausgang eines Transistorverstärkers steigt bei gleichzeitig vorhandener Aussteuerung der Emittierstrom der Endtransistoren sehr stark an. Das durch den Kurzschluß verursachte Fehlen des Signals am Ausgang und das Ansteigen des Emittierstromes sind die beiden Steuergrößen für die Kurzschlußautomatik. Es werden zwei Spannungen miteinander verglichen: eine von der Ausgangsimpedanz abhängige Spannung (Punkt „A“ im Prinzipschaltbild) und die am Emittierwiderstand eines Endtransistors vom durchfließenden Emittier-Wechselstrom abhängige Spannung (Punkt „E“ im Prinzipschaltbild).

Die Wechselspannung vom Lautsprecherausgang „A“ wird über den Widerstand R 521 an die Siliziumdiode D 503 geführt. Sie wird hier gleichgerichtet, und zwar mit einer Polarität, die an dem Kondensator C 525 eine negative Spannung entstehen läßt. C 525 wird also mit einer negativen Spannung aufgeladen (die allerdings sehr gering ist und daher unbedenklich an den für eine entgegengesetzte Polung geschalteten Elektrolytkondensator stehen darf).

Die Wechselspannung „E“ wird am Emittierwiderstand des Transistors T 5 abgenommen; sie steigt also proportional mit dem Höherwerden des Emittierwechselstromes dieses Transistors, also bei stärker werdendem Signal, an. Über den Kondensator C 537 wird sie an den Transistor T 515 geführt, der als Diode geschaltet ist und die Wechselspannung gleichrichtet, so daß am Kondensator C 525 eine positive Gleichspannung erzeugt wird, die das Bestreben hat, C 525 positiv aufzuladen. An diesem Kondensator treffen sich also die von den Punkten „A“ und „E“ kommenden gleichgerichteten Spannungen, wobei die eine Gleichspannung ein negatives und die andere ein positives Vorzeichen aufweist.

Die von Punkt „A“ herrührende Spannung ist so eingestellt, daß sich im Normalbetrieb immer eine negative Ladung des Kondensators C 525 ergibt. Normalbetrieb bedeutet, daß der Verstärker mit minimal  $3 \Omega$  am Ausgang belastet ist. Betrachtet man sich das Schaltbild weiter, so ist zu sehen, daß C 525 über die Diode D 501 und über den Widerstand R 507 mit der Basis des Transistors T 501 verbunden ist. Diese Diode ist im

Normalbetrieb, also so lange an C 525 eine negative Spannung steht, gesperrt und hat keinen Einfluß auf die Basis-Spannung des Transistors T 501.

Wenn jedoch die Impedanz des Lautsprechers  $2 \Omega$  unterschreitet, beginnt die Automatik zu arbeiten. Zur einfacheren Erläuterung wählen wir als Beispiel den kurzzeitigen, direkten Kurzschluß am Ausgang. In diesem Fall fehlt die Wechselspannung am Punkt „A“ gänzlich. Die sonst an der Diode D 503 stehende negative Spannung an C 525 wird 0 V. Durch den Kurzschluß am Ausgang steigt aber zugleich der Strom des Endstufen-Transistors T 5 stark an; es entsteht also am Emittierwiderstand R 653 eine größere Wechselspannung, die dem Diodentransistor T 513 zugeführt wird. Die damit erzeugte höhere, positiv gerichtete Gleichspannung lädt den Kondensator C 525 positiv auf.

Diese Spannung überschreitet nun die Schwellwertspannung der Diode D 501. Sie wird leitend, was zur Folge hat, daß der Transistor T 501 geöffnet wird; die Kollektor-Emitterspannung vermindert sich. Damit ergibt sich durch die vom Kollektor des Transistors T 501 zur Basis des Transistors T 503 bestehende Gleichspannungskopplung eine Sperrung des Transistors T 501. Zugleich wird der Transistor T 507 geöffnet und bis zur Restspannung durchgesteuert. Die Wechselspannungsverstärkung in diesen Stufen der Verstärkerkette wird gleich Null, und die Endstufe kann nicht mehr aus-gesteuert werden. Dadurch geht wieder-um die Steuerwechselspannung und somit auch der Emittierwechselstrom des Endtransistors T 5 ebenfalls auf Null zurück. Der Dioden-Transistor T 513 erhält keine Wechselspannung und erzeugt damit auch keine positive Gleichspannung mehr. Die Arbeitspunkte können sich wieder normal einstellen und die Wechselspannung kann wieder verstärkt werden, sofern der Kurzschluß am Ausgang wieder beseitigt ist. Es vergeht jedoch, bedingt durch die RC-Zeitkonstanten eine kurze Zeit, bevor sich der Normalzustand wieder einstellt.

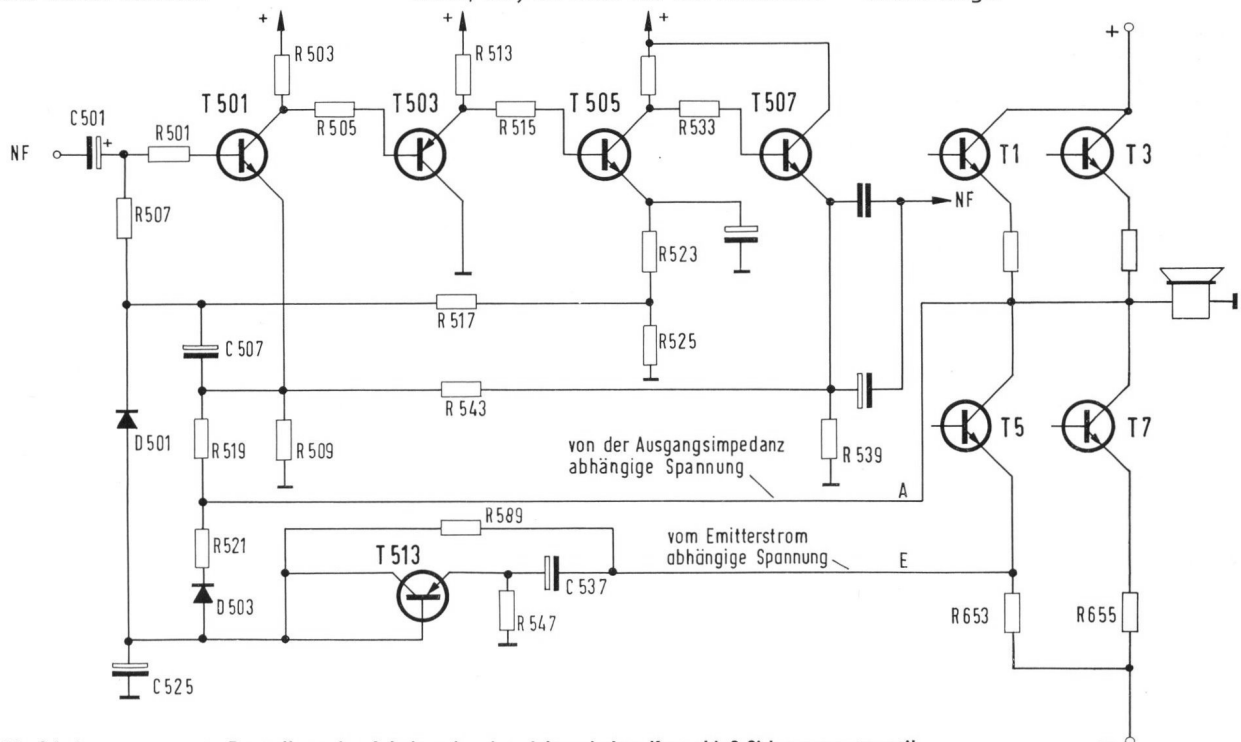
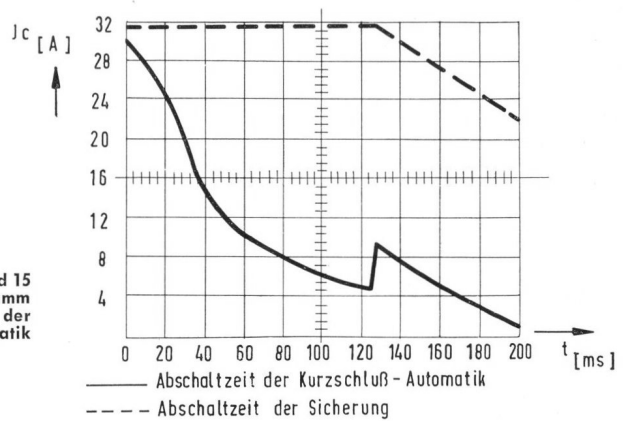


Bild 14 Schaltungsausgug zur Darstellung der Arbeitsweise der elektronischen Kurzschluß-Sicherungsautomatik

Bild 15 Abschalttdiagramm der Kurzschluß-Automatik



Besteht der Kurzschluß am Ausgang jedoch weiterhin oder ist die Abschluß-impedanz kleiner als  $2 \Omega$ , so beginnt die Automatik erneut zu arbeiten. Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis der Kurzschluß am Ausgang aufgehoben ist. Während der Zeit, in der die Automatik arbeitet, fließt durch die Endstufentransistoren nur noch der Ruhestrom. Dieser Strom wird für eine sehr kurze Zeit nur überschritten, wenn die Automatik zurückfragt, ob der Kurzschluß noch vorhanden ist, wobei das Tastverhältnis ca. 30:1 beträgt. Durch diese Auslegung ist die Erwärmung der Endstufe auf jeden Fall kleiner, als bei einer normalen Aussteuerung mit Musik. Es können somit die Endtransistoren thermisch nicht mehr überlastet werden. Das ist durch die beim SV 140 vorliegende Überdimensionierung der Silizium-Transistor-Endstufen (Impuls-Verlustleistung 1000 Watt!) ohnehin nahezu unmöglich, doch verhindert die Automatik das Auslösen der Schmelzsicherungen bei Kurzschlüssen. Diese haben im SV 140 nicht mehr die sonst übliche Funktion als Überlastungsschutz zu erfüllen, sondern dienen lediglich als zusätzliche Schutzmaßnahme.

Der weitere Vorteil der Automatik liegt darin, daß sie nicht nur bei Kurzschlü-

sen, sondern auch bei Abschlüssen des Ausgangs mit Impedanzen, die den zulässigen Wert ( $< 2 \Omega$ ) unterschreiten, sicher anspricht und die Endtransistoren zuverlässig vor Überlastung schützt.

## 15. Netzteil

Für den Netztransformator wurde ein M-102-Kern mit Spezialkernblech gewählt. Die Leistungswicklung ist auf kleinsten Innenwiderstand ausgelegt. Zwei Silizium-Brückengleichrichter übernehmen die Gleichrichtung der Betriebs-spannung für die Leistungsstufe. Diese Spannungsquelle mit kleinem Innen-widerstand und sehr kurzer Erholzeit ermöglicht eine extrem wirksame Musik-leistung. Zwei in Serie geschaltete 15-mF-Elektrolytkondensatoren dienen als Lade-kondensatoren und übernehmen zugleich die Signalauskopplung beider Verstärkerkanäle. Diese Anordnung entspricht einer Brummkompensation, wie sie bei normaler Gegentaktschaltung mit Ausgangstransformator üblich ist. Für die NF-Vorstufen wird die Betriebsspannung getrennt aus einer Wechselspannung gewonnen. Die Siebung und Stabi-lisierung erfolgt mit Hilfe eines Transistors und einer Z-Diode auf elektronischem Wege.

# Service-Hinweise für den HiFi-Tuner RT 100

Dieser Beitrag bezieht sich auf die ausführliche Schaltungsbeschreibung des RT 100 auf den Seiten 399...406 dieses Heftes und auf das Gesamtschaltbild (S. 407...410).

Im folgenden sollen für einige Schaltungsabschnitte des Gerätes Hinweise zur Reparatur und Prüfung gegeben werden.

## Gerätenetzteil

Bei stabilisierten Netzteilen treten meist zwei Kardinalfehler auf:

1. Zu hohe Ausgangsspannung und nicht stabil bei Netzspannungsschwankungen. Starker Brumm.
2. Zu niedrige Ausgangsspannung, annähernd Null.

Der erste Fehler tritt immer dann auf, wenn mindestens einer der beiden Transistoren zwischen Emitter und Kollektor einen Schluß aufweist, der zum Beispiel durch einen ausgangsseitigen Kurzschluß oder durch längere thermische Überlastung hervorgerufen wird. Der zweite Fehler hat meist seine Ursache in einer kurzgeschlossenen Z-Diode. Beim Arbeiten an Netzteilen sollte man niemals mit aufgeladenen Elkos experimentieren. Beim Anschluß eines solchen Elkos an eine Z-Diode mit einer Durchlaßspannung, die kleiner ist als die im Elko gespeicherte Spannung, ergibt sich eine schlagartige Entladung des Kondensators und damit eine sofortige Zerstörung der Diode. Dieser Fall kann dann auftreten, wenn man mit einem Elko erst die hohe Eingangsspannung des Netzteils berührt und danach die spannungsmäßig niedriger liegende Z-Diode.

Sollte die Ausgangsspannung beim Auswechseln einer Z-Diode immer noch zu niedrig sein, besteht die Möglichkeit, daß die Diode verpolt eingebaut wurde. Ist bei einer Diode die Polung nicht erkennbar, so löte man die Diode ohne Bedenken beliebig ein und pole sie bei Nichterfolg um. Das Netzteil kann dabei kaum Schaden nehmen. Es sollte aber immer nur bei ausgeschalteter Netzspannung gelötet werden, da beim Herausnehmen der Diode unter Spannung der dazu parallel liegende Elko sich auflädt und beim Wiederanschliefen der Diode diese zerstört. Nach erfolgreicher Reparatur empfiehlt es sich, die Brummspannung am Ausgang und Eingang des Netzteils nachzumessen, um eventuell defekte Elkos oder Gleichrichter aufzuspüren. Fällt bei einem Gerät beim Einschalten die Netzsicherung aus, so ist es zweckmäßig, das Gerät über einen Regeltrafo mit einer lang-

sam steigenden Spannung zu versorgen. Man kann den Kurzschluß ohne Zerstörung der Bauelemente suchen. Für Brummessungen müssen hochempfindliche NF-Voltmeter verwendet werden, während für Spannungs- und Strommessungen Universalinstrumente ausreichen. Ist bei einem Gerät die Z-Diode defekt und steht momentan kein passender Ersatz zur Verfügung, so kann man das Netzteil trotzdem in Betrieb nehmen. Man greift zu folgender Hilfsschaltung, die allgemein als Ersatz für eine Z-Diode gilt. Man nimmt lediglich die Z-Diode aus der Schaltung heraus und schließt an die beiden freiwerdenden Anschlüsse der Schaltung die Ersatzschaltung nach Bild 1 an. Es wird zusätzlich ein stabilisiertes Netzgerät benötigt. Der Widerstand R bestimmt sich wie folgt:

Man geht davon aus, daß das zu prüfende Netzteil unbelastet ist. Es fließt dann kein oder nur ein sehr geringer Basisstrom in den Netzteiltransistor. Damit ist der in der Z-Diode fließende Strom am höchsten. Dieser Strom muß nach Bild 1 vom Widerstand R so aufgenommen werden, daß die Spannung am Punkt P kleiner ist als die ursprüngliche Z-Diodenspannung. Um wieviel kleiner sie ist, spielt keine Rolle. Zweckmäßig ist ein Wert von etwa  $\frac{U_Z}{2}$ . Der

Wert des Widerstandes kann experimentell bestimmt werden, indem man bei abgetrenntem stabilisiertem Netzgerät den Widerstand R solange erhöht, bis die Spannung an P etwa  $\frac{U_Z}{2}$  beträgt.

Die Last am Ausgang des Netzteils sollte dabei ihren kleinsten Wert haben. Anschließend wird das stabilisierte Netzgerät angeschlossen und auf  $U_Z$  (in diesem Fall 16 V) eingestellt. Variiert man nun die Belastung des zu prüfenden Netzteils, so liefert das stabilisierte Netzgerät immer den gerade fehlenden Strom, um an R die Spannung  $U_Z$  zu halten. Wird das Netzteil entlastet, so geht der Strom im stabilisierten Netzgerät zurück. Der Widerstand R ist nötig, da das stabilisierte Netzgerät niemals Strom aufnehmen kann. Für denjenigen, der den Widerstand rechnerisch bestimmen möchte, sei hier der Weg gewiesen. Bei dem im RT 100 vorliegenden Fall ergibt sich: Wird das Netzteil voll entlastet, fließt über R 253 (2,2 k $\Omega$ ) der volle Strom  $I_B = 0$ .

Die Ladespannung ist  $32 \text{ V} - U_Z = 16 \text{ V}$ . Damit wird:

$$I_{2,2k} = \frac{16 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} \sim 8 \text{ mA} = I_Z$$

$$2 \cdot I_Z = 16 \text{ mA}$$

Den Ersatzwiderstand erhält man dann mit

$$R = \frac{8 \text{ V}}{16 \text{ mA}} = 0,5 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$$

Die Ersatzschaltung wird dann wie in Bild 2.

Die Reihenfolge beim Einschalten ist so zu wählen, daß zuerst die Betriebsspannung des Gerätes eingeschaltet wird und dann das stabilisierte Netzgerät. Beim Ausschalten wird zuerst das stabilisierte Netzgerät abgeschaltet. Diese Prüfmethode kann für beliebige Netzteile angewendet werden. Will man zusätzlich den dynamischen Innenwiderstand nachbilden, so wähle man die Schaltung nach Bild 3.

## Netzteil für die Versorgung der Kapazitätsdioden

Bei der Untersuchung dieses Netzteils muß man beachten, daß die Gesamtschaltung wesentlich hochohmiger ausgelegt ist. Eine Messung der Ströme und Spannungen mit Universalinstrumenten ist nicht möglich. Man muß deshalb bei der Prüfung und Reparatur sehr sorgfältig vorgehen. Grundsätzlich gilt ähnliches, was schon im vorhergehenden Abschnitt gesagt wurde. Es ist zusätzlich zu beachten, daß die Ausgangsspannung nicht nur vom Netzteil selbst, sondern auch noch von der eingeschleusten Nachstimmspannung abhängt. Als erstes wird deshalb die Scharfabstimmung ausgeschaltet. Wegen der hochohmigen Schaltung sind Fehler an den Dioden und Transistoren selten. Ein ausgangsseitiger Kurzschluß, der nur kurzzeitig ist, zerstört die Transistoren nicht.

Beim Ersatz irgendwelcher Teile sollten nach Möglichkeit nur Originalteile verwendet werden. Widerstände dürfen nur durch Typen gleicher Belastbarkeit und Bauart ersetzt werden. Kohleschichtwiderstände können nicht durch Drahtwiderstände ersetzt werden, da die Temperaturkoeffizienten nicht übereinstimmen. Es sollten ebenfalls Kondensatoren nur gegen solche gleicher Kapazitätswerte ausgetauscht werden, da die Auf-

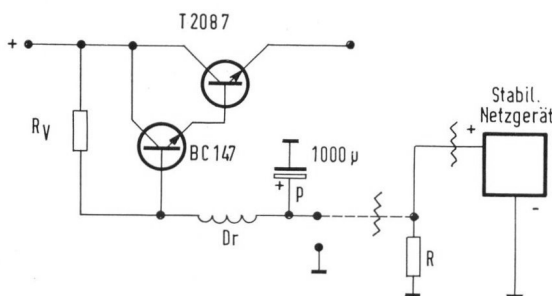


Bild 1

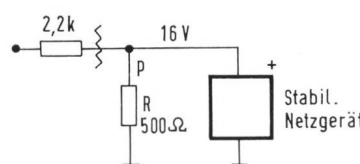


Bild 2

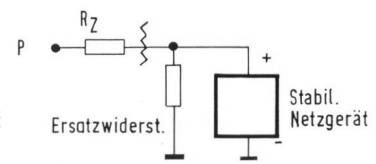


Bild 3

ladegeschwindigkeit und die Siebung auf das Gerät abgestimmt sind. Papierkondensatoren dürfen nicht durch Elkos ersetzt werden. Höhere Betriebsspannungen bei sonst gleichen elektrischen Werten schaden natürlich nicht. Wie schon bei der Beschreibung des Netzteils erwähnt wurde, wird der Temperaturkoeffizient der Z-Diode 9605 durch die Emittierbasisdiode des Transistors T 253 kompensiert. Dieser Ausgleich stimmt nur für die Type 9605. Es handelt sich dabei um eine Z-Diode mit sehr scharfem Knick bei 1 mA Strom. Die Temperaturkompensation gilt nur für Z-Spannungen von  $6,2 \text{ V} \pm 5\%$ . Dioden mit anderen Spannungen haben auch andere Temperaturbeiwerte. Die Ausgangsspannung ist direkt proportional der Z-Diodenspannung. Ist die Diode verkehrt herum eingelötet oder weist sie einen Kurzschluß auf, so springt die Ausgangsspannung auf sehr kleine Werte. Zeigt das Netzteil nach einer Reparatur wieder annähernd 30 V am Ausgang, so kann mit Hilfe des Reglers R 263 der genaue Wert bei ausgeschalteter Scharf-Abstimmung eingestellt werden. Danach sollte dann eine Prüfung des Netzteils auf Brumm und Stabilität erfolgen. Mit Hilfe eines NF-Millivoltmeters mit 1 mV-Vollausschlag wird die Ausgangsspannung geprüft. Man findet dabei einen kaum feststellbaren Brumm, wenn das Netzteil in Ordnung ist. Zur Prüfung der Stabilität gegen Netzspannungsschwankungen wird mit einem Digitalvoltmeter die Ausgangsspannung gemessen, während die Netzspannung mit einem Regeltrafo zu größeren oder klei-

neren Werten geändert wird. Es kann sich dabei entweder eine positive, eine negative oder gar keine Änderung feststellen lassen. Bei dem Netzteil ist eine Kompensation über R 259 eingebaut, welche entweder eine Unterkompensation, eine Überkompensation oder einen exakten Ausgleich bewirkt. Die Richtung der verbleibenden Änderung hängt dabei von der Spannung der Z-Diode ab. Eine Prüfung der Temperaturabhängigkeit des Netzteils darf nicht durch Aufheizung einzelner Teile erfolgen. Das Netzteil ist in seiner Gesamtheit temperaturstabil.

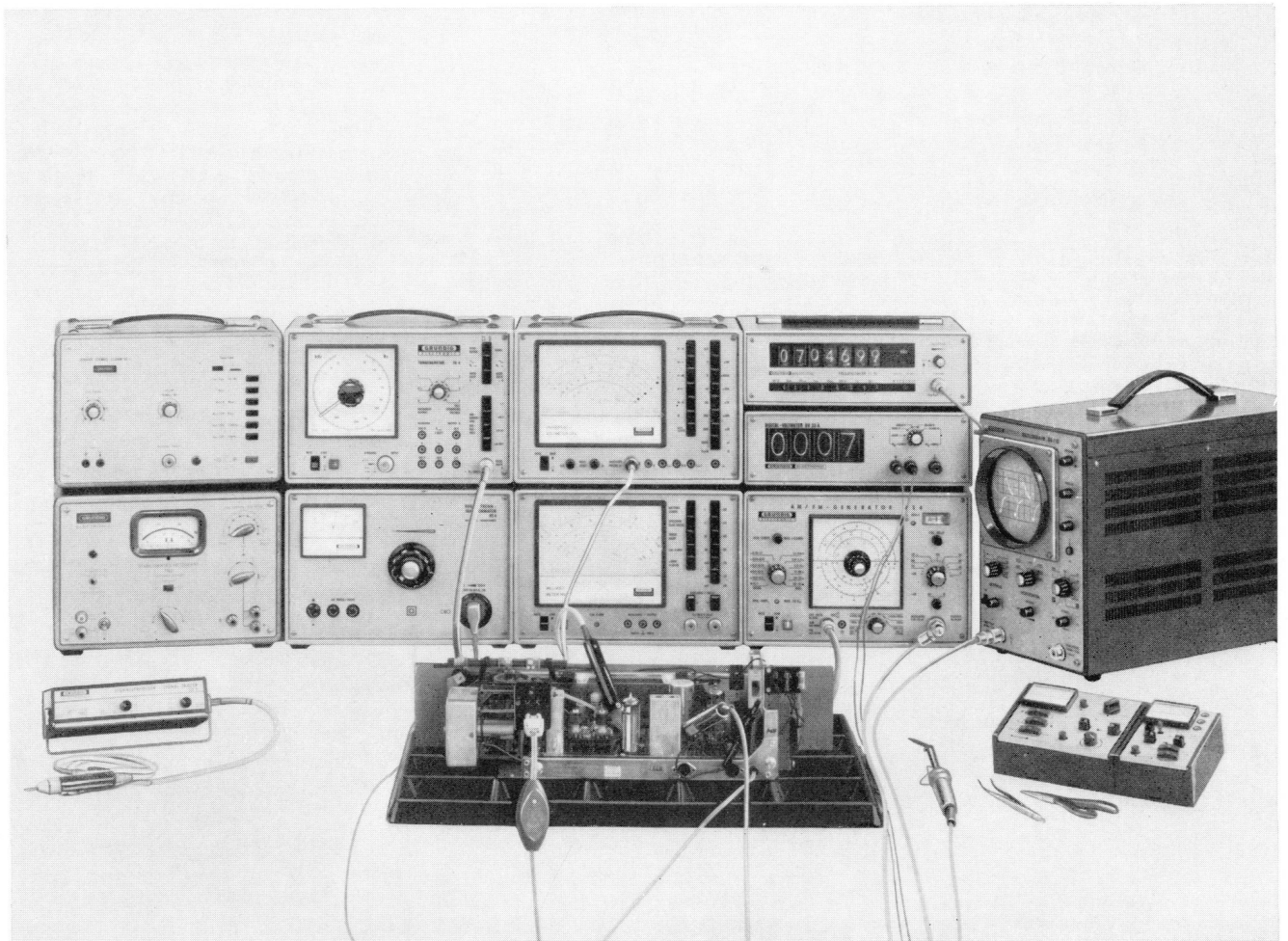
#### Reparatur und Prüfung des Supertunoscopes

Beim Versagen des Supertunoscopes kann man durch Drücken der Programmier-taste feststellen, ob allgemein die Schaltung nicht arbeitet (Lampen defekt) oder ob die Ansteuerung fehlerhaft ist. Versagt die Schaltung in beiden Stellungen der Programmier-taste und sind die Lampen in Ordnung, so verfähre man wie folgt:

Programmier-taste ungedrückt. Punkte M 4 und M 5 kurzgeschlossen. Antennenbuchse kurzgeschlossen. Es müssen jetzt die beiden roten Lampen brennen. Öffnet man jetzt die Antennenbuchsen und stellt einen starken Sender (Meßsender) ein, so müssen die roten Lampen verlöschen, und die weiße wird aufleuchten. Der Fehler muß jetzt in der verstimmungsabhängigen Ansteuerung liegen. Bleiben die Lampen hell, so ist die HF-pegelabhängige Ansteuerung defekt. Wir gehen jetzt davon aus, daß der HF-

Pegel richtig ausgewertet wird, die Verstimmungssteuerung aber defekt ist. Der Sender bleibt eingestellt, die weiße Lampe brennt. Man gibt jetzt abwechselnd auf die Elkos C 351 und C 354 eine positive Spannung von etwa 2 V. Es wird dann die weiße Lampe verlöschen und die zugehörige rote Lampe aufleuchten. Hat die positive Spannung keinerlei Wirkung oder nur in einem Kanal, so liegt der Fehler in den Triggern, welche die Lampen ansteuern. Reagieren beide Kanäle in der angegebenen Weise, so bleibt jetzt noch die Prüfung des Choppers und des Wechselstromverstärkers. Der Kurzschluß von M 4 und M 5 wird aufgehoben, das Gerät auf einen Sender eingestellt. Mit Hilfe eines Röhrenvoltmeters an M 4 und M 5 wird eine Verstimmungsspannung von + 200 mV eingestellt (siehe Schaltbild). Das Röhrenvoltmeter wird dann beidseitig wieder abgeklemmt, um Brummeinstreuungen und Fehlspannungen auszuschließen. Mit Hilfe eines Oszillographen werden die im Schaltbild angegebenen Werte geprüft. Die Ausgangsgleichspannungen an den Kondensatoren C 351 und C 354 sind mit einem Röhrenvoltmeter zu messen. An C 351 darf keine Spannung sein. Am C 354 stehen gut 1 V. Wird die Verstimmungsspannung am Eingang des Choppers negativ, so vertauschen C 351 und C 354 die Rollen. Soll nach erfolgter Reparatur die Empfindlichkeit des Verstärkers eingestellt werden, so verfähre man genau nach Abgleichanweisung und beachte, daß die Regler R 362 und R 363 voneinander abhängig sind.

U. Claassen



Ein moderner Rundfunkgeräte-Meßplatz

# Rationeller Service durch Anwendung moderner Meßgeräte

Unter dieser Überschrift bringen wir in regelmäßiger Folge Beiträge für den Service-Techniker. Diese Beiträge beschreiben die sinnvolle Anwendung von Meßgeräten und helfen, die Arbeitsleistung und die Reparaturqualität zu steigern.

Das Teuerste bei jeder Reparatur ist die Fehlerbestimmung. Sie nimmt meist ein Vielfaches der Zeit in Anspruch, die die Beseitigung des Fehlers erfordert. Daher ist das Problem der Wirtschaftlichkeit von Empfängerreparaturen in der Hauptsache eine Frage der Fehlerbestimmung.

Wirtschaftlicher Service hängt in hohem Maße ab von den theoretischen und praktischen Kenntnissen des Service-Technikers. Er muß die Arbeitsweise der zu reparierenden Geräte genau kennen, will er Erfolg haben. Daneben gilt es, zweckmäßige Service-Meßgeräte richtig anzuwenden, denn nur mit ihrer Hilfe lassen sich Reparaturen einwandfrei und wirtschaftlich ausführen. Meßgeräte sollen deshalb bei jeder Reparatur eingesetzt werden, denn nur dann lassen sich Fehlerermittlungszeiten erheblich verkürzen. Ferner empfiehlt sich das Studium von Beiträgen, die den zweckmäßigen Einsatz von Meßgeräten beschreiben.

Jeder Techniker sollte möglichst einen eigenen Meßplatz erhalten. Ständiger Austausch von Meßgeräten zwischen den einzelnen Arbeitsplätzen ist unwirtschaftlich und verhindert oft ihren Einsatz, wenn sie in dringenden und schwierigen Fällen benötigt werden. Als Folge ergeben sich verlängerte Reparaturzeiten; die Reparaturkosten steigen in Verbindung mit weniger sorgfältig ausgeführten Reparaturarbeiten, da weitere Fehler, die in ihrer Auswirkung noch nicht kritisch sind, wegen der nun längeren Arbeitszeiten nicht mehr behoben werden. Damit ist dem Kunden nicht gedient, da er das Gerät nach kurzer Zeit wieder zur Werkstatt geben muß.

Service-Meßplätze lassen sich ganz nach Bedarf und individuell zusammenstellen. Wichtig ist zu wissen, wie sich die einzelnen Meßgeräte anwenden lassen und welche Funktionsprüfungen am jeweiligen Reparaturgerät möglich sind. Praktische Anwendungsbeispiele lassen die Einsatzmöglichkeiten des Meßgerätes erkennen.

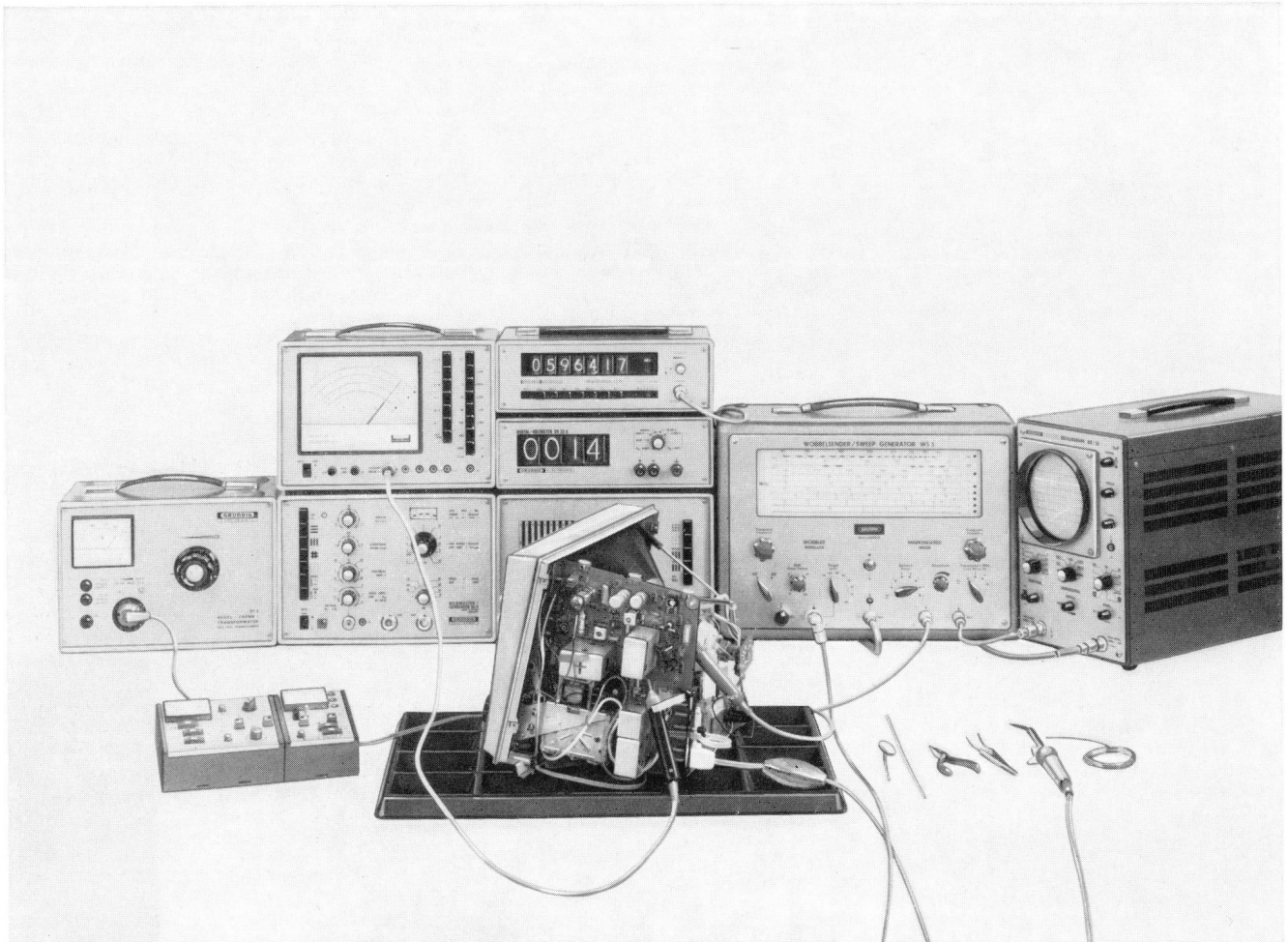
## Transistorstabilisierte Netzgeräte

Transistorstabilisierte Netzgeräte sind niederohmige Gleichspannungsquellen;

sie dienen in erster Linie zur Speisung von transistorbestückten Batterie-Geräten. Stabilisierte Niedervolt-Netzgeräte (z. B. TN 3) liefern eine elektronisch stabilisierte Gleichspannung, die sich kontinuierlich von ca. 1 ... 15 Volt einstellen läßt. Der maximal entnehmbare Strom beträgt 1 A bei allen Spannungen. Mit einem derartigen Niedervolt-Netzgerät lassen sich alle batteriebetriebenen Transistor-Reiseempfänger, Transistor-Tonbandgeräte und Transistor-Autoradios betreiben. Autoradios sollten jedoch nicht mit der vollen Ausgangsleistung betrieben werden, da ihr Strom dann 1 A übersteigt.

Größere Niederspannungs-Netzgeräte (Beispiel TN 1 und TN 2) liefern dagegen Ausgangsspannungen zwischen 0,5 ... 16 V bei einem maximalen Ausgangsstrom von 3 A. Damit lassen sich ohne Einschränkung alle batteriebetriebenen Transistor-Reise-, -Tonbandgeräte und auch -Autoradios bei voller Ausgangsleistung betreiben. Die gesamte Schaltung ist massiefrei aufgebaut, so daß sich bei Bedarf von Spannungen über 16 V mehrere Geräte in Reihe und bei Strömen über 3 A mehrere Geräte parallel schalten lassen.

(Fortsetzung auf Seite 446)



Ein moderner Fernsehgeräte-Meßplatz

# Einstell- und Reparaturpraxis an GRUNDIG Farbfernseh-Empfängern

## 3. Teil

Im ersten Teil, Heft 1/68 GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN wurde bewußt noch einmal auf die wichtigsten Punkte, die bei der Aufstellung eines Farbfernsehgerätes zu beachten sind, eingegangen. Teil 2 brachte einige Tips, die sich auf die Gesamtschaltung beziehen und Ergänzungen zu bisher schon bekannten Service-Einstell- und Abgleich-Hinweisen darstellen. Vom Teil 3 ab wird die Empfänger-Schaltung im Detail behandelt, wobei als Grundlage der Chassis-Typ T 1000 (T 1001) dient.

Teil 3 umfaßt alle Fehlermöglichkeiten an der Farbbildröhre, in der Ansteuerung mit dem Y-Signal und den Farbdifferenzsignalen, in den Farbdifferenzsignalendstufen und in der Betriebsspannungsversorgung. Der entsprechende Schaltungsauszug befindet sich auf der ausklappbaren Umschlagseite dieses Heftes.

In kurzer, tabellarischer Form sollen bei den entsprechenden Fehlern die wichtigsten Reaktionen im Schwarz-Weiß-Bild, im Farbbild, bei den Oszillogrammen und den Gleich- und Wechselspannungsmessungen gezeigt werden. Schirmbild- und Oszillogramm-Fotos dienen zur Erleichterung für das Studium dieser Tabelle und das Auffinden von Fehlern.

**Es sei betont, daß es sich hier nicht um die Aufstellung schon bekannter „Schwerpunkt-Fehler“ handelt, sondern es werden bewußt weitestgehend Fehlermöglichkeiten an allen Bauteilen in Betracht gezogen. Damit hat der Service-Techniker eine für den jeweiligen Schaltungsabschnitt nahezu lückenlose Fehleraufstellung und die Möglichkeit, u. a. wegen der kurzen Erläuterungen, nochmals die Funktionen aller dieser Schaltungsdetails kennenzulernen.**

Zu Beginn werden die Meßgeräte und Hilfsmittel, die zum Erstellen dieser Artikelserie erforderlich sind, aufgeführt. Diese Aufstellung kann auch gleichzeitig als Richtlinie für die Ausstattung eines

Farbfernseh-Meßplatzes in der Werkstatt und z. T. für den Außendienst dienen.

### 1. Farbsignalgeneratoren:

a) **Regenbogengenerator (z. B. FG 4)** mit: HF-Signal, durchstimmbare UHF-, VHF-Bereich oder beiden Bereichen Video-Signal

Umschaltmöglichkeit HF-/Video-Ausgang

Kontinuierlich oder fest einstellbare Abschwächung des Farbart-Signals und damit auch beim Regenbogenprinzip des Burstes

Regenbogensignal (Austastung evtl. abschaltbar)

Farbhilfsträgersignal

(4433618,75 Hz  $\pm$  10 Hz)

Gittermuster, Punktmuster

Einschaltbarer 5,5 MHz Tonträger

(unmoduliert oder moduliert)

Synchronisationssignale für den

Oszillographen

b) **Farbbalkengenerator** mit:

HF-Signal (durchstimmbare UHF-,

VHF-Bereich oder beide Bereiche

Video-Signal (BAS),  $\pm$  schaltbar

Umschaltmöglichkeit HF-/Video-Ausgang

Kontinuierlich oder durch Schalter abschwächerer „Burst“

Abschaltbarer Farbhilfsträger

(Frequenzgenauigkeit des FHT

$\pm$  10 Hz)

Umschaltung „NTSC — PAL“

Gittermuster, Punktmuster

Einschaltbarer Tonträger 5,5 MHz

(unmoduliert oder moduliert)

Synchronisationssignale für den

Oszillographen

2. **Wobbler (z. B. WS 3)** mit:

Frequenzbereich UHF, VHF, ZF

Markengeber: Markengeberfrequenz

ab 2 MHz (beim WS 3 zu erreichen

durch Einstellung der 2-MHz-Fest-

marken)

3. **Bildmustergenerator (z. B. SG 4):**

mit moduliertem Tonträger

### 4. Oszillograph

a) Einstrahlführung (G 7/13, G 8/13, MO 10/13) mit:

Y-Bandbreite 0 — 5 MHz, triggerbar  
Zubehör: Tastkopf mit maximal 10 pF  
Eingangskapazität und minimal  
10 M $\Omega$  Eingangswiderstand

b) Zweistrahloszillograph oder Einstrahl-  
oszillograph mit elektronischem Um-  
schalter (z. B. MO 10/13). Im übrigen  
muß er die Mindestanforderungen  
des Einstrahloszillographen samt Zu-  
behör erfüllen

### 5. Spannungmeßgerät:

Röhren- oder Transistor-Voltmeter (z.  
B. UV 4) mit geeichter Hochspan-  
nungsmeßtaste (30 kV)

### 6. Trenntransformator:

600—1000 VA, regelbare Ausgangs-  
spannung (z. B. RT 5)

### 7. Entmagnetisierungsspule

### 8. Kompaß (Polprüfer)

### 9. Lupe mit:

10- bis 20-facher Vergrößerung und  
festmontierter Beleuchtungseinrich-  
tung (aufladbare Taschenlampe)

### 10. S/W-Fernseh-Empfänger als Weißvergleichsgerät

Für die Reparatur von Farbfernsehgerä-  
ten sollte man sich allgemein folgendes  
merken:

1. Gerät bezüglich Unbuntwiedergabe  
(Schwarz-Weiß) kontrollieren.

Erst wenn eine einwandfreie Schwarz-  
Weiß-Wiedergabe gewährleistet und  
erzielt ist, dann

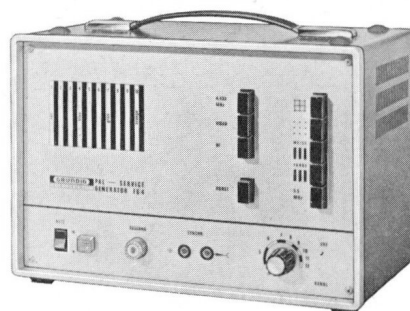
2. Farbwiedergabe prüfen.

Die weiteren Ausführungen haben diese  
Methode zum Prinzip. Außerdem werden  
bei allen Fehlerbesprechungen Farbtest-  
bilder nach **Bild 1** (Farbbalken-Norm-  
signal) oder **Bild 2** (FG 4-Signal) der  
nachfolgenden Demonstrationstafel vor-  
ausgesetzt.

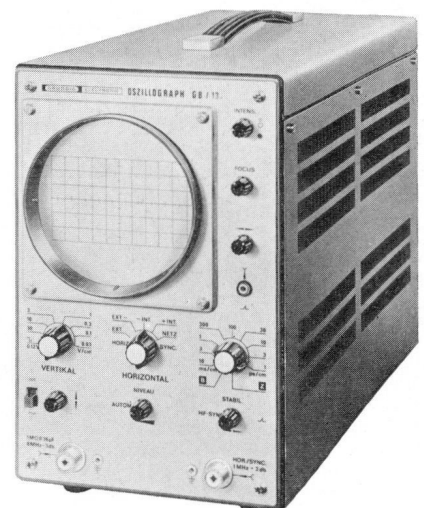
### Einige typische GRUNDIG Meßgeräte für den Farbfernseh-Service:



Regel-Trenn-Transformator RT 5



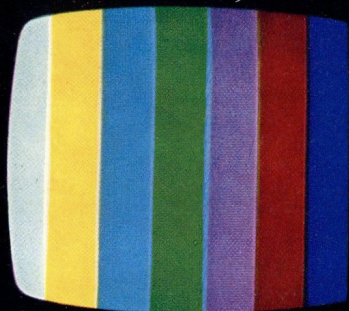
Farbsignalgeber FG 4



Breitband-Oszillograph G 8/13

Farbbalken-Signal

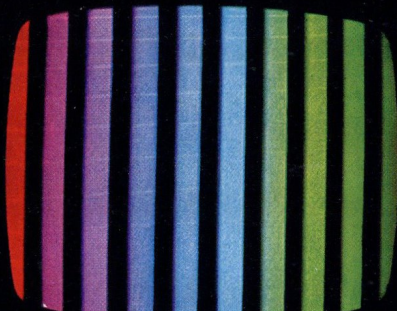
FG 4-Signal



1

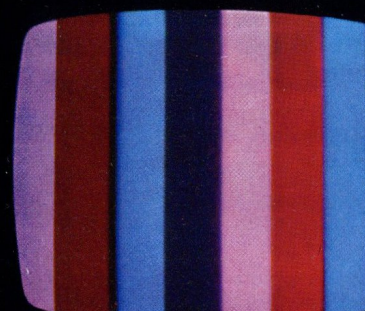
①

Einwandfreies Farbtestbild



2

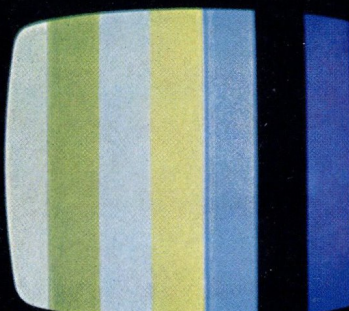
②



3

③

Fehler 2, 3, 4, 5



9

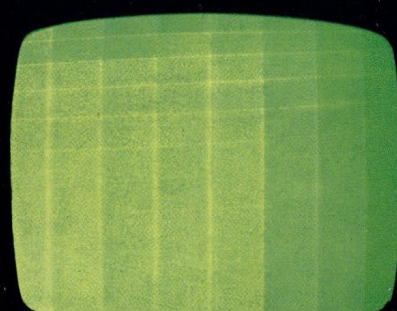
⑨

Fehler 20, 21, 22



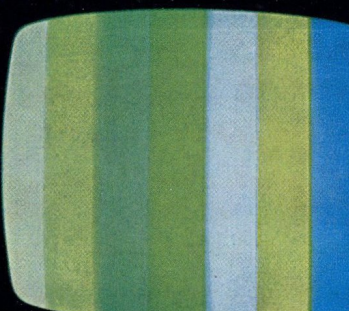
10

⑩



11

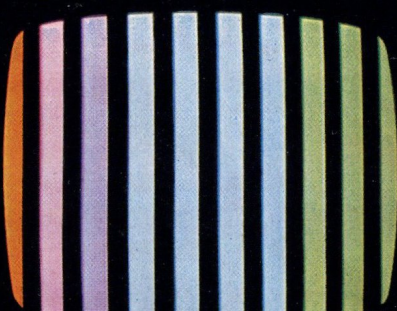
⑪



16

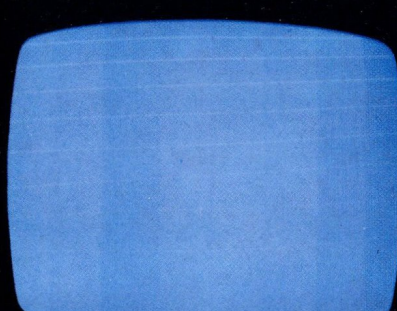
⑬

Fehler 28



17

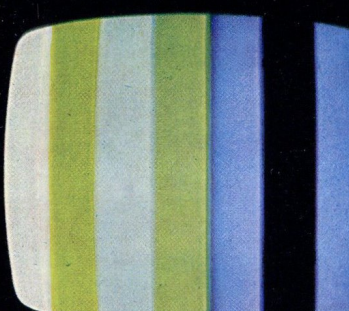
⑰



18

⑱

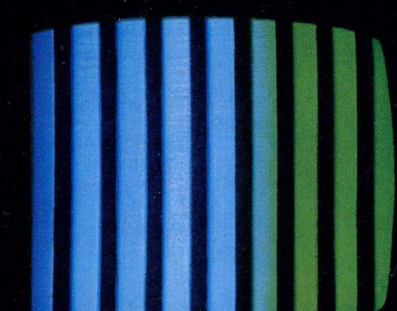
Fehler 30



24

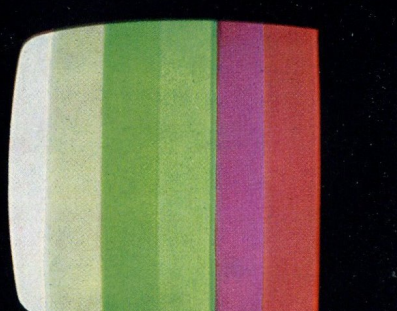
⑳

Fehler 45



25

㉑



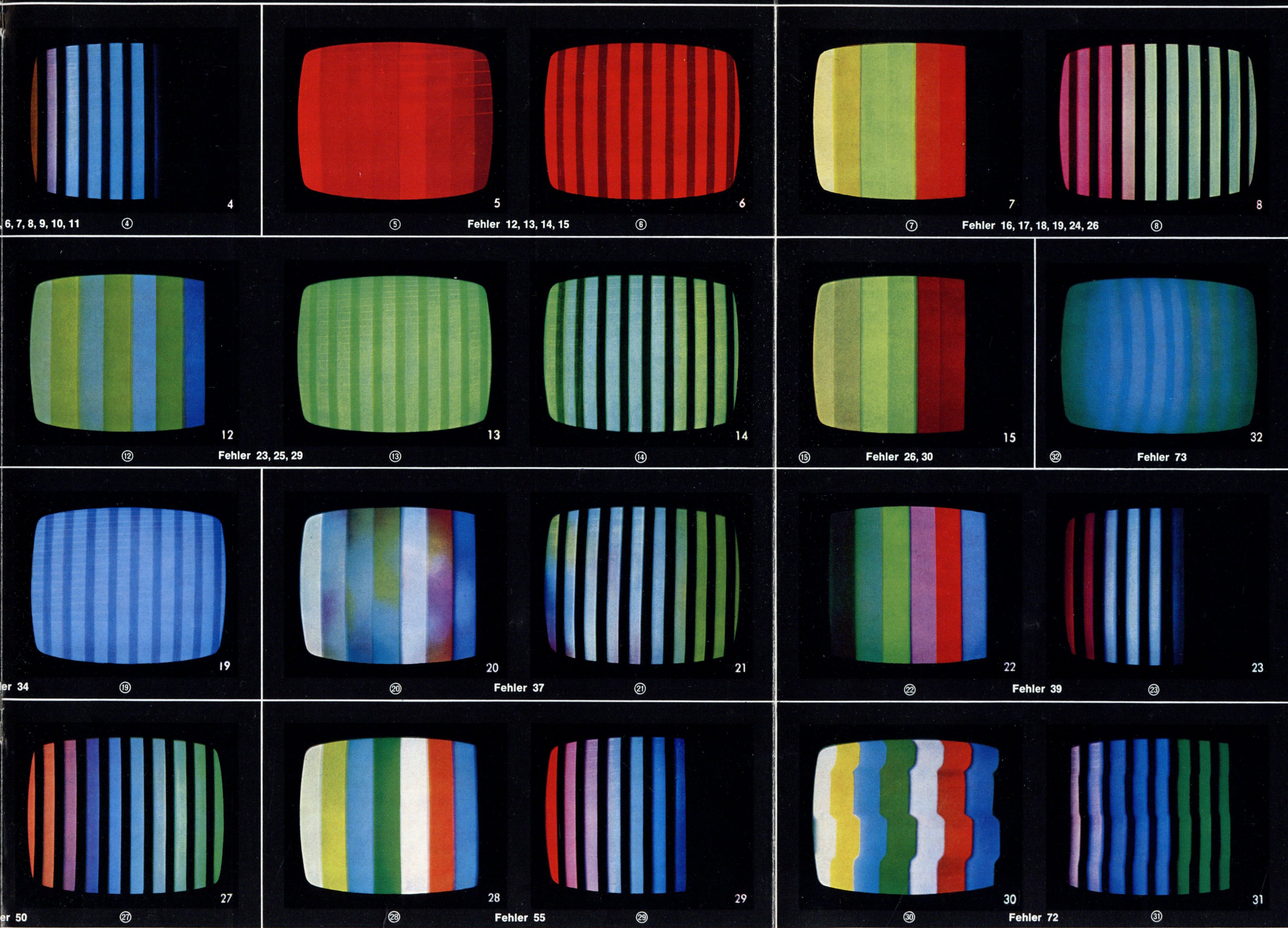
26

㉒

Fehler 46

# FARBFERNSEH-SERVICE-DEMONSTRATIONSTAFEL

Zum Beitrag  
 „Einstell- und Reparaturpraxis  
 an GRUNDIG Farbfernseh-Empfängern“  
 3. Teil von R. DÖGL und H. BOCHUM



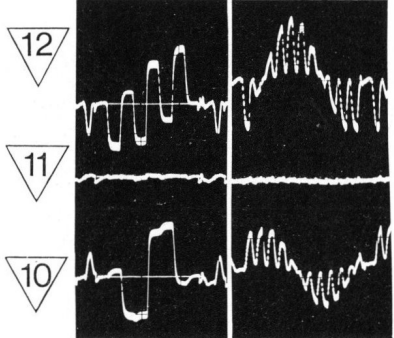
Das zu der nebenstehenden Tabelle gehörende Schaltbild der Farbdifferenz-Endstufen und Bildröhre befindet sich auf der herausklappbaren Umschlagseite dieses Heftes. Die links davon gebrachten Prinzipschaltungen über Signalverlauf und Gleichspannungsverhältnisse sollen zum grundsätzlichen Verständnis der Wirkungsweise beitragen.

Eine ausführliche Beschreibung der Schaltungstechnik des mit diesen Farbdifferenzsignal-Endstufen versehenen **GRUNDIG** Farbfernseh-Empfängers **T 1000 Color** (und Paralleltypen) brachte das Heft 4/1967 der „**GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN**“. Dort ist auch das Empfänger-Gesamtschaltbild zu finden.

Im Heft 4/1968 wird die Schaltungstechnik des **GRUNDIG T 1100 Color** (und Paralleltypen) ausführlich beschrieben.

Die Beitragsreihe „Einstell- und Reparaturpraxis an **GRUNDIG** Farbfernseh-Empfängern“ wird im übernächsten Heft — wiederum versehen mit einer großen Farbbild-Demonstrationstafel — fortgesetzt. Es werden vor allem die speziellen Farbstufen, wie **PAL-Decoder**, **Synchron-Modulatoren** etc., behandelt.

# Tabelle zur GRUNDIG Farbfernseh - Service - Demonstrationstafel

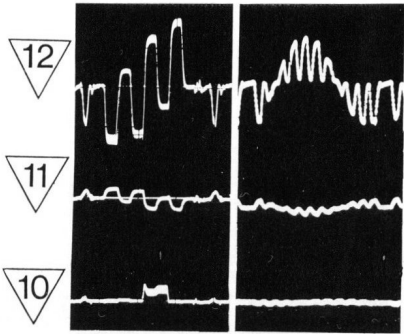
Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen																													
<p><b>1) Schwarz-Weiß-Bild</b> Feine hell-dunkel Struktur auf jeder Zeile. Struktur kann in Abhängigkeit vom Bildschirm schwanken.</p> <p><b>Farbbild</b> In den Farbflächen der gleiche Effekt u. U. schwach sichtbar</p>	<p>Osz. an <math>\nabla 8</math> (Kathode-Rot der FBR) gleicht Osz. an Anode PL 802 (Rö 2)</p>	<p>4,43 MHz Sperrkreis „a“ wirkt nicht oder ist verstimmt C 661 keine Kapazität</p> <p>Oszillogramm zeigt, daß im Y-Signal (Helligkeitstreppe) Reste des F-Signals (4,43 MHz Farbhilfsträger) vorhanden sind. Diese 4,43 MHz ergeben die Streifenstruktur</p>																													
<p><b>2) Schwarz-Weiß-Bild</b> Starker Purpurstich (weißen Balken im Testbild beachten bzw. Farbkontrast zudrehen!)</p> <p><b>Farbbild</b> Bild 3 bzw. Bild 4</p> <p>Bei vereinzelt Bildröhren mit relativ niedrigen Isolationswiderständen im System kann sich nach einigen Minuten der Purpurstich über „Unbunt“ in einen Grün-Stich verwandeln (stat. Aufladung des g2 von der Fokusspannung her)</p>	<p><math>U_{g2}</math>—Grün an <math>\nabla 14</math> fehlt bzw. ist zu gering</p>	<p>R 669 unterbrochen; an <math>\nabla 14</math> Schluß in der Funkenstrecke</p> <p>In beiden Fällen fehlen dann an <math>\nabla 14</math> die Rücklaufastimpulse (Osz. in Abb. 1)</p> <p>R 656 unterbrochen Regler „Sg“ verstellt Schleifer von „Sg“ keinen Kontakt „Sg“-Anschlüsse kalte Lötstellen</p> <p>Da <math>U_{g2}</math> für das Grünsystem der Farbbildröhre fehlt oder zu gering ist, arbeitet dieses System nicht. Die grünen Leuchtstoffpunkte werden nicht angeregt, es fehlt die „Primärfarbe Grün“. Das Ergebnis machen die Abb. 4/5 und nebenstehende Tabelle deutlich:</p> <table border="1" data-bbox="813 922 1360 1198"> <thead> <tr> <th colspan="2">Farbe</th> <th rowspan="2">Farbmischung</th> </tr> <tr> <th>richtig</th> <th>falsch</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Weiß =</td> <td>Purpur =</td> <td><b>Rot + Grün + Blau</b></td> </tr> <tr> <td>Gelb =</td> <td>Rot =</td> <td><b>Rot + Grün</b></td> </tr> <tr> <td>Cyan =</td> <td>Blau =</td> <td>Grün + <b>Blau</b></td> </tr> <tr> <td>Grün =</td> <td>dunkel =</td> <td>Grün</td> </tr> <tr> <td>Purpur =</td> <td>Purpur =</td> <td><b>Rot + Blau</b></td> </tr> <tr> <td>Rot =</td> <td>Rot =</td> <td><b>Rot</b></td> </tr> <tr> <td>Blau =</td> <td>Blau =</td> <td><b>Blau</b></td> </tr> <tr> <td>Schwarz bleibt gleich</td> <td></td> <td><b>FEHLT</b></td> </tr> </tbody> </table>	Farbe		Farbmischung	richtig	falsch	Weiß =	Purpur =	<b>Rot + Grün + Blau</b>	Gelb =	Rot =	<b>Rot + Grün</b>	Cyan =	Blau =	Grün + <b>Blau</b>	Grün =	dunkel =	Grün	Purpur =	Purpur =	<b>Rot + Blau</b>	Rot =	Rot =	<b>Rot</b>	Blau =	Blau =	<b>Blau</b>	Schwarz bleibt gleich		<b>FEHLT</b>
Farbe		Farbmischung																													
richtig	falsch																														
Weiß =	Purpur =	<b>Rot + Grün + Blau</b>																													
Gelb =	Rot =	<b>Rot + Grün</b>																													
Cyan =	Blau =	Grün + <b>Blau</b>																													
Grün =	dunkel =	Grün																													
Purpur =	Purpur =	<b>Rot + Blau</b>																													
Rot =	Rot =	<b>Rot</b>																													
Blau =	Blau =	<b>Blau</b>																													
Schwarz bleibt gleich		<b>FEHLT</b>																													
<p><b>3) Schwarz-Weiß- und Farbbild wie unter 2)</b></p>	<p><math>U_{g2}</math> an <math>\nabla 14</math> ca. - 200 V</p>	<p>C 653 hat Schluß</p> <p>Die vor C 653 stehende negative Spannung, erzeugt von D 21, gelangt an g2 Grün und sperrt praktisch das „Grün-System“</p>																													
<p><b>4) Schwarz-Weiß- und Farbbild wie unter 2)</b></p>	<p><math>U_k</math>-Grün-System (Kont. 6) ca. + 210 V</p>	<p>Schleifer des Reglers R 664 „Kg“ hat keinen Kontakt (Unterbrechung in der Druckplatte)</p> <p>Grün-System ist außer Betrieb</p>																													
<p><b>5) Schwarz-Weiß- und Farbbild wie unter 2)</b></p> <p>Osz. an <math>\nabla 11</math> (G—Y)-Signal fehlt <math>U_{g1}</math> (Rö 7) ca. -120 V <math>U_k</math> (Rö 7) ca. -120 V <math>U_a</math> an <math>\nabla 11</math> ca. -70 V</p>	<p>Farbbalken- / FG 4-Signal</p> 	<p>R 485 — Matrix-Fußpunkt-Widerstand unterbrochen</p> <p>Galvanische Verbindung zwischen g1 (Rö 7) und Kathode ist unterbrochen. Negative Vorspannung für g1 fehlt. <math>U_{g1}</math> entspricht dadurch annähernd dem Kathodenpotential, Rö 7 zieht hohen <math>I_a</math></p> <p><math>U_a</math> an <math>\nabla 11</math> fällt stark ab (von O-V-Einstellung nach negativ hin). — <math>U_a</math> gelangt an den Wehneltzylinder des Grün-Systems und sperrt dieses weitgehend. Primärfarbe „Grün“ fehlt am Bildschirm</p> <p>Außerdem kann kein (G—Y)-Signal entstehen, da der Matrix-Fußpunktwiderstand fehlt</p>																													

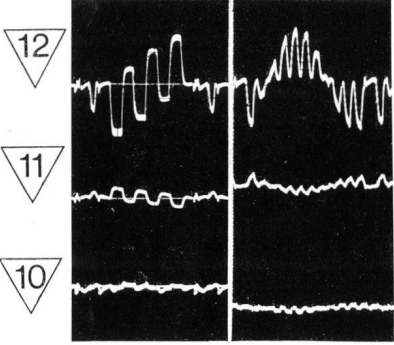
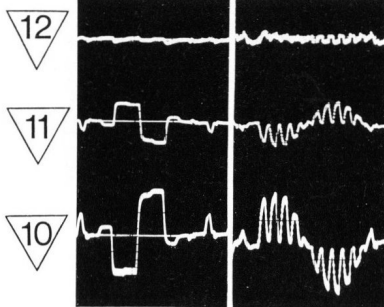
\*) Oszillogramme und Spannungen werden nur aufgeführt, wenn Abweichungen von den Sollwerten (siehe Schaltbild auf der Umschlag-Ausklappseite) gegeben sind. Die Spannungsangaben sind Zirka-Werte und können in der Praxis natürlich davon abweichen. Sie sollen in erster Linie die Tendenz der Veränderung zeigen. Bei den Anodenspannungsangaben für die Farbendstufen wurde von der O-V-Einstellung ausgegangen. Diese frühere Einstellung wurde inzwischen geändert auf ca. 10 V, das ist dann entsprechend zu berücksichtigen.

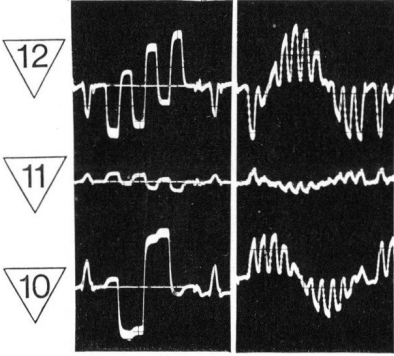
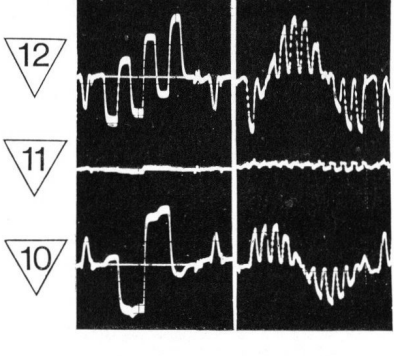
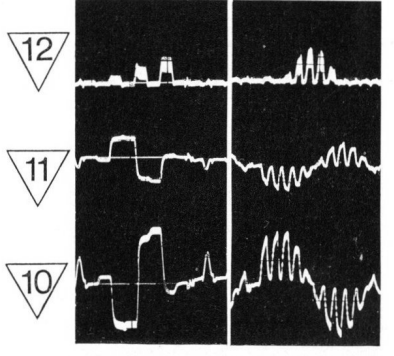
\*\*) Der Hinweis „R . . . unterbrochen“ (oder C . . . keine Kapazität) bedeutet gleichzeitig: hochohmig, kalte Lötstelle oder Zuleitung unterbrochen (Leiterbahn auf der Druckplatte, Haarriß).

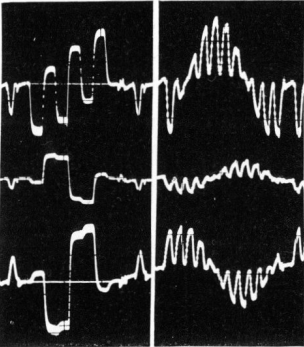
Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
6) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 2)	Osz. wie unter 5) $U_a$ an $\nabla_{11}$ ca. $-150$ V	R 481 (Arbeitswiderstand) unterbrochen Rö 7 hat a-g3-Schluß Wenn Rö 7 in Ordnung, gelangen über ihren $R_i$ die $-150$ V an die Anode und damit an g1-Grün-System. Das Grün-System wird gesperrt Bei a-g3-Schluß dominieren an $\nabla_{11}$ die $-150$ V
7) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 2)	Osz. wie unter 5) $U_a$ an $\nabla_{11}$ ca. $-75$ V	Rö 7 hat g1-k-Schluß Durch diesen Schluß steigt der Anodenstrom in Rö 7. $U_a$ an $\nabla_{11}$ wird deshalb negativ (Normaleinstellung $U_a=0$ bis $+10$ V) Die negative Spannung gelangt wieder über R 487 an g1-Grün-System und sperrt dieses
8) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 2)	Osz. wie unter 5) $U_a$ an $\nabla_{11}$ ca. $-90$ V	g1 von Rö 7 ist ab Rö 7 zieht viel Anodenstrom, weil das Steuergitter „in der Luft“ hängt. $R_i$ ist dadurch sehr gering, und an $\nabla_{11}$ stellt sich eine negative Spannung ein
9) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Purpur-Stich <b>Farbbild</b> (ähnlich wie unter 2) Weiß = Purpur Gelb = Rot Cyan = Dunkelgrün Purpur } Rot } = unverändert Blau }	$U_a$ an $\nabla_{12}$ ca. $+45$ V $U_a$ an $\nabla_{10}$ ca. $+40$ V $U_a$ an $\nabla_{11}$ ca. $-25$ V	R 424 unterbrochen Dadurch verändert sich die Arbeitspunkt-einstellung für Rö 6 und Rö 8 $U_{g1}$ entsteht nur noch an den Kathodenwiderständen und ist etwas negativer gegenüber dem Normalbetrieb. Dadurch steigt $U_a$ an $\nabla_{10}$ und $\nabla_{12}$ . Das hat positivere $U_{g1}$ der Rö 7 zur Folge. $U_a$ an $\nabla_{11}$ sinkt (wird negativer), Grün-System der FBR wird zurückgeregelt, dadurch sind zu wenig Grün-Anteile im Bild
10) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 9) (ähnlich wie unter 2)	„U“ an Schleifer des Farbtonreglers „FT“ fehlt „U“ an $\nabla_{13}$ und $\nabla_{15}$ entspricht ca. $U_{Boo}$ an $\nabla_2$	Schleifer des „FT“-Reglers keinen Kontakt (Unterbrechung in der Zuleitung u. ä.) Für Regler „Sg“ gilt Normalzustand. „Sr“ und „Sb“ dagegen liegen einseitig an $U_{Boo}$ $\nabla_2$ . Dadurch haben die Systeme „Blau“ und „Rot“ wesentlich höheren Strahlstrom gegenüber „Grün“. Am Bildschirm ergibt sich der „Purpur-Stich“
11) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Purpur-Stich <b>Farbbild</b> (ähnlich wie unter 2) Weiß = Purpureinfärbung Gelb = rötlich Cyan = bläulich Grün = dunkler Purpur } Rot } = praktisch unverändert Blau }		Regler „Kg“ völlig verstellt (Rechtsanschlag)
12) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Starker Rotstich <b>Bild 5 bzw. Bild 6</b>	Osz. an $\nabla_{12}$ (B—Y) } $\nabla_{11}$ (G—Y) } sehr klein $\nabla_{10}$ (R—Y) } FBAS an $\nabla_a$ (Video-Diode D 2) stark zurückgeregelt $U_a$ $\nabla_{11}$ ca. $-65$ V $U_a$ $\nabla_{10}$ ca. $+130$ V	Rö 8 Kathode ab R 595 (Kathodenwiderstand Rö 8) unterbrochen Rö 8 hat f-k-Schluß oder C 591 hat Schluß (dadurch verbrennt R 595) Rö 8: g2 oder Anodenanschluß ab Rö 8: g3-g2 Schluß g2-g1 Schluß (R 595 verbrennt) Rö 8 arbeitet nicht. $U_a$ an $\nabla_{10}$ wird stark positiv ( $I_a$ fehlt)

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen																													
		<p>g1 des Rot-Systems (FBR) erhält zusätzlich ca. +130 V und ist damit stark aufgeregelt (hoher <math>I_s</math>-Rot)</p> <p>Rot überwiegt am Bildschirm</p> <p>Der hohe Strahlstrom des Rot-Systems regelt über die PL 509 (Rö 14) und den Begrenzertransistor Tr 23 den Empfangsteil herunter. Dadurch haben FBAS-Signal und demzufolge F-Signal nur sehr geringe Spannung.</p> <p>Das Grün-System ist dagegen zugeregelt, da an den Wehnelt die negative Spannung <math>U_a \nabla_{11}</math> gelangt</p> <p><math>U_a \nabla_{11}</math> wird negativ, da g1 Rö 7 über Matrixwiderstand R 486 positive Spannung erhält, die einen hohen Anodenstrom in der Röhre und damit den hohen Spannungsabfall an der Anode zur Folge hat</p>																													
<p>13) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 12)</p>	<p>Osz. wie unter 12)</p> <p><math>U_a \nabla_{10}</math> ca. +135 V</p> <p><math>U_a \nabla_{11}</math> ca. -50 V</p>	<p>Verbindung „Service-Schalter“ (Kontakte S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub>, S<sub>4</sub>) zu g2 Rö 8 unterbrochen</p> <p>g2 in Rö 8 ab</p> <p>Service-Schalter S<sub>3</sub> — S<sub>4</sub> schließt nicht</p> <p>In diesen Fällen fehlt <math>U_{g2}</math>-Spannung, Rö 8 arbeitet nicht</p> <p>Das weitere spielt sich wie unter 12) ab</p>																													
<p>14) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Rot-Stich, (FT-Regler reagiert einseitig)</p> <p><b>Farbbild</b> Rot-Stich überlagert sich den einzelnen Farben (Gelb und Purpur ist rötlich eingefärbt, Rot ist intensiver)</p>	<p><math>U</math> an <math>\nabla_{13}</math> (g2-Rot/FBR) verändert sich beim Betätigen des Reglers „Sr“ praktisch nicht</p>	<p>Verbindung „FT-Regler“ zu Regler „Sr“ unterbrochen</p> <p>g2-Rotsystem liegt über R 668, R 654, Reglerwiderstand und R 653 an <math>U_{Boo} \nabla_{27}</math></p> <p><math>U_{g2}</math>-Rotsystem ist gegenüber den beiden anderen höher, das ergibt höheren <math>I_s</math>-Rot</p> <p>Die Farbe „Rot“ überwiegt am Bildschirm</p>																													
<p>15) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Rot-Purpur-Stich</p> <p><b>Farbbild</b> (ähnlich wie unter 14)</p>	<p><math>U_a \nabla_{10}</math> ca. +30 V</p> <p><math>U_a \nabla_{12}</math> ca. +8 V</p> <p><math>U_a \nabla_{11}</math> ca. -15 V</p>	<p>C 432 (Elko) hat Schluß</p> <p>Dadurch verändert sich als Folge die Arbeitspunkt-Einstellung für alle drei Farbendrüsen; zu erkennen an den verschiedenen Anodenspannungen, die sich ergeben</p> <p>Hat C 432 keine Kapazität, erkennt man im SW-Bild einen leichten rötlichen Brumm, der im Farbbild kaum auffällt</p>																													
<p>16) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Starker Gelb-Stich</p> <p><b>Farbbild</b> <b>Bild 7</b> bzw. <b>Bild 8</b></p>	<p><math>U_{g2}</math>-Blau an <math>\nabla_{15}</math> fehlt bzw. ist zu gering</p>	<p>R 667 unterbrochen</p> <p>An <math>\nabla_{15}</math> Schluß in der Funkenstrecke</p> <p>In beiden Fällen fehlen dann die Rücklauf-austastimpulse (richtiges Osz. in Abb. 1)</p> <p>R 661 unterbrochen</p> <p>Regler „Sb“ verstellt</p> <p>Schleifer von „Sb“ keinen Kontakt</p> <p>„Sb“-Anschlüsse kalte Lötstellen</p> <p>Durch fehlende oder zu geringe <math>U_{g2}</math> des Blau-Systems arbeitet dieses System der FBR nicht. Am Bildschirm fehlt die Primärfarbe „Blau“.</p> <table border="1" data-bbox="847 1769 1401 2038"> <thead> <tr> <th colspan="2">Farbe</th> <th rowspan="2">Farbmischung</th> <th rowspan="2"></th> </tr> <tr> <th>falsch</th> <th>richtig</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Weiß =</td> <td>Gelb =</td> <td><b>Rot + Grün</b> + Blau</td> <td rowspan="6" style="writing-mode: vertical-rl; text-orientation: mixed;">F E H L T</td> </tr> <tr> <td>Gelb =</td> <td>Gelb =</td> <td><b>Rot + Grün</b></td> </tr> <tr> <td>Cyan =</td> <td>Grün =</td> <td><b>Grün</b> + Blau</td> </tr> <tr> <td>Grün =</td> <td>Grün =</td> <td><b>Grün</b></td> </tr> <tr> <td>Purpur =</td> <td>Rot =</td> <td><b>Rot</b> + Blau</td> </tr> <tr> <td>Rot =</td> <td>Rot =</td> <td><b>Rot</b></td> </tr> <tr> <td>Blau =</td> <td>dunkel =</td> <td>Blau</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>	Farbe		Farbmischung		falsch	richtig	Weiß =	Gelb =	<b>Rot + Grün</b> + Blau	F E H L T	Gelb =	Gelb =	<b>Rot + Grün</b>	Cyan =	Grün =	<b>Grün</b> + Blau	Grün =	Grün =	<b>Grün</b>	Purpur =	Rot =	<b>Rot</b> + Blau	Rot =	Rot =	<b>Rot</b>	Blau =	dunkel =	Blau	
Farbe		Farbmischung																													
falsch	richtig																														
Weiß =	Gelb =	<b>Rot + Grün</b> + Blau	F E H L T																												
Gelb =	Gelb =	<b>Rot + Grün</b>																													
Cyan =	Grün =	<b>Grün</b> + Blau																													
Grün =	Grün =	<b>Grün</b>																													
Purpur =	Rot =	<b>Rot</b> + Blau																													
Rot =	Rot =	<b>Rot</b>																													
Blau =	dunkel =	Blau																													

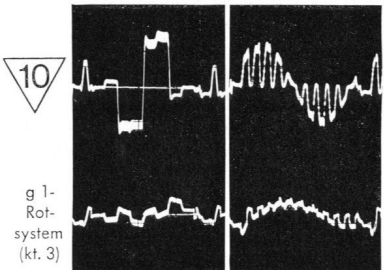
Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen																																												
17) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 16)	U <sub>k</sub> -Blau ca. +200 V (kont. 11 der Bildröhrenfassung)	Schleifer des Reglers „Kb“ keinen Kontakt Unterbrechung zwischen Schleifer „Kb“ und Kathoden-Anschluß 11 <i>Das Blau-System arbeitet nicht</i>																																												
18) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 16)	U <sub>g2</sub> an $\nabla 15$ ca. -200 V	C 651 hat Schluß <i>Die vor C 651 stehende negative Spannung — erzeugt von D 21 — gelangt an g2-Blau und sperrt praktisch das Blau-System</i>																																												
19) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 16)	Osz. wie unter 26) (R—Y) an $\nabla 10$ Sollwert (B—Y)-Anteile an $\nabla 11$ fehlen (B—Y) an $\nabla 12$ fehlt U <sub>a</sub> $\nabla 10$ ca. +3 V U <sub>a</sub> $\nabla 11$ ca. +22 V U <sub>a</sub> $\nabla 12$ ca. -100 V	R 426 unterbrochen g1 in Rö 6 ab <i>g1 der Rö 6 wird nicht mehr angesteuert, außerdem fehlt die galvanische Verbindung zur Kathode</i> <i>Aus den sich einstellenden Anodenspannungen und Signalen läßt sich die Fehlererscheinung am Bildschirm ableiten</i>																																												
20) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Starker „Cyan-Stich“ <b>Farbbild</b> <b>Bild 9</b> bzw. <b>Bild 10</b>	U <sub>g2</sub> -Rot an $\nabla 13$ fehlt bzw. ist zu gering	R 668 unterbrochen An $\nabla 13$ Schluß in der Funkenstrecke <i>In beiden Fällen fehlen dann an <math>\nabla 13</math> die Rücklaufaustastimpulse (richtiges Osz. in Abb. 1)</i> R 654 unterbrochen Regler „Sr“ verstellt Schleifer des „Sr“ keinen Kontakt „Sr“-Anschlüsse kalte Lötstellen  <i>Da U<sub>g2</sub>-Rot fehlt, arbeitet das Rot-System nicht. Primärfarbe „Rot“ fehlt am Bildschirm.</i> Ergebnis: <table border="1" data-bbox="863 1144 1418 1402"> <thead> <tr> <th colspan="2"></th> <th colspan="2">Farbe</th> <th rowspan="2">Farbmischung</th> </tr> <tr> <th colspan="2"></th> <th>richtig</th> <th>falsch</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Weiß</td> <td>=</td> <td>Cyan</td> <td>=</td> <td>Rot + <b>Grün</b> + <b>Blau</b></td> </tr> <tr> <td>Gelb</td> <td>=</td> <td>Grün</td> <td>=</td> <td>Rot + <b>Grün</b></td> </tr> <tr> <td>Cyan</td> <td>=</td> <td>Cyan</td> <td>=</td> <td><b>Grün</b> + <b>Blau</b></td> </tr> <tr> <td>Grün</td> <td>=</td> <td>Grün</td> <td>=</td> <td><b>Grün</b></td> </tr> <tr> <td>Purpur</td> <td>=</td> <td>Blau</td> <td>=</td> <td>Rot + <b>Blau</b></td> </tr> <tr> <td>Rot</td> <td>=</td> <td>dunkel</td> <td>=</td> <td>Rot</td> </tr> <tr> <td>Blau</td> <td>=</td> <td>Blau</td> <td>=</td> <td><b>Blau</b></td> </tr> </tbody> </table>			Farbe		Farbmischung			richtig	falsch	Weiß	=	Cyan	=	Rot + <b>Grün</b> + <b>Blau</b>	Gelb	=	Grün	=	Rot + <b>Grün</b>	Cyan	=	Cyan	=	<b>Grün</b> + <b>Blau</b>	Grün	=	Grün	=	<b>Grün</b>	Purpur	=	Blau	=	Rot + <b>Blau</b>	Rot	=	dunkel	=	Rot	Blau	=	Blau	=	<b>Blau</b>
		Farbe		Farbmischung																																										
		richtig	falsch																																											
Weiß	=	Cyan	=	Rot + <b>Grün</b> + <b>Blau</b>																																										
Gelb	=	Grün	=	Rot + <b>Grün</b>																																										
Cyan	=	Cyan	=	<b>Grün</b> + <b>Blau</b>																																										
Grün	=	Grün	=	<b>Grün</b>																																										
Purpur	=	Blau	=	Rot + <b>Blau</b>																																										
Rot	=	dunkel	=	Rot																																										
Blau	=	Blau	=	<b>Blau</b>																																										
21) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Cyanstich wie unter 20) <b>Farbbild</b> Nach längerer Betriebszeit wie unter 20)	 <p>(B—Y) in Ordnung. Im (G—Y) fehlt der (R—Y)-Anteil. (R—Y) wie einweggerichtet und in der Amplitude zu klein. Diese Oszillogramme zeigen sich sofort, wenn durch Messung am Gitter die dort sonst noch länger stehende Ladung abgebaut wurde</p> <p>U<sub>a</sub> an <math>\nabla 10</math> ca. -40 V U<sub>a</sub> an <math>\nabla 11</math> ca. +17 V</p>	Schleifer des A <sub>r</sub> -Reglers hat keinen Kontakt <i>Damit fehlt die Verbindung g1-Kathode der Röhre 8. g1 lädt sich allmählich negativ auf. Dieser Vorgang dauert jedoch sehr lange, weil über C 432 die Schleiferspannung über eine große Zeitkonstante erhalten bleibt</i>																																												

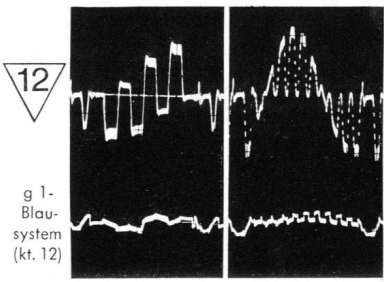
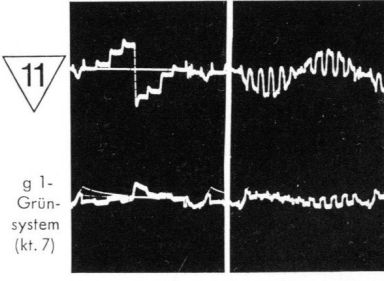
Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
22) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 20)	$U_{g2}$ an $\nabla_{13}$ ca. $-200$ V	C 652 hat Schluß Die von D 21 erzeugte negative Spannung gelangt an g2-Rot und sperrt praktisch das Rot-System
23) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Starker Grün-Stich <b>Bild 11</b> bzw. <b>Bild 12</b> <b>Bild 13</b> bzw. <b>Bild 14</b>	 <p>(R—Y)-Signal an <math>\nabla_{10}</math> fehlt (R—Y)-Anteile [<math>-0,51</math> (R—Y)] an <math>\nabla_{11}</math> fehlen <math>U_a</math> <math>\nabla_{10}</math> ca. <math>-150</math> V <math>U_a</math> <math>\nabla_{11}</math> ca. <math>+80</math> V</p>	R 596 (Arbeitswiderstand R $\bar{0}$ 8) unterbrochen a-g3-Schluß in R $\bar{0}$ 8 +E-Spannung über R 596 an Anode R $\bar{0}$ 8 $\nabla_{10}$ fehlt Es stehen nur die $-150$ V über den Kathodenwiderstand und Innenwiderstand der R $\bar{0}$ 8 an der Anode $\nabla_{10}$ und damit am Wehnelt des Rot-Systems Bei g3-a-Schluß überwiegen an $\nabla_{10}$ die $-150$ V bei weitem Diese negative Spannung sperrt das Rot-System. Am Bildschirm fehlt die Primärfarbe „Rot“ Von den $-150$ V an $\nabla_{10}$ gelangt über die Matrix ein entsprechender Anteil auf g1 der R $\bar{0}$ 7 [(G—Y)-Endröhre], welche dadurch ebenfalls gesperrt wird. An deren Anode $\nabla_{11}$ steigt die Spannung ins Positive und damit auch an g1-Grün-System. Dieses wird aufgeregelt. Die Farbe „Grün“ herrscht am Bildschirm vor
24) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> wie unter 23) <b>Farbbild</b> ähnlich wie unter 16) nur grünlicher	Osz. wie unter 26) $\nabla_{12}$ (B—Y) fehlt $\nabla_{11}$ (B—Y)-Anteile fehlen $U_a$ an $\nabla_{12}$ ca. $-60$ V $U_a$ an $\nabla_{11}$ ca. $+37$ V	R $\bar{0}$ 6 hat g1-k-Schluß Dadurch werden sowohl $-U_{g1}$ als auch das Steuersignal $-(B—Y)$ kurzgeschlossen $I_a$ der R $\bar{0}$ 6 steigt und läßt $U_a$ negativ werden. Das Blau-System der FBR wird zurückgeregelt Über die Matrix (R 431) gelangt ein entsprechender Anteil der $-U_a$ an g1 R $\bar{0}$ 7, welcher deren $U_a$ positiv werden läßt und damit das Grün-System der FBR aufregelt Blau fehlt, Rot bleibt normal, Grün überwiegt — das ergibt die Fehlererscheinung am Bildschirm
25) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 23)	Osz. entsprechen denen unter 23) $U_a$ $\nabla_{10}$ ca. $-100$ V $U_a$ $\nabla_{11}$ ca. $+50$ V	R 594 unterbrochen g1 in R $\bar{0}$ 8 ab g1 der R $\bar{0}$ 8 wird nicht mehr angesteuert und hat außerdem keine galvanische Verbindung zur Kathode mehr Aus den sich einstellenden Anodenspannungen an $\nabla_{10}$ und $\nabla_{11}$ läßt sich wieder die Fehlererscheinung am Bildschirm ableiten
26) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> wie unter 23) <b>Farbbild</b> <b>Bild 15</b> FG-4-Signal ähnlich wie unter 16)	 <p>(B—Y)-Signal an <math>\nabla_{12}</math> fehlt (B—Y)-Anteile an <math>\nabla_{11}</math> fehlen <math>U_a</math> <math>\nabla_{12}</math> ca. <math>-150</math> V <math>U_a</math> <math>\nabla_{11}</math> ca. <math>+40</math> V</p>	R 425 unterbrochen R $\bar{0}$ 6 hat a-g3-Schluß +E-Spannung über R 425 an Anode R $\bar{0}$ 6 $\nabla_{12}$ fehlt Die weiteren Vorgänge spielen sich, auf die (B—Y)-Endstufe bezogen, wie unter 23) ab

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
27) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 23)	Osz. wie unter 23) $U_a$ an $\nabla_{10}$ ca. $-75$ V $U_a$ an $\nabla_{11}$ ca. $+60$ V	Rö 8 hat g1-k-Schlufß Durch den g1-k-Schlufß steigt der Anodenstrom in Rö 8, und die O-V-Einstellung an $\nabla_{10}$ verschiebt sich wegen des größeren Spannungsabfalls über R 596 zu negativen Werten. Über R 486 (Matrix) wird die Spannung an $\nabla_{11}$ und damit an g1-Grün-System der Farbbildröhre positiv
28) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> wie unter 23) <b>Farbbild</b> Bild 16 bzw. Bild 17	 <p>(R-Y)-Anteile [-0,51 (R-Y)] an <math>\nabla_{11}</math> fehlen <math>U_a</math> <math>\nabla_{11}</math> ca. <math>+70</math> V</p>	R 486 (Matrix-Widerstand) unterbrochen Dadurch ändert sich neben der Ansteuerung auch die g1-Spannung der Rö 7 (Arbeitspunkt) Rö 7 wird etwas zugeregelt. Die Anodenspannung an $\nabla_{11}$ wird demzufolge positiv, das Grün-System der FBR aufgeregelt, die Farbe Grün am Bildschirm überwiegt
29) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 23)	 <p>(G-Y)-Signal an <math>\nabla_{11}</math> fehlt <math>U_a</math> <math>\nabla_{11}</math> ca. <math>+150</math> V</p>	R 484 unterbrochen oder durch g2-g1, g2-g3-Schlufß in Rö 7 verbrannt Kathodenanschluß in Rö 7 ab Durch fehlenden Kathodenwiderstand (R 484) liegt in der Kathodenleitung nur noch der Regler „Ag“ (1 k $\Omega$ ). Der Spannungsabfall an diesem Widerstand ist so hoch, daß Rö 7 gesperrt wird. Dadurch die ca. $+150$ V (+E-Spannung) an der Anode und entsprechend am g1 des Grünsystems
30) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> wie unter 23) <b>Farbbild</b> Nach kurzer Zeit wie unter 26)	 <p>(B-Y)-Signal an <math>\nabla_{12}</math> weicht vom Sollwert stark ab (B-Y)-Anteile an <math>\nabla_{11}</math> fehlen praktisch <math>U_a</math> an <math>\nabla_{12}</math> ca. <math>-100</math> V <math>U_a</math> an <math>\nabla_{11}</math> ca. <math>+30</math> V</p>	Schleifer des „Ab“-Reglers hat keinen Kontakt Verbindung g1-k (Rö 6) ist unterbrochen. g1 lädt sich negativ auf Nach kurzer Zeit stellt sich bei normaler Farbbild- und SW-Einstellung der gezeigte Zustand (Osz.) ein Dabei erkennt man im Farbbild ein langsam durchlaufendes leichtes Farbbrommen auf Grund des hochliegenden g1 Rö 6 Dreht man dann den Farbkontrast voll auf (Übersteuerung), verschwindet das Bild u. U. fast und der Bildschirm wird „Blau“

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
<p>31) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Leichter Grün-Stich</p> <p><b>Farbbild</b> Grünstich überlagert sich den einzelnen Farben</p>	 <p>(B-Y)-Anteile [-0,19 (B-Y)] an <math>\nabla_{11}</math> fehlen <math>U_a \nabla_{11}</math> ca. +20 V</p>	<p>R 431 (Matrix-Widerstand) unterbrochen</p> <p>Der weitere Ablauf der Vorgänge ist bereits unter 28) erläutert</p>
<p>32) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 31)</p>	<p><math>U_a \nabla_{11}</math> ca. +15 V</p>	<p>R 490 (Varistor) unterbrochen</p> <p>Das ergibt eine geringe Arbeitspunktverlagerung für R<sub>ö</sub> 7</p>
<p>33) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Grünes Raster (mit Rückläufen), ganz schwacher Bildinhalt</p>	<p>Osz.: Signale an <math>\nabla_a</math>, <math>\nabla_{10}</math>, <math>\nabla_{11}</math> und <math>\nabla_{12}</math> ganz schwach <math>U_a \nabla_{11}</math> ca. +150 V</p>	<p>Anodenschluß oder Schirmgitteranschluß in R<sub>ö</sub> 7 ab. Kein Anodenstrom</p> <p><math>R_1</math> von R<sub>ö</sub> 7 sehr groß Die +150 V von <math>\nabla_{11}</math> gelangen an g1-Grün der Farbbildröhre</p> <p>Über die Strahlstrombegrenzung wird an <math>\nabla_a</math> das FBAS-Signal stark reduziert</p>
<p>34 <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> völlig blau (Unter Umständen sind die Rot- und Purpur-Balken schwach zu erkennen)</p> <p><b>Bild 18 bzw. Bild 19</b></p>	<p>Osz.: Signale an <math>\nabla_a</math>, <math>\nabla_{10}</math>, <math>\nabla_{11}</math> und <math>\nabla_{12}</math> schwach <math>U_a</math> an <math>\nabla_{12}</math> ca. +140 V <math>U_a</math> an <math>\nabla_{11}</math> ca. -20 V</p>	<p>R<sub>ö</sub> 6 Kathode ab R 427 (Kathodenwiderstand R<sub>ö</sub> 6) unterbrochen oder durch g2-g1, g2-g3-Schluß verbrannt</p> <p>R<sub>ö</sub> 6 Anode oder Schirmgitter ab C 431 hat Schluß, R<sub>ö</sub> 6 hat f-k-Schluß (R 427 verbrennt)</p> <p>Die an Anode <math>\nabla_{12}</math> stehende positive Spannung regelt das Blau-System der Farbbildröhre voll auf</p> <p>Durch den hohen Strahlstrom spricht der Begrenzertransistor an, und der Empfangsteil wird weitgehend zugeregelt (kleines FBAS-Signal, daher die nur schwachen Bildkonturen)</p>
<p>35) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Blaustich (FT-Regler reagiert einseitig, „Sb“-Regler keine Reaktion)</p> <p><b>Farbbild</b> Blau-Stich überlagert sich den Farben „Cyan und Purpur“ z. B. sind zu bläulich</p>	<p><math>U_{g2}</math>-Blau an <math>\nabla_{15}</math> verändert sich nahezu nicht bei Einstellung von „Sb“</p>	<p>Verbindung „FT“-Regler zu „Sb“-Regler unterbrochen</p> <p><math>g_2</math> des Blau-Systems erhält zu hohe Spannung, der Strahlstrom im Blau-System steigt. Blau überwiegt am Bildschirm</p>
<p>36) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Keine Schärfe (Fokussierung)</p>	<p>Zeilenrückschlagimpulse an GL 2 können fehlen</p> <p><math>U_{Fok.}</math> (ca. 5 kV) an Kontakt 9 der Bildröhrensockelfassung fehlt bzw. ist zu gering</p>	<p>R 671 unterbrochen C 643 keine Kapazität R 642 unterbrochen GL 2 defekt Impulse am Schärfe regler „S“ oder an „GL 2“ fehlen Schleifer von „S“ hat keinen Kontakt Zuleitung zum Kontakt 9 unterbrochen Glimmlampenschutz KA 6 hat Gas Bildröhrenfehler</p>


Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen																
<p>37) <b>Schwarz- Weiß- und Farbbild</b> Farbunreinheiten werden durch automatische Entmagnetisierung nicht mehr beseitigt <b>Bild 20</b> bzw. <b>Bild 21</b></p>	<p><math>U_{Rest}</math> (ca. 6 V) an R 673 fehlt <math>U_{Rest}</math> an R 673 zu hoch (ca. 220 V)</p>	<p>Stecker zur Netzverbindung ab R 672 defekt R 674, Spule 9246-090 unterbrochen Entmagnetisierungsspulen nach einer Reparatur falsch gepolt  (Kontrolle der Polung laut „Service-Helfer“ Seite 2)</p>																
<p>38) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Sehr dunkel (FT-Regler reagiert nicht) <b>Farbbild</b> Farben haben sehr geringe Leuchtdichte, sonst scheinbar normal</p>	<p><math>U_{g2}</math> an <math>\nabla_{13}</math>, <math>\nabla_{14}</math>, <math>\nabla_{15}</math> ist konstant ca. +260 V (+C)</p>	<p>R 653 unterbrochen Schirmgitter der drei Systeme liegen damit an +C-Spannung</p>																
<p>39) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Dunkel, kein Bildinhalt <b>Farbbild</b> <b>Bild 22</b> bzw. <b>Bild 23</b></p>	<p>Osz. An <math>\nabla_8</math> fehlt BAS-Signal (damit an allen drei Kathoden <math>U_k</math> R/G/B an der FBR ca. + 165 V (über +D, R 663/R 662)</p>	<p>Y-Leitung (weißer Draht) abgerissen Spule „a“ (9278-135) unterbrochen  Fehlendes BAS- oder Y-Signal an den FBR-Kathoden bedeutet, daß FBR nur von den Farbdifferenzsignalen gesteuert wird Deshalb kein Schwarz-Weiß-Bild Im Farbbild „leuchten“ die Farben am hellsten, deren Y-Wert am geringsten ist</p> <table border="1" data-bbox="1010 898 1433 1144"> <thead> <tr> <th>Farbe</th> <th>maximale Y-Signalamplitude</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Weiß (dunkel)</td> <td>100 %</td> </tr> <tr> <td>Gelb</td> <td>89 %</td> </tr> <tr> <td>Cyan</td> <td>70 %</td> </tr> <tr> <td>Grün</td> <td>59 %</td> </tr> <tr> <td>Purpur</td> <td>41 %</td> </tr> <tr> <td>Rot</td> <td>30 %</td> </tr> <tr> <td>Blau</td> <td>11 %</td> </tr> </tbody> </table>	Farbe	maximale Y-Signalamplitude	Weiß (dunkel)	100 %	Gelb	89 %	Cyan	70 %	Grün	59 %	Purpur	41 %	Rot	30 %	Blau	11 %
Farbe	maximale Y-Signalamplitude																	
Weiß (dunkel)	100 %																	
Gelb	89 %																	
Cyan	70 %																	
Grün	59 %																	
Purpur	41 %																	
Rot	30 %																	
Blau	11 %																	
<p>40) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> Dunkel, oder bei zugezogener Helligkeit und zugezogener Kontrast u. U. vollkommen verwaschenes Bildraster ohne Bildkonturen sichtbar</p>	<p>Osz. BAS-Signal fehlt an allen drei Kathoden der FBR <math>U_k</math>-Rot an „Kont. 2“ (FBR) = 0 V <math>U_k</math>-Grün/Blau jeweils ca. +40 V</p>	<p>Funkenstrecke <math>k_{Rot}</math> hat Schluß nach Masse  Dadurch kann R 705 im Netzteil auslöten bzw. an seiner Stelle neuerdings die Sicherung 800 mA ansprechen</p>																
<p>41) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 40)</p>	<p>Osz. wie unter 40) <math>U_k</math>-Blau = 0 V <math>U_k</math>-Rot/Grün ca. +70 V</p>	<p>Funkenstrecke <math>k_{Blau}</math> hat Schluß nach Masse  Vergleiche unter 40)</p>																
<p>42) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 40)</p>	<p>Osz. wie unter 40) <math>U_k</math>-Grün = 0 V <math>U_k</math>-Rot/Blau ca. +90 V</p>	<p>Funkenstrecke <math>k_{Grün}</math> hat Schluß nach Masse  Vergleiche unter 40)</p>																
<p>43) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Rotstich → Unbunt → Cyanstich <b>Farbbild</b> Farbübergänge etwas unscharf Farbsticheffekt bei Helligkeitsregelung überlagert sich den einzelnen Farben</p>	<p>Osz. an <math>\nabla_{10}</math> und <math>\nabla_{11}</math> haben leicht verschliffene Kanten <math>U_a</math> an <math>\nabla_{10}</math> schwankt geringfügig beim Drehen des Helligkeitsreglers; das entspricht auch der Wehneltspannung des Rotsystems (Kont. 3 der FBR)</p>	<p>C 592 hat Schluß  Anode <math>\nabla_{10}</math> liegt direkt an g1 des Rot-Systems  <math>R_i</math> der RÖ 8 ist klein gegenüber der Serienschaltung R 488 (2,2 M<math>\Omega</math>) und R 489 (2,2 M<math>\Omega</math>)  Dadurch bleibt die <math>U_{g1}</math>-Rot beim Drehen des Helligkeitsreglers annähernd gleich  Die Spannungsänderungen an g1-Grün und Blau dagegen verlaufen normal. Das ergibt den geschilderten Farbsticheffekt</p>																

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
<p>44) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 43) Farbübergänge bleiben unbeeinflusst</p>	<p><math>U_{g1}</math>-Rot bleibt bei Helligkeitsregelung konstant</p>	<p>R 488, R 489 unterbrochen (H)-Spannung für diesen Kreis fehlt</p>
<p>45) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Keine sichtbare Veränderung</p> <p><b>Farbbild</b> <b>Bild 24 bzw. Bild 25</b></p> <p>Gelb = übersättigt Cyan = stark entsättigt Grün = leicht entsättigt Purpur = Blau Rot = dunkel, fast Schwarz Blau = Blau</p>	<p>Osz. an <math>g_1</math>-Rot (Kont. 3) völlig verfälscht</p> 	<p>C 592 keine Kapazität</p> <p>Dadurch ist der Signalweg für das (R-V)-Signal zum <math>g_1</math>-Rot-System unterbrochen. Die Folgen verdeutlichen die Oszillogramme und die Bildschirmfotos</p>
<p>46) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> In Ordnung</p> <p><b>Farbbild</b> Rot mit Misch- und matrizierten Farben ist leicht entsättigt</p>	<p>Osz. Signal an <math>\nabla_{10}</math> wird im negativen Bereich leicht begrenzt</p> <p>Keine nennenswerten Spannungsabweichungen an <math>\nabla_{10}, \nabla_{11}, \nabla_{12}</math></p>	<p><math>g_3</math> in Rö 8 ab</p> <p>Die Röhrenkennlinie und der Arbeitspunkt werden so verändert, daß das Steuersignal zum Teil in den dann zu flachen Kennlinienbereich fällt, wodurch weniger Verstärkung (leichte Entsättigung) und geringe, einseitige Signalbegrenzung eintritt</p>
<p>47) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Grün → Cyan → Unbunt → Rot</p> <p><b>Farbbild</b> Farbsticheffekt überlagert sich den einzelnen Farben</p>	<p>Osz. an <math>\nabla_a</math> (Video-Gleichrichter), FBAS-Signal verschwindet bei großer Helligkeit <math>U_{g1}</math>-Rot (FBR) schwankt von ca. -110 V bis +170 V</p> <p>Regelspannung bei Signal mittlerer Feldstärke an <math>\nabla_0</math> ändert sich von ca. -20 V bis ca. -65 V</p>	<p>R 597 unterbrochen</p> <p>Galvanische Verbindung zwischen <math>g_1</math>-Rot und <math>\nabla_{10}</math> fehlt</p> <p>Spannungsänderung von <math>U_{g1}</math>-Rot verläuft wesentlich steiler als <math>U_{g1}</math>-Grün-Blau</p> <p>Daraus entsteht der Farbsticheffekt. Herunterteilung von (H)-Spannung über <math>R_i</math> von Rö 8 fehlt</p> <p>Die Regelspannungsänderung und damit die FBAS-Signaländerung wird vom Strahlstrombegrenzertransistor Tr 23 verursacht, der bei hohem <math>I_s</math> Rot in Funktion tritt</p>
<p>48) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel nach hell ergibt: Blau → Unbunt → Gelb</p> <p><b>Farbbild</b> Farbübergänge etwas unscharf Farbsticheffekt überlagert sich den einzelnen Farben</p>	<p>Osz. an <math>\nabla_{12}</math> hat leicht verschliffene Kanten. Das wirkt sich auch geringfügig auf Osz. <math>\nabla_{11}</math> aus</p> <p><math>U_a</math> an <math>\nabla_{12}</math> und Wehneltspannung des Blausystems ändern sich bei Helligkeitsregelung geringfügig.</p>	<p>C 433 hat Schluß</p> <p>Erläuterungen der Vorgänge wie unter 43), auf das Blau-System bezogen</p>
<p>49) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 48) Farbübergänge bleiben unbeeinflusst</p>	<p><math>U_{g1}</math>-Blau bleibt bei Helligkeitsregelung konstant</p>	<p>R 435, R 436 unterbrochen (H)-Spannung für diesen Kreis fehlt</p>

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
<p>50) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Keine Veränderung</p> <p><b>Farbbild</b></p> <p><b>Bild 26</b> bzw. <b>Bild 27</b></p> <p>Gelb = grau ähnlich Cyan = Grün Grün = Grün Purpur = Rot Rot = Rot Blau = Dunkel</p>	<p>Osz. an <math>g_1</math>-Blau (Kont. 12) völlig verfälscht</p>  <p><math>g_1</math>-Blau-system (kt. 12)</p>	<p>C 433 keine Kapazität</p> <p>Erläuterungen wie unter 46), auf das Blau-System bezogen</p>
<p>51) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> In Ordnung</p> <p><b>Farbbild</b> Blau mit Misch- und matrizierten Farben leicht entsättigt</p>	<p>Osz. Signal an <math>\nabla_{12}</math> wird im negativen Bereich leicht begrenzt</p> <p>Keine nennenswerten Abweichungen der Spannungen an <math>\nabla_{10}</math>, <math>\nabla_{11}</math>, <math>\nabla_{12}</math></p>	<p><math>g_3</math> in Rö 6 ab</p> <p>Begründung sinngemäß wie unter 46)</p>
<p>52) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Schwachtes Grün → Unbunt → Blau</p> <p><b>Farbbild</b> Farbsticheffekt überlagert sich den einzelnen Farben</p>	<p>Osz. an <math>\nabla_a</math> (Video-Gleichrichter), FBAS-Signal verschwindet bei großer Helligkeit</p> <p><math>U_{g_1}</math>-Blau schwankt von ca. -110 V bis ca. +170 V</p> <p><math>U_{\text{Regel}}</math> an <math>\nabla_0</math> ca. -20 V bis -65 V</p>	<p>R 432 unterbrochen</p> <p>Erläuterung wie unter 47), auf Blau-System bezogen</p>
<p>53) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Grün → Unbunt → Purpur</p> <p><b>Farbbild</b> Farbübergänge leicht unscharf Farbsticheffekt überlagert sich den einzelnen Farben</p>	<p>Osz. an <math>\nabla_{11}</math> hat leicht verschliffene Kanten</p> <p><math>U_a</math> an <math>\nabla_{11}</math> und Wehneltspannung des Grün-Systems ändern sich bei Helligkeitsregelung geringfügig</p>	<p>C 482 hat Schluß</p> <p>Erläuterungen wie unter 43), auf das Grün-System bezogen</p>
<p>54) <b>Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> wie unter 53)</p> <p>Farbübergänge bleiben unbeeinflusst</p>	<p><math>U_{g_1}</math>-Grün bleibt bei Helligkeitsregelung konstant</p>	<p>R 433, R 434 unterbrochen</p> <p>(H)-Spannung für diesen Kreis fehlt</p>
<p>55) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Keine Veränderung</p> <p><b>Farbbild</b></p> <p><b>Bild 28</b> bzw. <b>Bild 29</b></p> <p>Gelb = sehr kräftig Cyan = blau Grün = dunkelgrün Purpur = sehr blaß bis rosa Rot = rot Blau = blau</p>	<p>Osz. an <math>g_1</math>-Grün ist völlig verfälscht</p>  <p><math>g_1</math>-Grün-system (kt. 7)</p>	<p>C 482 hat keine Kapazität</p> <p>Erläuterungen wie unter 45), auf das Grün-System bezogen</p>

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
<b>56) Schwarz-Weiß-Bild</b> In Ordnung <b>Farbbild</b> Grün und Grün-Mischfarben leicht entsättigt	Osz. Signal an $\nabla_{11}$ wird im negativen Bereich leicht begrenzt Keine nennenswerten Abweichungen der Spannungen an $\nabla_{10}$ , $\nabla_{11}$ , $\nabla_{12}$	g3 in Rö 7 ab Begründung sinngemäß wie unter 46)
<b>57) Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Purpur → Unbunt → Grün <b>Farbbild</b> Farbsticheffekt überlagert sich den einzelnen Farben	Osz. an $\nabla_a$ (Video-Gleichrichter), FBAS-Signal verschwindet bei großer Helligkeit $U_{g1}$ -Grün schwankt von ca. $-110\text{ V}$ bis $+170\text{ V}$ Regelspannung an $\nabla_o$ ca. $-20\text{ V}$ bis $-65\text{ V}$	R 487 unterbrochen Erläuterungen wie unter 47), auf das Grün-System bezogen
<b>58) Schwarz-Weiß-Bild</b> Keine Veränderung <b>Farbbild</b> Leicht verwaschene Farbübergänge, besonders bei den Farben mit Rot-Anteil	Osz. (R-Y)-Signal an $g_1$ -Rot (FBR) hat leicht verschliffene Kanten Das wirkt sich auch etwas im (G-Y)-Signal aus [ $-0,51$ (R-Y)]	C 591 keine Kapazität Hohe Frequenzen im (R-Y)-Signal werden stark gegengekoppelt, die Anstiegsflanken flachen ab
<b>59) Schwarz-Weiß-Bild</b> Keine Veränderung <b>Farbbild</b> Leicht verwaschene Farbübergänge bei den Farben mit Grün-Anteil	Osz. (G-Y)-Signal an $g_1$ -Grün (FBR) hat leicht verschliffene Kanten	C 481 keine Kapazität Erläuterungen wie unter 58), für (G-Y)-Signal
<b>60) Schwarz-Weiß-Bild</b> Keine Veränderung <b>Farbbild</b> Leicht verwaschene Farbübergänge bei den Farben mit Blau-Anteil	Osz. (B-Y)-Signal an $g_1$ -Blau (FBR) hat leicht verschliffene Kanten Das wirkt sich auch geringfügig im (G-Y)-Signal aus [ $-0,19$ (B-Y)]	C 431 keine Kapazität Erläuterungen wie unter 58) für (B-Y)-Signal
<b>61) Schwarz-Weiß-Bild und Farbbild</b> Kein Bildinhalt Bildschirm leuchtet bei dunkel gedrehter Helligkeit rosa auf (vollkommen verwaschen)	Osz. an $\nabla_a$ (Video-Gleichrichter), FBAS-Signal fehlt	R 482 unterbrochen Schleifer des Reglers „Ag“ hat keinen Kontakt  Vom Schleifer des „Ag“ Reglers wird über R 482 die Betriebsspannung für den Video-Transistor Tr 22 abgenommen. Kontaktunterbrechung des Schleifers bedeutet keine Spannung an Tr 22. Diese Stufe arbeitet nicht. An $g_1$ der Video-Endröhre fehlt negativer Spannungsanteil und natürlich auch das Y-Signal. $U_{g1}$ (PL 802) wird positiv. Der hohe Anodenstrom in dieser Röhre läßt die Anoden-Spannung und damit die Kathodenspannungen der FBR stark sinken. Die FBR wird voll aufgeregelt (übersteuert)
<b>62) Schwarz-Weiß-Bild</b> Leuchtet nur ganz schwach, läßt sich nicht hell regeln <b>Farbbild</b> Der gleiche Effekt (dunkle, schwach leuchtende Farben)	$U_{g1}$ -R/G/B je ca. $-22\text{ V}$	R 423 unterbrochen +E-Spannung (150 V) an Helligkeitsregler fehlt
<b>63) Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> wie unter 62)	$U_{g1}$ -R/G/B konstantes Potential (O V)	Schleifer des „H“-Reglers keinen Kontakt C 435 — Schluß  Dabei verbrennt die Widerstandsschicht des Helligkeitsreglers beim Drehen von Anschlag zu Anschlag

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
64) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Helligkeit läßt sich nicht zurückregeln	$U_{g1-R/G/B}$ ca. +40 V	R 82 (auf Fernregleranschlußplatte) unterbrochen –150 V am Helligkeitsregler fehlen
65) <b>Bildschirm ist dunkel</b>	Osz. an $\nabla a$ FBAS-Signal fehlt (bzw. hat falsche Form) $U_k$ -Rot ( $\triangleq U_a$ -PL 802, Video-Endröhre) ca. +35 V $U_a$ $\nabla 11$ ca. +150 V	C 481 hat Schluß Rö 7 hat f-k-Schluß  Dadurch verbrennen R 484 und Regler „Ag“ Video-Transistor Tr 22 hat keine Betriebsspannung und ist außer Funktion  Demzufolge verändert sich der Arbeitspunkt der Video-Endröhre. Deren $U_a$ und damit $U_k$ der FBR verringern sich stark. Außerdem liegen am g1 des Grün-Systems von $\nabla 11$ her zusätzlich +150 V  Die FBR ist strahlstrommäßig vollkommen überlastet. Dadurch kann R 705 im Netzteil auslöten bzw. die neuerdings an dessen Stelle eingebaute Si 800 mA ansprechen. Hochspannung sinkt stark ab
66) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Rotes Raster ohne Bildinhalt	Osz. an $\nabla a$ fehlt $U_a$ (PL 802) ca. 240 V	g1-k-Schluß im Rot-System  Durch diesen Kurzschluß wird das Rot-System nicht mehr gesperrt. Der hohe Strahlstrom läßt den Strahlstrombegrenzer (Tr 23) in Funktion treten, der über den Video-Transistor (Tr 22) die Video-Endröhre (PL 802) zuregelt  Deren Anodenspannung steigt auf ca. 240 V, wodurch die Taströhre (EF 184) voll geöffnet wird und eine hohe Regelspannung erzeugt. Der Empfangsteil (Tuner, Bild-ZF) wird praktisch vollkommen zugeregelt. Dadurch fehlt an $\nabla a$ das FBAS-Signal
67) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Grünes Raster ohne Bildinhalt	Osz. und $U_a$ wie unter 66)	g1-k-Schluß im Grün-System Erläuterungen wie unter 66) auf das Grün-System bezogen
68) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Blaues Raster ohne Bildinhalt	Osz. und $U_a$ wie unter 66)	g1-k-Schluß im Blau-System Erläuterungen wie unter 66) auf das Blau-System bezogen
69) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Rot-Stich → Cyan-Stich  <b>Farbbild</b> Zu schwache Rot-Wiedergabe, welche die matrizierten und Mischfarben beeinflusst Farbsticheffekt bei Helligkeitsregelung überlagert sich den verbleibenden Farben	Osz. an $g_1$ -Rot-System: (R–Y)-Signal nahezu unterdrückt mit zusätzlichen Rücklaufastastimpulsen (Zeile, Bild) $U_{g2} = U_{g1}$ ca. +80 V	g1-g2-Schluß im Rot-System  Durch diesen Kurzschluß ergibt sich ein relativ hoher Strom über diese Elektroden, der über den Regler „Sr“ und den Widerständen R 654 / R 668 einen entsprechenden Spannungsabfall hervorruft  Die verbleibende Spannung (ca. +80 V) ändert sich bei Helligkeitsregelung praktisch nicht. Dadurch ergibt sich u. a. der erwähnte Farbsticheffekt
70) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Grün-Stich → Purpur-Stich  <b>Farbbild</b> Zu schwache Grün-Wiedergabe, welche auch die Mischfarben beeinflusst Farbsticheffekt bei Helligkeitsregelung überlagert sich den verbleibenden Farben	Osz. und „U“ wie unter 69) auf das Grün-System bezogen	g1-g2-Schluß im Grün-System Erläuterungen wie unter 69) (für das Grün-System)

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
<p>71) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Helligkeitsregelung von dunkel bis hell ergibt: Blau-Stich → Gelb-Stich</p> <p><b>Farbbild</b> Zu schwache Blau-Wiedergabe, welche auch die matrizierten und Mischfarben beeinflusst Farbsticheffekt bei Helligkeitsregelung überlagert sich den verbleibenden Farben</p>	<p>Osz. und „U“ wie unter 69 auf das Blau-System bezogen</p>	<p>g1-g2-Schluß im Blau-System</p> <p>Erläuterungen wie unter 69) für das Blau-System geltend</p>
<p>72) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Brummen und leichte Unschärfe im Bild</p> <p><b>Bild 30</b> bzw. <b>Bild 31</b></p>	<p>Osz. an  Y-Rechteck-Signalsprünge haben verschliffene Kanten (integriert)</p>	<p>f-k-Schluß im Rot-System</p> <p>Das Gesamt-L des Heizkreises liegt an der Kathode und wirkt als Serien-L (<math>\triangleq</math> Parallel C)</p> <p>f-k-Schlüsse des Grün- und Blau-Systems wirken sich sinngemäß genauso aus</p>
<p>73) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Völlig defokussiert, mit Farbreinheitsfehlern (Rot-Einfärbungen)</p> <p><b>Farbbild</b> Völlig defokussiert mit Farbverfälschungen</p> <p><b>Bild 32</b></p>	<p>Osz. FBAS-Signal und Farbdifferenzsignale ca. 20 % zu klein <math>U_{g2}=U_{g3}</math> ca. 800 V (Rot-System)</p>	<p>Schluß zwischen Fokussierelektrode und <math>U_{g2}</math>-Rot-System</p> <p>Die Verringerung der Signalspannung ergibt sich wieder über die Strahlstrombegrenzer-Schaltung auf Grund erhöhten Strahlstromes</p>
<p>74) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Defokussiert mit Grün-Einfärbungen</p> <p><b>Farbbild</b> ähnlich wie unter 73)</p>	<p>Osz. und „U“ wie unter 73) (auf das Grün-System bezogen)</p>	<p>Schluß zwischen Fokussierelektrode und <math>U_{g2}</math>-Grün-System</p> <p>Erläuterungen wie unter 73) sinngemäß für das Grün-System geltend</p>
<p>75) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Defokussiert mit Blau-Einfärbungen</p> <p><b>Farbbild</b> ähnlich wie unter 73)</p>	<p>Osz. und „U“ wie unter 73) (auf das Blau-System bezogen)</p>	<p>Schluß zwischen Fokussierelektrode und <math>U_{g2}</math>-Blau-System</p> <p>Erläuterungen wie unter 73) für das Blau-System geltend</p>
<p>76) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Völlig defokussiert</p>		<p>Fokussierelektroden in der Farbbildröhre Unterbrechung zum Sockelanschluß</p>
<p>77) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Starker Rot-Stich ohne Bildinhalt (Glimmlampe der HS-Schutzschaltung kann u. U. zünden)</p>	<p>Beim Spannungsmessen oder Oszillographieren an G1-Rot-System ergibt sich ein SW-Bild (nur Y-Signal) mit Cyan-Stich</p> <p>Das Farbbild erscheint ohne (R-Y)-Anteile</p>	<p>Leitung zum g1-Rot-System unterbrochen (abgerissen)</p> <p>g1 liegt hoch und lädt sich statisch auf. Bei den Messungen mit Oszillograph oder Universalvoltmeter wird die statische Ladung über den Innenwiderstand der Meßgeräte abgeleitet. Das Rot-System arbeitet wieder normal. Es wird allerdings gitterseitig nicht mehr angesteuert, weder mit Farbdifferenzsignalen noch von der Helligkeitsregelung her, bei der sich dann übrigens in diesem Zustand wieder ein Farbsticheffekt ergibt (dunkel → rötlich hell → Cyan)</p> <p>Ist der g1-Anschluß in der Farbbildröhre unterbrochen, verändert sich bei den Messungen der Rot-Stich am Bildschirm natürlich nicht</p>

Fehlererscheinung am Bildschirm	Messung*): Oszillogramme „Osz.“ Betriebsspannung „U“	Ursachen**) Erläuterungen
78) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Starker Grün-Stich ohne Bildinhalt	Wie unter 76) für das Grün-System geltend	Leitung zum g1-Grün-System unterbrochen  Erläuterungen wie unter 76) auf das Grün-System bezogen
79) <b>Schwarz-Weiß- und Farbbild</b> Starker Blau-Stich ohne Bildinhalt	Wie unter 76) für das Blau-System geltend	Leitung zum g1-Blau-System unterbrochen  Erläuterungen wie unter 76) auf das Blau-System bezogen
80) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Cyan-Stich  <b>Farbbild</b> Primärfarbe Rot fehlt (Vergleiche Abb. 10/11 unter 20)		Kathode oder Heizung des Rot-Systems in der Farbbildröhre unterbrochen
81) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Gelb-Stich  <b>Farbbild</b> Primärfarbe Blau fehlt (Vergleiche Abb. 8/9 unter 16)		Kathode oder Heizung des Blau-Systems in der Farbbildröhre unterbrochen
82) <b>Schwarz-Weiß-Bild</b> Purpur-Stich  <b>Farbbild</b> Primärfarbe Grün fehlt (Vergleiche Abb. 4/5 unter 2)		Kathode oder Heizung des Grün-Systems in der Farbbildröhre unterbrochen

Ein Fachbuch für den Fernseh-Service-Techniker:

## Farbfernsehmeßtechnik

### Theorie und Praxis der Messungen am PAL-Empfänger

von Dipl.-Ing. H.-J. Kleinspehn, 108 Seiten mit 17 Fotos, 7 Farbbildern und 55 Bildern im Text, DM 16,80, erschienen in der Franck'schen Verlags-handlung Stuttgart in der Reihe „Telekosmos Monographien zur allgemeinen Elektronik“.

In diesem Buch ist die Meßtechnik am Farbfernsehempfänger in den Vordergrund gestellt. Der Verfasser, der durch seine Veröffentlichungen über die Grundlagen des Farbfernsehens unseren Lesern bereits bekannt ist, hat sich bemüht, diese schwierige Technik an Hand von Schaltungsbeispielen leicht verständlich darzustellen.

Im ersten Kapitel sind die theoretischen Grundlagen zusammengefaßt, die für das Verständnis der Farbfernsehmeßtechnik erforderlich sind. Es behandelt neben den Begriffen aus der Farbmeterik die Arbeitsweise der Farbkamera und der Farbbildröhre, die Verschlüsselung der Kamerasignale, die drahtlose Über-

tragung des FBAS-Signals und den Signalverlauf in einem Farbfernsehempfänger.

In zwei weiteren Kapiteln werden die wichtigsten Meßgeräte und Testsignalgeneratoren erläutert: Elektronenstrahl-Oszillograph, Vektorskop, Prüfsignallerger für Verzerrungsmessungen sowie Regenbogen- und Farbstreifengenerator.

Das umfangreiche vierte Kapitel erläutert die Messungen an den Stufen eines PAL-Farbfernsehempfängers, wobei zahlreiche Schaltungsauszüge verschiedener Hersteller als Beispiele dienen. Es werden jeweils erst die Arbeitsweise der betreffenden Stufen beschrieben und anschließend die an ihnen vorkommenden Messungen, zum Beispiel Durchlaßkurven des Kanalwählers, des Bild-ZF-Verstärkers und des Farbartverstärkers, Linearität und Verzögerungszeit des Y-Verstärkers, Pegelverläufe in den Farbstufen und vieles andere.

Das fünfte Kapitel zeigt, welche Service-Einstellungen und Abgleicharbeiten an einem Farbfernsehempfänger vorkommen und in welcher Reihenfolge sie am zweckmäßigsten zu überprüfen bzw. zu korrigieren sind.



Ein ausführliches Literaturverzeichnis gibt Hinweise für diejenigen Leser, die noch tiefer in die einzelnen Probleme der Farbfernsehtechnik eindringen möchten. Ein Sachregister am Schluß des Buches ermöglicht ein schnelles Auffinden der gewünschten Erklärungen im Text.

Dieses Buch richtet sich an Fernseh-techniker und Ingenieure und besonders an alle, die im Fernsehservice tätig sind. Es ist über alle einschlägigen Fachbuchhandlungen zu beziehen.

# Transistor-Eingangsschaltungen für Heimtonbandgeräte

Reine Netz-Heimtonbandgeräte sind von GRUNDIG verhältnismäßig spät, nämlich erst dann voll transistorisiert worden, nachdem sichergestellt war, daß die dadurch bedingten Mehrkosten in erträglichem Rahmen bleiben würden und — wichtiger noch — der Benutzer für diese Mehrkosten ein vollgültiges Äquivalent erhalten würde (vgl. hierzu auch D. Elsässer, GRUNDIG Techn. Inf. 12, 1965 Seite 974 — 977). Mit anderen Worten: die Transistorisierung sollte kein leeres Schlagwort sein, das dem Benutzer suggeriert, nun könnten keine Glaskolben mehr zerbrechen oder Heizfäden durchbrennen (was beides ohnehin nicht der Fall war); vielmehr sollten Transistorgeräte dieselbe Betriebszuverlässigkeit, hauptsächlich auch im Langzeitverhalten, und dieselbe Qualität aufweisen wie Röhrengeräte. Beides war erst mit dem Aufkommen preisgünstiger Siliziumtransistoren vor allem für die Eingangsstufen möglich.

Bekanntlich ist heute das Rauschen bei insbesondere kleinen Bandgeschwindigkeiten diejenige Größe, die allein noch verbesserungsbedürftig erscheint und um deren Verkleinerung sich Geräte- und Bandhersteller ständig bemühen. Wiedergabeseitig kann dabei der Gerätehersteller nicht viel mehr tun, als die bekannten Richtlinien zur Rauschanpassung zwischen Hörkopf und Verstärkereingang zu beachten und im übrigen zu versuchen, unter Berücksichtigung der Rauschanpassungsbedingungen die von den Hörköpfen abgegebene Nutzspannung zu erhöhen. Aufnahmeseitig liegt das Problem etwas anders, und es verschärft sich in dem Maße, in dem die Rauscheigenschaften der Bänder selbst besser werden.

Nach den Normfestlegungen von DIN 45511 muß sich mit einer auf den Eingangswiderstand eines Tonbandgerätes bezogenen Eingangsspannung von 0,1 mV/k $\Omega$  Vollaussteuerung erreichen lassen; andererseits darf eine ebenfalls auf den Eingangswiderstand eines Tonbandgerätes bezogene Eingangsspannung von 2 mV/k $\Omega$  den für Vollaussteuerung zugelassenen Klirrfaktor von 5% noch nicht merklich beeinflussen, d. h. der im Aufsprechanal vor dem Pegelregler entstehende Klirrfaktor muß bei 2 mV/k $\Omega$  sehr klein gegen 5% bleiben.

Nun ist die Wärmerauschspannung eines Ohmschen Widerstandes R bei Zimmertemperatur und 17 kHz Bandbreite:

$$U_R = 0,167 \cdot \sqrt{R} \cdot 10^{-7} \text{ V.} \quad (1)$$

Rauschspannungen werden nach DIN 45405 bewertet gemessen, und es läßt sich experimentell nachweisen, daß bei einer solchen Bewertung rund 8,6 dB der Gl. (1) hinzugezählt werden müssen, so daß also die nach DIN 45405 bewertete Rauschspannung eines Ohmschen Widerstandes R übergeht in:

$$U_{Rb} = 0,45 \cdot \sqrt{R} \cdot 10^{-7} \text{ V.} \quad (2)$$

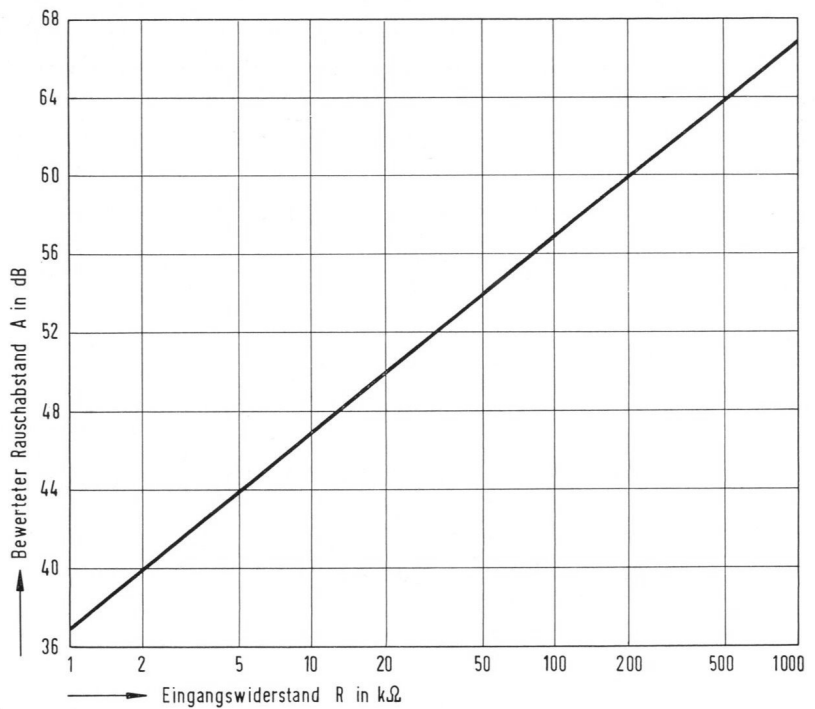


Bild 1 Ruhegeräuschspannungsabstand eines Ohmschen Widerstandes bei der genormten Grenzeempfindlichkeit von 0,1 mV/k $\Omega$

Der sich allein aus dem Eingangswiderstand ergebende Rauschabstand beträgt also bei der Grenzeempfindlichkeit von 0,1 mV/k $\Omega$  und unter den oben gemachten Voraussetzungen:

$$A = 2,22 \cdot \sqrt{R} \quad (3)$$

und liegt damit, wie aus Bild 1 hervorgeht, recht ungünstig.

Gl. (3) gilt ersichtlich ganz unabhängig davon, ob ein Röhren- oder ein Tran-

sistorverstärker vorliegt, und da die Norm DIN 45511 den Eingangswiderstand auf maximal 50 k $\Omega$  beschränkt, folgt aus Bild 1, daß unter Ausnutzung der Grenzeempfindlichkeit ein Ruhegeräuschspannungsabstand von 54 dB nicht unterschritten werden kann, selbst wenn alle Verstärkerkanäle und das Band selbst keinen Beitrag zum Rauschen liefern. Dem Benutzer bleibt diese unbe-

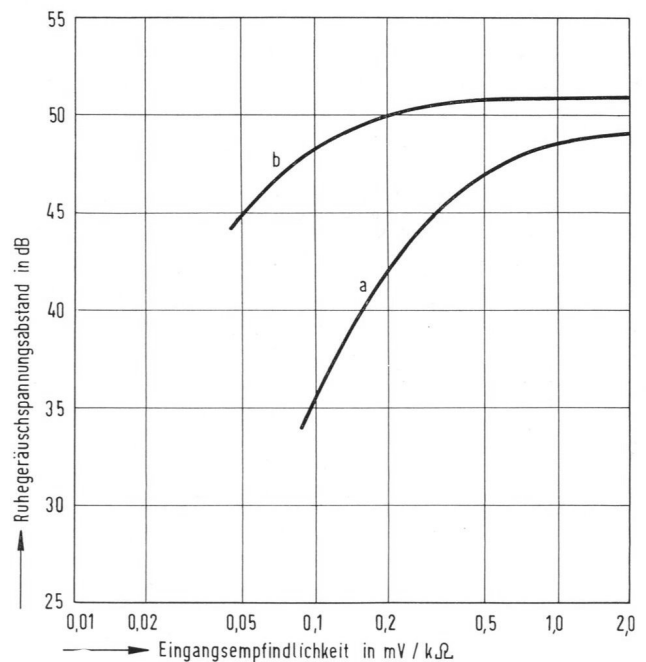


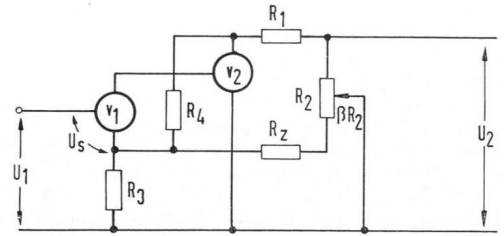
Bild 2 Ruhegeräuschspannungsabstand verschiedener Tonbandgeräte als Funktion der Eingangsempfindlichkeit  
a) Fremdgerät  
b) Gerät mit Schaltung nach Bild 3

friedigende Situation deswegen verborgen, weil dieselbe Norm DIN 45511 die Messung des Ruherauschens bei zuge-drehtem Pegelregler, also unter Elim-inierung des Eingangsrauschens vor-schreibt; dadurch können so unter-schiedliche Geräte, wie in **Bild 2** dar-gestellt, völlig legitim einen Ruhegeräusch-spannungsabstand von 50 dB in ihren Propagandadaten angeben, obwohl dem (übrigens sehr teuren) Gerät a jeg-liche HiFi-Qualität abgesprochen wer-den mußte.

Für den verantwortungsbewußten Kon-strukteur folgt aus der nun einmal vor-gegebenen Normensprache, den Ein-gangswiderstand bis zur zulässigen Grenze von 50 kΩ zu erhöhen. Schon von hier aus erhellt, daß sich mit handelsüblichen Germaniumtransistoren keine guten Ergebnisse erzielen lassen. Auch für Silizium-Transistoren liegt die günstigste Rauschanpassung eher bei kleineren Widerständen (vgl. auch Tele-funken Industrie Mitt. 6802141), doch überwiegt der Gewinn im Rauschab-stand des Generatorwiderstandes bei weitem die geringe Rauschfehl-anpassung.

Bei 50 kΩ Eingangswiderstand liegt am Verstärkereingang minimal 5 mV und maximal 100 mV Eingangsspannung, und da ebenfalls des Rauschens wegen der Eingangstransistor bei Kollektor-strömen von etwa 100 μA betrieben werden muß, kann der Eingangsspan-nungsbereich nur mit Hilfe von Gegen-kopplungsschaltungen beherrscht wer-den. **Bild 3** zeigt die hierzu entwickelte Schaltung der Eingangsstufen, bei der die Pegelregelung gleichzeitig durch Spannungsteilung am Ausgang der

Bild 4 Wechselstromschema von Bild 3



identisch, sondern muß sowohl den Wechselspannungsabfall decken, den die erste Stufe an ihrem eigenen Emitter-widerstand:

$$R_E = \frac{\beta \cdot R_2 \cdot R_3}{\beta \cdot R_2 + R_3} \quad (5)$$

erzeugt, als auch den von der zweiten Stufe her gegengekoppelten Wechsel-spannungsanteil. Bezeichnet S die Steil-heit der ersten Stufe, so ist also:

$$U_1 = U_s + U_s \cdot S \cdot R_E + v_1 \cdot v_2 \cdot U_s \cdot \frac{R_E}{R_4 + R_E} \quad (6)$$

und die Gesamtverstärkung wird:

$$v = \frac{v_1 \cdot v_2}{1 + S \cdot R_E + v_1 \cdot v_2 \cdot \frac{R_E}{R_4 + R_E}} \cdot \frac{(1 - \beta) \cdot R_2}{R_1 + (1 - \beta) \cdot R_2} \quad (7)$$

Normiert man noch Gl. (7) auf Gl. (4), so kommt endgültig:

$$v_r = v/v_{\max} = \frac{1}{1 + S \cdot R_E + v_1 \cdot v_2 \cdot \frac{R_E}{R_4 + R_E}} \cdot \frac{1 - \beta}{1 - \beta \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (8)$$

An Hand von Bild 3 und der Transistor-datenblätter lassen sich folgende mitt-leren Zahlenwerte errechnen:

$$v_1 = 10; v_2 = 400; S = 3,85 \text{ mA/V,}$$

und wenn man diese zusammen mit den Widerstandswerten von **Bild 3** in Gl. (8) einsetzt, ergibt sich ein Verlauf nach **Bild 5**, der wegen des außerordentlich steilen Abfalls der Regelkurve für  $\beta \ll 1$  für eine praktische Pegelregelung ersicht-lich ungeeignet ist. Aus diesem Grunde wird  $R_z$  eingeführt; Gl. (7) gilt dann wei-terhin, sofern man einsetzt:

$$R_E = \frac{(R_z + \beta \cdot R_2) \cdot R_3}{R_z + R_3 + \beta \cdot R_2} \quad (9)$$

Wie aus **Bild 5** hervorgeht, ist der Ein-fluß vor allem des von der zweiten Stufe

herrührenden Gegenkopplungsanteils immer noch groß, läßt sich aber durch eine entsprechend geformte Regelkurve des Potentiometers leicht ausgleichen.

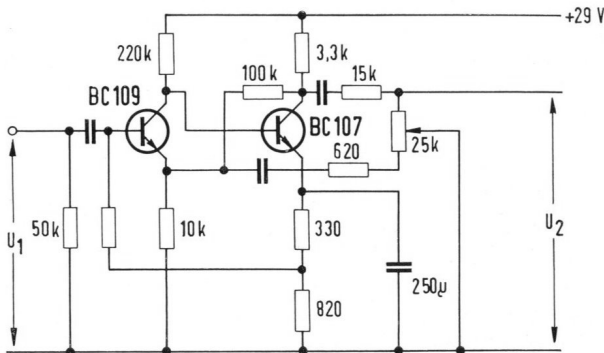


Bild 3 Prinzipschaltung der Eingangsstufe von GRUNDIG Netztonbandgeräten

zweiten Stufe und durch veränderliche Gegenkopplung am ersten Transistor erfolgt und die unter Vernachlässigung der kapazitiven Widerstände durch das Wechselstromschema nach **Bild 4** ersetzt werden kann. Der den Arbeitspunkt des ersten Transistors festlegende Basis-widerstand muß natürlich groß gegen 50 kΩ bleiben; hierzu sind im allgemei-nen noch zusätzliche Schaltungsmaßnah-men erforderlich, die in diesem Zusam-menhang jedoch außer Betracht bleiben sollen. Denken wir uns den Widerstand  $R_z$  in **Bild 4** zunächst kurzgeschlossen und den Schleifer des Potentiometers  $R_2$  so gestellt, daß  $\beta = 0$ , so ergibt sich die maximale Verstärkung zu:

$$v_{\max} = U_2/U_s = v_1 \cdot v_2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

Ist dagegen  $\beta = 0$ , so ist  $U_1$  mit der steuernden Spannung  $U_s$  nicht mehr

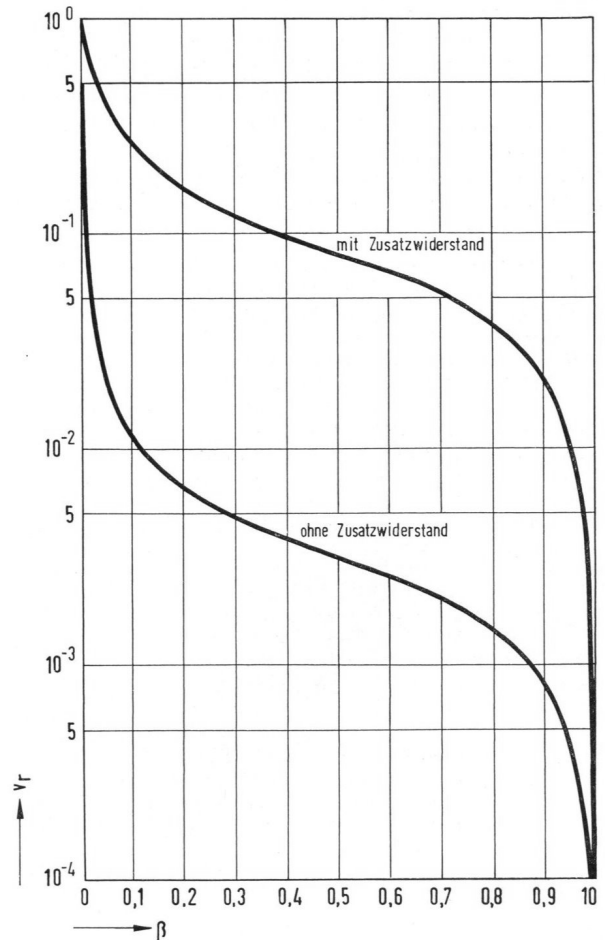


Bild 5 Regelkurve einer Schaltung Bild 4 mit und ohne  $R_z$

Um einen Überblick über die Eingangsspannungsverträglichkeit zu erhalten, kann man sich folgendes klarmachen: Unter Berücksichtigung von  $R_z$  folgt aus Gl. (7) für  $\beta = 0$  eine Maximalverstärkung von 150 bis zum Kollektor des zweiten Transistors, bzw. von 93,5 am Ausgang des Spannungsteilers. Der bei 5 mV Eingangsspannung also vorhandenen Ausgangsspannung von 470 mV entspricht daher eine an der Basis-Emitterstrecke des ersten Transistors anliegende effektive Steuerspannung  $U_s = 0,187$  mV. Bei einer mittleren differentiellen Stromverstärkung von 240, einer Temperaturspannung von 26 mV und 100  $\mu$ A Emitterstrom ist der Wechselstromwiderstand der Basis-Emitterstrecke des ersten Transistors 62,5 k $\Omega$ , der effektive Steuerstrom also 0,003  $\mu$ A und daher mit Sicherheit hinreichend klein. Da beim Betrieb eines Tonbandgerätes die Ausgangsspannung durch Befätigung des Pegelreglers immer konstant gehalten wird, wird bei 100 mV Eingangsspannung nur noch das 0,05 fache der Maximalverstärkung benötigt; dieser Betrag wird nun aber nicht mehr ausschließlich durch die Gegenkopplung, sondern zusätzlich durch die Spannungsteilung am Ausgang erzwungen. Aus Bild 5 entnimmt man zu  $v_r = 0,05$  ein  $\beta = 0,733$ ; hierfür ist das Ausgangsspannungsteilerverhältnis von seinem Größtwert 0,625 auf 0,308 gesunken und die zugehörige Steuerspannung  $U_s$  damit auf  $0,187 \cdot 0,625/0,308 = 0,38$  mV gestiegen. Auch für diesen Betriebsfall ist der Basiswechselstrom von 0,0061  $\mu$ A immer noch klein genug, um hinreichend, d. h. mindestens 6 dB Übersteuerungsreserve zu haben.

Abschließend wollen wir noch eine einfachere Schaltung behandeln, die gelegentlich in der Literatur vorgeschlagen wird und dem Wechselstromschema Bild 6 entsprechend den Spannungs-

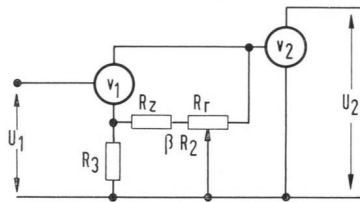


Bild 6 Wechselstromschema einer vereinfachten Eingangsschaltung

teiler vor die zweite Stufe legt, so daß damit auf die Gegenkopplung von der zweiten auf die erste Stufe verzichtet wird. Um vergleichen zu können, sollen  $R_z$  und  $R_r$  so dimensioniert werden, daß Arbeitspunkte und Kenndaten der Transistoren nach Bild 3 erhalten bleiben.

Der differentielle Eingangswiderstand des zweiten Transistors beträgt  $R_i = 2,6$  k $\Omega$ , so daß also nach Bild 6 die Spannungsverstärkung der ersten Stufe ohne Gegenkopplung:

$$v_1 = S \cdot \frac{(1 - \beta) \cdot R_r \cdot R_i}{(1 - \beta) \cdot R_r + R_i} \quad (10)$$

und mit Gegenkopplung:

$$v_{1r} = \frac{S}{1 + S \cdot R_E} \cdot \frac{(1 - \beta) \cdot R_r \cdot R_i}{(1 - \beta) \cdot R_r + R_i} \quad (11)$$

wird. Hierin ist ersichtlich:

$$R_E = \frac{(R_z + \beta \cdot R_r) \cdot R_3}{R_z + R_3 + \beta \cdot R_r} \quad (12)$$

Die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe bleibt wie bisher  $v_2 = 400$ . Wählt man  $R_z = 15$  k $\Omega$  und  $R_r = 3,3$  k $\Omega$ , so wird zwar die maximale Gesamtverstärkung wieder 93,5 für  $\beta = 0$ , wir sehen aber bereits jetzt durch einfachen Vergleich der Widerstandsgrößen und ihrer möglichen Variation, daß eine Schaltung nach Bild 6 wesentlich ungünstiger arbeitet als eine Schaltung nach Bild 3, weil die Regelung praktisch durch Kurzschluß der ersten Stufe und nur wenig

durch Erhöhen der Gegenkopplung erfolgt.

Wie zu erwarten, zeigt das Regelverhalten Bild 7 die nur durch die Grund-

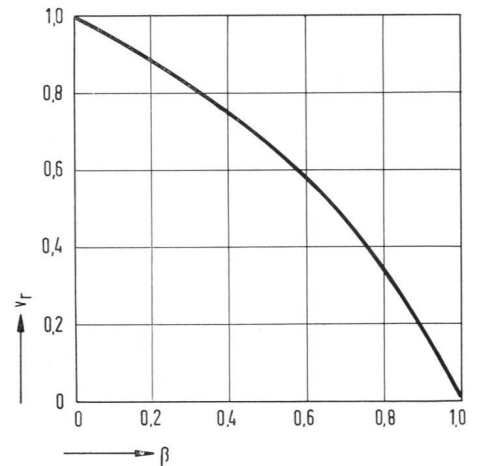


Bild 7 Regelkurve einer Schaltung Bild 6

gegenkopplung gemilderte typische Tendenz einer Kurzschlußregelung, der Steuerwechselstrom des ersten Transistors beträgt, falls wieder 5 mV Eingangsspannung für Maximalverstärkung zugrunde gelegt werden, für  $\beta = 0$  ebenfalls wieder rund 0,003  $\mu$ A wie bei Bild 3, steigt aber bei 100 mV Eingangsspannung, also für  $\beta = 0,975$  fast genau auf den 20 fachen Wert, während er sich nach Bild 3 nur verdoppelt hat. Eine Schaltung nach Bild 6 ist mithin erheblich weniger übersteuerungsfest als nach Bild 3. Pw.

Das im vorstehenden Beitrag erläuterte Schaltungsprinzip nach Bild 3 wird in folgenden volltransistorisierten, netzbetriebenen GRUNDIG Tonbandgeräten angewandt: TK 120 de Luxe, TK 140 de Luxe, TK 241 de Luxe und TK 247 de Luxe.

(Fortsetzung von Seite 426)

## Rationeller Service durch Anwendung moderner Meßgeräte

### Anwendungsbeispiele

Bei batteriebetriebenen Geräten in Transistortechnik steigt der Klirrfaktor erheblich an, wenn übliche Niederspannungs-Netzgeräte (Ladegeräte o. ä.) mit ihren relativ hohen Innenwiderständen benutzt werden. Nur transistorstabilisierte Netzgeräte weisen den erforderlichen niedrigen Innenwiderstand auf, der bei einigen Milli-Ohm liegt und dem Innenwiderstand einer Batterie entspricht. Ferner ist die Brummspannung der stabilisierten Netzgeräte so gering, daß sie nicht mehr störend in Erscheinung tritt.

Ein alltägliches Beispiel für die Anwendung und den Nutzen eines stabilisierten Netzgerätes: Ein Reise-Empfänger wird mit der Fehlerangabe „Ton verzerrt“ in die Werkstatt eingeliefert. Die Überprüfung ergibt „Batterie schwach“; sie ist folglich zu erneuern. Zwar wird bei dieser Fehlerangabe in vielen Fällen die Batterie bereits im Ladengeschäft erneuert, und der Kunde kann sein Gerät sofort mit nach Hause nehmen. Denn auch der Verkäufer weiß bereits, daß bei schwacher Batterie die Leistung des Empfängers nachläßt und gleichzeitig Verzerrungen auftreten können. Jedoch wird bereits nach wenigen Tagen

das Gerät mit der gleichen Fehlerangabe „Ton verzerrt“ eingeliefert.

Nun wird erfahrungsgemäß die Batteriespannung unter Last gemessen und siehe da, die vor wenigen Tagen neu eingesetzte Batterie von 9 V weist eine Spannung von nur noch 8 V auf. Nun sollte man wissen, daß die Soll-Spannung der Batterie bereits nach kurzer Betriebszeit um etwa 10% abfallen kann. Dies ist jedoch kein Grund zur Besorgnis, sondern eine ganz normale Erscheinung. Diese 8 V hält der Batteriesatz nämlich über einen sehr langen Zeitraum. Schließlich darf ein Empfänger nicht schon bei einer Unterspannung von 10% verzerren oder andere Störerscheinungen zeigen.

Schon hier erweist sich die Anwendung des stabilisierten Netzgerätes als sehr nützlich. Nicht nur in der Werkstatt, sondern auch im Ladengeschäft läßt sich das stabilisierte Netzgerät einsetzen.

Der Kunde gewinnt Vertrauen und fühlt sich gut beraten, wenn sein Reiseempfänger oder sein Tonbandgerät anläßlich des Batteriewechsels auch noch kostenlos und unverbindlich geprüft wird (Gerät über entsprechendes Adapterkabel an das Netzgerät anschließen). Gleich kann man ihm demonstrieren, ob

das Gerät einwandfrei arbeitet oder schon bei leicht absinkender Batteriespannung Fehlererscheinungen zeigt. Denn noch bei etwa 50% der angegebenen Batteriespannung (bei Geräten für 9-V-Batterie das Netzgerät folglich auf etwa 5 V einstellen) soll der Prüfling unverzerrt arbeiten. Andernfalls ist der Ruhestrom der Gegentakt-Endstufe, mit dem entsprechenden Einsteller, auf den vom Hersteller vorgeschriebenen Wert einzustellen. Oftmals hat sich auch die Arbeitsweise der beiden Gegentakt-Endstufen verändert. Die Transistoren sind dann gegen ein genau arbeitendes Pärchen zu ersetzen.

Bei etwa 50% Unterspannung sollte noch guter Empfang, allerdings mit verminderter Lautstärke, möglich sein, sonst liegt der Verdacht nahe, daß der HF-Oszillator nicht mehr arbeitet. Er ist gegebenenfalls zu überprüfen; schadhafte Bauteile sind auszuwechseln. Denn diese augenblicklich noch nicht kritischen Fehlererscheinungen können schnell größere Auswirkungen zeigen.

Bei der Speisung durch ein Netzgerät ist die Tatsache von Vorteil, daß sich die Stromaufnahme des Empfängers sofort am Meßinstrument des Netzgerätes erkennen läßt. Hierzu dienen Erfahrungswerte, die stets bei herabgeregeltem Lautstärkeregel zu ermitteln sind. All-

zuhohe Stromaufnahme deutet auf einen schadhafte Empfänger; sie würde auch die Batterie zu sehr beanspruchen, so daß diese in ihrer Leistung schnell nachläßt.

Es kommt auch nicht selten vor, daß eine neue Batterie bereits nach wenigen Tagen ihren Geist aufgibt. Unangenehme Auseinandersetzungen mit dem Kunden sind die Folge. Denn so schnell ist eine Batterie doch nur leer, wenn ... ja, wenn der Kunde das Gerät andauernd eingeschaltet läßt; er hat es eben über Nacht nicht abgeschaltet. Anders kann es gar nicht gewesen sein, oder doch?

Der kluge Techniker und Verkäufer betreibt den Empfänger am Netzgerät und schaltet ihn ab, entweder durch Drücken einer Taste oder durch Drehen des Lautstärkereglers, der mit dem Einschalter gekoppelt ist. Der Schalter macht brav „klick“. Aber was ist das? Der Strommesser des Netzgerätes zeigt weiterhin Stromfluß an, was, wie gesagt, nicht selten vorkommt. Und das ist der Grund des vorschnellen Batterieverbrauchs: ein reparaturbedürftiger Einschalter.

Folglich bieten Netzgeräte, wenn sie eingebaute Spannungs- und Strommesser aufweisen (meist wahlweise auf Spannung oder Strom umschaltbar) viele Möglichkeiten, um batteriebetriebene Geräte auf Herz und Nieren prüfen zu können. Diese Möglichkeiten fehlen beim Prüfen mit einer Prüfbatterie.

Ferner läßt sich das stabilisierte Netzgerät als Gittervorspannungsquelle einsetzen, beispielsweise beim Abgleich oder bei der Prüfung des Bild-ZF-Verstärkers oder der Tastregelung eines Fernsehempfängers. Schließlich ist es auch zum Überprüfen des Farbabschalters und zum Öffnen des Farbkanals bei verschiedenen Farbempfänger-Typen (während der Abgleicharbeiten usw.) geeignet.

### Regel-Trenntransformator

Regel-Trenntransformatoren dienen der galvanischen Trennung der in Allstromtechnik aufgebauten Fernseh- und Farbfernsehempfänger vom Netz. VDE-Sicherheitsbestimmungen fordern Trenn-Transformatoren für jeden Arbeitsplatz, um lebensbedrohende Unfälle zu vermeiden und Meß- sowie Reparaturgeräte zu schützen. Trenntransformatoren müssen mit Rücksicht auf die Einweggleichrichtung im Fernsehempfänger einen sehr kleinen Innenwiderstand aufweisen. Ein genügend kleiner Innenwiderstand wird erst erreicht, wenn man bei der Berechnung des Transformators, zusätzlich zur Leistungsaufnahme des Heizkreises, die doppelte Leistung für den Anodenstromkreis hinzurechnet.

Während zum Anschließen von Schwarzweiß-Empfängern eine Leistungsabgabe von 300 VA ausreicht (GRUNDIG RT 4), sind an den Trenntransformator zum Anschließen von Farbempfängern erhöhte Anforderungen zu stellen. Trenntransformatoren für Farbempfänger müssen demnach, dem erhöhten Leistungsbedarf des Farbempfängers entsprechend, eine Leistungsabgabe von etwa 700 VA ermöglichen und in Ringkerntechnik aufgebaut sein. Ringkerntransformatoren (GRUNDIG RT 5) besitzen ein kleines magnetisches Streufeld, das den Farbempfänger nicht beeinflusst. Mantelkern-Transformatoren sind dagegen beim Service weniger vorteilhaft, da ihr starkes Streufeld bereits Farbverfälschun-

gen auf dem Empfänger hervorrufen kann, sofern sie in dessen Nähe betrieben werden.

Der Regel-Trenntransformator eignet sich ferner auch zum Prüfen der Betriebsspannungsabhängigkeit von Fernseh-, Rundfunk-, Tonbandgeräten und von HiFi-Stereo-Anlagen.

### Anwendungsbeispiele

Durch Ändern der Versorgungsspannung läßt sich die Bildbreiten- und Hochspannungsstabilisation, an Schwarzweiß- und Farbfernseh-Empfängern, auf ihre Funktion prüfen. Durch Variieren der Netzspannung zwischen 200 ... 240 V darf sich die Bildbreite nur unwesentlich ändern. Ist dagegen die Bildbreite direkt von der jeweiligen Netzspannung abhängig, so ist die Stabilisierungsschaltung schadhafte. Da die Versorgungsspannung des Bildkipp-Generators meist aus der Boosterspannung gewonnen wird, gelten diese Hinweise auch zum gleichzeitigen Prüfen der Bildhöhenstabilisierung.

Kippt die Zeile bei Netzspannungsänderungen unter 200 V oder läuft das Bild durch, so ist die Zeilen- bzw. die Bildkipp-Generatorröhre emissionschwach und mithin zu ersetzen. Die gleiche Kontrolle ist sodann mit neuen Röhren vorzunehmen; dabei dürfen die genannten Erscheinungen nicht mehr auftreten.

Gelegentlich wird bei einer Netzspannung von etwas unterhalb 200 V das Bild wesentlich größer und zerfließt; es tritt ein Lupeneffekt auf. Die Ursache ist eine zu geringe Emission der Hochspannungsdiode; sie hat demnach nur noch eine begrenzte Lebensdauer. Es empfiehlt sich in diesen Fällen, die Röhre gegen eine neue zu ersetzen. Setzt beispielsweise bei zu geringer Netzspannung (bis zu 170 V) der UHF- oder VHF-Empfänger aus oder zeigen sich hierbei Frequenzänderungen, so sind die entsprechenden HF-Oszillatorröhren zu erneuern, da sie leistungsschwach sind. Merbliche Frequenzänderungen bei stabilisierten Tunern mit vollelektronischer Abstimmung durch Varicap-Dioden deuten auf fehlerhafte Z-Dioden in der Spannungsversorgung des Tuners hin. Es empfiehlt sich, die Arbeitsweise von Z-Dioden stets durch Änderung der Netzspannung im Bereich von  $\pm 10\%$  zu prüfen und gleichzeitig die an der Diode stehende Z-Spannung zu messen. Netzspannungsänderungen dürfen keinerlei Spannungsänderungen an der Diode hervorrufen. Andernfalls ist die Z-Diode schadhafte und zu ersetzen. Z-Dioden sind mithin, in allen Stufen des Empfängers, stets durch Ändern der zentralen Versorgungsspannung zu prüfen. Die vorstehenden Hinweise lassen sich sinngemäß auf Tonband-, Rundfunkgeräte und HiFi-Verstärker übertragen.

Farbfernseh-Empfänger, beispielsweise GRUNDIG Triumph 22 Color, GRUNDIG

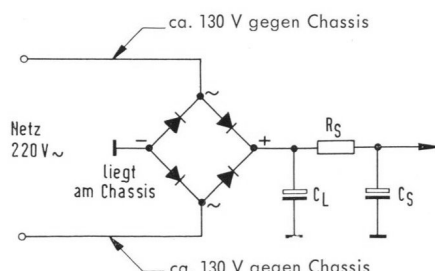


Bild 1 Brückengleichrichterschaltung im Netzteil von Farbfernsehgeräten

T 902 und S 902 enthalten im Netzteil eine Brückengleichrichterschaltung zum Gewinnen höherer und brummfreier Versorgungsspannungen. Nach Bild 1 liegt der negative Anschluß des Brückengleichrichters am Chassis des Empfängers, wogegen das Netz an den Wechselspannungsanschlüssen liegt und nicht mehr einseitig am Chassis. Bei dieser Schaltungsanordnung steht zwischen dem Chassis des Gerätes und jedem der beiden Netzpole eine Halbwellle mit einem Spitzenwert von 310 Volt. Ein normales Universal-Gleichrichter-Drehspul-Instrument zeigt sowohl bei Wechselstrom- als auch Gleichstrom-Meßbereichen eine Spannung von ca. 130 Volt gegen Chassis an. Somit steht, unabhängig von der Polung des Netzsteckers, am Chassis stets eine Spannung von ca. 130 Volt gegen Erde. Mithin versagen hier die üblichen 220-V-Glimmlampen-Polprüfer, die oft die Spannungsverhältnisse am Chassis feststellen sollen. Beim Anschließen eines Meßgerätes mit Schutzkontakt-erdung werden in jedem Fall die Sicherungen zerstört. Besitzt das Meßgerät dagegen keinerlei Schutz-erdung, so führt es vom Gehäuse gegen Erde stets ca. 130 Volt. Reparaturgeräte müssen deshalb stets über den Regeltrenntransformator betrieben werden.

Den Hinweisen ist folglich zu entnehmen, daß ein Regel-Trenntransformator nicht nur erforderlich ist, um den Sicherheitsbestimmungen zu genügen, sondern daß sich durch seine zweckmäßige Anwendung Fehler des Prüflings eindeutig erkennen und Arbeitszeiten merklich einschränken lassen. Mit dem Transformator ausgewiesene Fehlererscheinungen lassen sich durch andere Meßmethoden gar nicht oder teils nur unter erschwerten Bedingungen feststellen.

(Fortsetzung folgt im nächsten Heft)

### Buchbesprechung

#### Telekosmos-Service-Buch Hi-Fi- und Stereogeräte

von Ing. Gerhard Heinrichs. 87 Seiten, 53 Bilder, 8 Fotos auf 4 Kunstdrucktafeln. Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart 1968. Preis: DM 14.80.

Rundfunk-Tuner mit ihren verschiedenen Decoder-Arten können nur einwandfrei repariert werden, wenn man ihre Schaltungsbesonderheiten kennt. Die Stereo-NF-Verstärker werfen durch ihre Volltransistorisierung besondere Probleme auf. Auch Hi-Fi-Lautsprecher sind zu prüfen und den Besonderheiten der Transistor-Leistungs-Endstufen anzupassen.

Und wie immer im Service: es werden Meßgeräte benötigt, die hier den Anforderungen der HiFi-Technik entsprechen müssen, wenn man den Service erfolgreich und wirtschaftlich abwickeln will.

Das vorliegende Buch beschreibt zunächst kurz die Technik der HF-Stereophonie und zeigt alle Varianten der Stereo-Decoder mit ihren vielfältigen Automatik- und Anzeigeschaltungen. Auch die besonderen Anforderungen an Hi-Fi- und Stereo-Empfänger sind erwähnt.

Ein weiteres Kapitel geht auf Meßgeräte ein, die häufig höhere Anforderungen als Prüfeinrichtungen des normalen Rundfunk-Service zu erfüllen haben. Auch typische Hi-Fi-Testplatten fehlen nicht in dieser Aufstellung. Ein ausführliches Kapitel behandelt den Abgleich der verschiedenen Decoder-Typen und gibt Service-Hinweise nach wirtschaftlichen Gesichtspunkten. Es folgt die Verstärkerprüfung mit zahlreichen Testsignalen. Dabei sind alle Fehlererscheinungen eindeutig zu erkennen. Ein weiteres Kapitel behandelt den Service von Transistor-Stereogeräten.

In den folgenden Kapiteln sind weitere Service-Hinweise zu finden. Dabei werden typische Fehler an Geräten aller Art, auch an Stereo-Plattenspielern, Lautsprecher-Anpassungsprobleme und die Beseitigung verschiedener Störungen beschrieben.

Das vorliegende Buch wird vielen Service-Technikern und Hi-Fi-Freunden wissenswerte und wertvolle Hinweise geben, die den Service erleichtern und die Freude am ungetrübten Musikgenuß erhalten sollen.

Die Beitragsreihe „Digitales Messen“ von W. Bönisch und H. Glaser begann im Heft 1/1967 mit dem Kapitel 1: „Einleitung, Begriffe, Code, Codierung“.

Im Heft 3/1967 wurden die Abschnitte 2.1 „Verfahren“ und 2.2 „Umsetzer für mechanische Größen“, im Heft 1/1968 der Abschnitt 2.3 „Umsetzer für elektrische Größen“ veröffentlicht.

## 3. Digitale Zählgeräte

Das digitale Zählgerät, oder allgemeiner gesprochen, das Digitalmeßgerät wird in immer größerem Maße auf den verschiedensten Gebieten der Technik zur Meßwerterfassung und -auswertung eingesetzt. Es ist den herkömmlichen Analogmeßmethoden an Genauigkeit weit überlegen und bildet besonders aufgrund seiner einfachen Meßwertablesung auch für den Laien einen großen Vorteil gegenüber den Analogmeßverfahren.

Wie bereits darauf hingewiesen, ist jedoch eine digitale Meßwertbildung im allgemeinen mit einem höheren technischen Aufwand verbunden. Es läßt sich damit aber jede gewünschte Genauigkeit erreichen, je nachdem, wie weit man die Auflösung treiben will.

Bei der analogen Meßmethode sind der Auflösung bzw. der Meßgenauigkeit bestimmte Grenzen gesetzt, die sich im allgemeinen auf 3 bis 4 Ziffernstellen erstreckt.

Die digitale Meßmethode arbeitet, sofern es sich nicht von vornherein um eine „digital auswertbare“ Meßgröße handelt, auf der Basis der Meßgrößenquantisierung. Darunter fallen elektrische Einheiten, wie Spannung und Widerstand oder auch nichtelektrische, wie Länge, Druck oder Gewicht.

Einheiten, die direkt verarbeitet werden können, sind periodisch wiederkehrende Vorgänge, insbesondere Frequenzen und die davon abgeleiteten Größen, wie Zeiten, Umdrehungen etc.

Als Beispiel sei die Frequenzmessung auf analoge und auf digitale Methode erläutert.

### 3.1 Frequenzzähler

Die herkömmliche Methode, eine Frequenz analog zu bestimmen, besteht darin, die unbekannte Frequenz mit einer bekannten aus einem geeichten Generator zu vergleichen. Die Übereinstimmung beider Frequenzen kann entweder akustisch (Tonminimum) oder optisch mit Hilfe eines Oszillographen kontrolliert werden (Lissajous-Figuren). Die besonders in der Starkstromtechnik übliche Frequenzmessung mit dem Zungenfrequenzmesser stellt im Prinzip dieselbe Meßart dar, da auch hier die unbekannte Frequenz mit einer Festfrequenz, der Resonanzfrequenz der entsprechenden Zunge, verglichen wird. Nach der Analog-Methode arbeiten auch der Absorptionsfrequenzmesser und die Frequenzanzeiger mit einem frequenzabhängigen Glied (z. B. Kondensator) im Spannungsteiler (Robinson-Brücke). Die Gleichlauf-Meßgeräte (Tonhöhen-schwankungsmesser, Diskriminatorbauart) gehören ebenfalls zu den Analog-Frequenzmessern.

Anders liegen die Verhältnisse bei der digitalen Frequenzmessung. Die Frequenz als periodisch wiederkehrender Vorgang ist, wie bereits darauf hingewiesen, direkt digital auswertbar. Es braucht also nur gemäß der Definition des Begriffes Frequenz festgestellt werden, wieviele Schwingungen pro Zeiteinheit einem Registriergerät zugeführt werden.

Das Prinzip besteht darin, die ankommenden Schwingungen, die in einzelne Impulse umgeformt werden, in einen Speicher einzuspeisen und aufzusummieren. Ein zwischen Speicher und Impulsformerstufe befindliches Tor legt die Zeiten fest, während der die Impulse in den Speicher gelangen können (Bild 18).

Diese sogenannte Torzeit stammt von einem Taktgeber, der zweckmäßigerweise auf die Zeiteinheit Sekunden oder deren dezimale Vielfache bezogen ist. Grundsätzlich sind aber beliebige Torzeiten denkbar, so daß bei anderen periodisch

## Inhaltsübersicht der Beitragsreihe

1. Einleitung
  - 1.1 Analog-digital-„Begriffe“
  - 1.2 Code und Codierung
2. Analog-digital-Umsetzung
  - 2.1 Verfahren
  - 2.2 Umsetzer für mechanische Größen
  - 2.3 Umsetzer für elektrische Größen
3. Digitale Zählgeräte
  - 3.1 Frequenzzähler
  - 3.2 Universalzähler
  - 3.3 Digitale Zeitmesser
4. Digital-analog-Umsetzung
5. Anschlußgeräte
  - 5.1 Ziffernanzeige
  - 5.2 Ziffernregistrierung
  - 5.3 Meßwerterfassungsanlagen
6. Gerätebeispiele
  - 6.1 Digitalvoltmeter
    - 6.1.1 DV 42
    - 6.1.2 DV 33
    - 6.1.3 DV 1000
    - 6.1.4 AD 43
  - 6.2 Zählgeräte
    - 6.2.1 UZ 42
    - 6.2.2 UZ 83 Q
  - 6.3 Parallel-Serien-Umsetzer
7. Literaturhinweise

wiederkehrenden Meßgrößen der gebildete Anzeigewert direkt das gesuchte Ergebnis darstellt, ohne daß es mit irgendwelchen Konstanten umgerechnet werden muß.

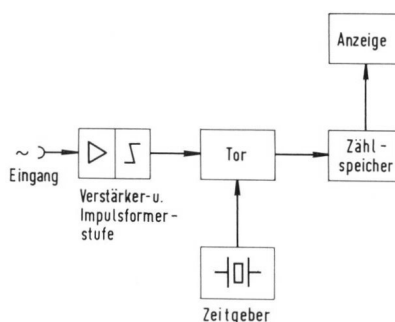


Bild 18  
Prinzip der digitalen  
Frequenzmessung

Im folgenden soll nun auf den Aufbau eines solchen Frequenzzählers näher eingegangen werden.

Die wichtigste Einheit des Zählers bildet der bereits erwähnte Speicher, der aus hintereinandergeschalteten Zähldekaden besteht. Jede dieser Dekaden besitzt, wie ihr Name schon sagt, eine Speicherkapazität von 10 bits (deka = zehn).

Hat eine solche Zähldekade 9 bits aufgenommen, so wird sie beim nächsten eintreffenden zehnten Impuls auf Null zurückgestellt und einen Übertragsimpuls an die nächsthöhere Zähldekade abgeben. Damit ergibt sich die Forderung, daß pro Ziffernstelle eine Zähldekade notwendig wird. Die Zählgeschwindigkeit solcher Dekaden kann bis zu 50 MHz und mehr betragen. Um z. B. eine Frequenz von 10,7 MHz messen zu

können, sind dazu 8 Zähldekaden erforderlich, wenn eine Torzeit von 1 sec zugrunde gelegt wird. Es ist jedoch sofort ersichtlich, daß die Meßfrequenz bis zur letzten Ziffernstelle bestimmt werden kann, wenn nur die Torfrequenz entsprechend genau wird, eine Möglichkeit, die bei analogen Meßgeräten nicht durchführbar ist.

Um den Inhalt dieses Zählspeichers überprüfen zu können, wird eine entsprechende Anzeige angeschlossen, die genau den Stand der Zähldekaden wiedergibt.

Zweierlei Formen der Anzeige sind zu unterscheiden: Die Speicheranzeige und die mitlaufende Anzeige.

Die Speicheranzeige benötigt einen weiteren Block von Zähldekaden, wobei jeder Zähldekade aus der Zählleinheit eine solche der Anzeigeeinheit zugeordnet wird. Weiterhin sind alle Zähldekaden mit einer Glühlicht-Ziffernröhre verbunden, die die Ziffern von 0 bis 9 enthält und je nach Stellung der Zähldekade in der Speicheranzeige gezündet werden können. Die mitlaufende Anzeige unterscheidet sich von der Speicheranzeige dadurch, daß der zweite Zählblock entfällt und die Nixies (Ziffernröhren) direkt an den Zählspeicher angeschlossen sind. Diese Art der Anzeige liefert, wie ihr Name schon sagt, kein stehendes Bild des Meßwertes, sondern die Zahlen ändern sich mit den in den Zählspeicher eingespeisten Meßimpulsen. Erst am Ende der Meßzeit ist das Ergebnis ablesbar, bzw. für die Weiterverarbeitung durch angeschlossene Auswertegeräte (Drucker, Locher) greifbar. Nach diesem Vorgang wird das Meßgerät nullgestellt und für eine neue Messung startbereit.

Die Speicheranzeige kann dagegen zu einem willkürlich festlegbaren Zeitpunkt zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zählimpulsen den augenblicklichen Meßwert aus der Zählleinheit übernehmen, ohne daß der Meßvorgang dadurch gestört wird. Damit ergibt sich erstens ein stehendes Bild der Anzeige und zweitens bleibt genügend Zeit, das abgefragte Ergebnis z. B. in eine Lochstanze zu übertragen.

Die zum Zwecke der Ausgabe der in den Zähl- oder Speicherdekaden gebildeten Meßwerte sind nach bestimmten Codes verschlüsselt, wie z. B. Biquinär- oder BCD-Code. Auf diese Weise verringert sich die Zahl der zur Weitergabe erforderlichen Übertragungskanäle, und die Verarbeitung der entsprechenden Informationen wird vereinfacht.

Mit geeigneten Drehgebern lassen sich sehr einfach Drehzahlen messen, wenn man z. B. als Zeitbasis (Torzeit) 0,6 sec wählt und einen Geber mit 100 Impulsen pro Umdrehung verwendet. In der Anzeige erscheint sofort der Zahlenwert in Umdrehungen pro Minute. Hier zeigt sich der Vorteil einer variablen Zeitbasis.

Die Genauigkeit einer digitalen Messung ist hauptsächlich von der Konstanz der verwendeten Torzeit abhängig. Um dies erreichen zu können, werden Schwingquarze eingesetzt, die entweder Frequenzen von 100 kHz, 1 MHz oder 10 MHz erzeugen. Derartig hohe Frequenzen sind erforderlich, da in diesen Bereichen die Konstanz am größten ist. Teilweise werden diese Quarze noch in Thermostaten untergebracht, so daß Genauigkeiten zwischen  $10^{-5}$  bis  $10^{-8}$  erreichbar sind. Das bedeutet für einen Quarz, der z. B. auf einer Frequenz von 1 MHz schwingt, je nach Güte, eine Frequenzabweichung zwischen 10 Hertz und 0,01 Hertz.

Auch Stimmgabeloszillatoren finden vielfach Verwendung. Hinreichend genaue Meßergebnisse liefern auch die Torzeiten, die sich von der Netzfrequenz ableiten (Fehler bei ca. 1 Promille).

Um nun in die Größenordnung Sekunden zu kommen, ist es erforderlich, diese Quarzfrequenzen mit weiteren Teildekaden herabzusetzen. Die Verwendung von höheren Frequenzen als Torzeitnormal hat noch weitere Vorteile, die im folgenden Kapitel näher erläutert werden.

Aus dem bisher Beschriebenen geht hervor, daß der Aufwand bei einer digitalen Messung erheblich höher liegt als bei einer Analogmessung, dieser wird dadurch wettgemacht, daß das gelieferte Meßergebnis bis zur letzten Stelle genau wird und der gesamte apparative Aufwand auch für andere Messungen eingesetzt werden kann.

### 3.2 Universalzähler

Der weitere Ausbau des Frequenzzählers führt zum Universalzähler. Er enthält im Prinzip dieselben Bausteine wie ein Frequenzzähler, nämlich Eingangverstärker mit Impulsformstufen, Toreinheit mit Abfrage- und Nullstellenrichtung, Zähl-, Anzeigeeinheit und Teildekaden für die Quarzfrequenz. Damit werden außer Frequenzmessungen auch noch Periodendauer-, Zeit- und Frequenzverhältnismessungen sowie Geradeauszählungen ermöglicht.

Es soll zunächst auf die Periodendauermessung näher eingegangen werden. Sie stellt den umgekehrten Fall einer Frequenzmessung dar. Man verwendet sie bei sehr langsamen Frequenzen und bei Zeitmessungen. Sehr niedrige Frequenzen bedingen eine ausreichend lange Torzeit, um eine genügende Anzahl von Zählimpulsen erfassen zu können. Daraus würde sich aber eine lange Meßzeit ableiten, die in vielen Fällen nicht vertretbar ist. Zu diesem Zwecke wird die Meßfrequenz als Torzeit verwendet, innerhalb der aus den Teildekaden Zeitbasisimpulse eingespeist werden. Es besteht die Möglichkeit, mit Hilfe eines Wahlschalters dekadisch gestufte Frequenzmarken für den Zählspeicher abzurufen. Somit lassen sich also auch langsame Frequenzen auf dem Umweg über die Periodendauermessung beliebig genau bestimmen (Bild 19).

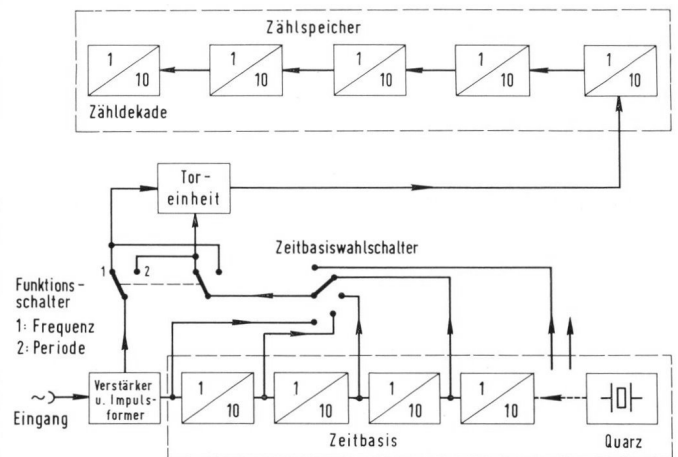


Bild 19 Prinzip der Periodendauer-Messung

Betrachten wir zum Verständnis folgenden Fall:

$$0,2 \text{ Hz} \cong 5 \text{ sec. Periodendauer}$$

Mit dieser Zeit als Torzeit lassen sich z. B. 5 Frequenzmarken zu 1 sec oder 50 Frequenzmarken zu je 0,1 sec in den Zählspeicher einspeisen usw. (Bild 20).

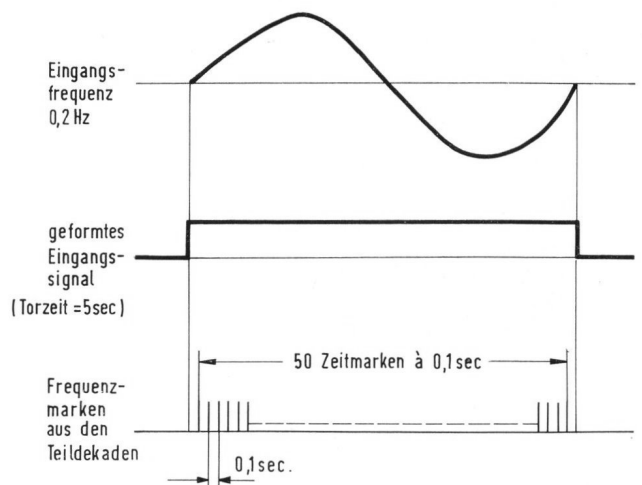


Bild 20

Die Zeitmessung beruht auf dem gleichen Prinzip wie die Periodendauermessung. Bei dieser Funktionsart werden zwischen den von außen auf das Tor zugeführten Start- bzw. Stoppsignalen ebenfalls Zeitmarken in den Zähler eingegeben. Die

Anzeige bildet dann ein direktes Maß für die Dauer des ausgemessenen Zeitraumes multipliziert mit der Einheit der Zeitmarken.

Beispiel: Anzeige 2741  
Zeitmarken  $10^{-3} \text{ sec} = 1 \text{ ms}$   
Zeitdauer  $2741 \times 10^{-3} = 2,741 \text{ sec.}$

Bei neueren Geräten ist dem Bedienenden diese Umrechnung häufig abgenommen, indem man durch die Stellung des Zeitbasisschalters automatisch die Kommastelle und die Meßgröße in der Anzeige mit angibt.

Frequenzverhältnismessungen beruhen auf dem Vergleich zweier unbekannter Frequenzen. In diesem Falle wird der Quarz des Zählers abgeschaltet und z. B. die langsamere der beiden zu vergleichenden Frequenzen über die Teildekaden dem Steuertor zugeführt. Die auf diese Weise beliebig untersetzbare Frequenz  $a$  bildet die Torzeit für eine Frequenzmessung der Frequenz  $b$ . Die sich ergebende Anzeige bildet das Verhältnis der beiden Frequenzen  $a$  und  $b$  multipliziert mit dem Faktor, um den die Frequenz  $a$  in den Teildekaden untersetzt worden ist. Schlupfmessungen bei Motoren ist ein Anwendungsbeispiel dieser Meßart.

Als letzte Funktionsart sei noch die Geradeauszählung erwähnt. Die während einer bestimmten Torzeit eintreffenden Impulse werden registriert und aufsummiert. Von der internen Zeitbasis vollkommen unabhängig, gelangen zwischen den von außen willkürlich zuführbaren Start- und Stoppsignalen Zählimpulse von beliebigen Kommandogebern in den Zähler.

Als Beispiele seien die Stückzahlermittlung oder auch Ablängvorrichtungen erwähnt, insbesondere aber Messungen, bei denen hohe Impulsserien anfallen (Strahlungsmesstechnik), die von mechanischen Zählwerken nicht mehr verarbeitet werden können.

### 3.3 Digitale Zeitmesser

Ein weiteres Gebiet der Digitaltechnik eröffnet sich in der Zeitmessung.

Das Herzstück einer Digitalzeituhr, welches natürlich den Maßstab für deren Genauigkeit darstellt, ist ein entsprechendes Frequenznormal. Die bereits erwähnten Quarzgenauigkeiten von  $10^{-8}$  und  $10^{-9}$  sind für die meisten Anwendungen voll ausreichend. Nur in Spezialfällen wird man auf Oszillatoren zurückgreifen, die Genauigkeiten bis  $10^{-12}$  erreichen können. Es werden dafür die Schwingungen von einzelnen Atomen oder Atomgruppen in bestimmten Molekülen z. B. Ammoniak herangezogen, die, entsprechend verstärkt, eine derartig große Genauigkeit und Frequenzkonstanz zulassen („Ammoniak-Uhr“). Für geringere Anforderungen genügen auch Stimmgabeloszillatoren oder die Frequenz des Verbundnetzes.

Alle genannten Schwingungserzeuger speisen zunächst eine Serie von Zähldekaden, die die Frequenzen bis 10, 100 ms und 1 sec-Impulsen, je nach gewünschter Genauigkeit, heruntersetzen.

Die 1-Hz-Frequenzmarken werden nun entweder verstärkt und elektromechanischen Anzeigen mit Sekundensprung zugeführt, oder weiteren elektronischen Zähldekaden mit Glimmlichtzifferröhren eingespeist.

Die erstgenannte Art von Uhren ist in der Lage, als sogenannte Mutteruhr weitere Nebenstellen (Tochteruhren) zu betreiben.

Die Zeitmesser mit Zähldekaden und Nixieanzeige besitzen meist sechs Stellen für Sekunden, Minuten und Stunden, wobei aber jeweils nur die Einerstellen dekadisch, die Zehnerstellen der Sekunden- und Minutenanzeige jedoch hexadisch sind und die Stundenanzeige nur drei Zahlen umfaßt.

In einigen Fällen wird man von kürzeren Zeitmarken ausgehen, um beispielsweise bei Sportwettkämpfen auch noch zehntel und hundertstel Sekunden anzeigen zu können. Um die Ganggenauigkeit und Funktionssicherheit derartiger Digitaluhren nicht zu gefährden, besitzen sie neben einer Spannungsversorgung aus dem Netz noch eine eingebaute Pufferbatterie, so daß sie auch bei Stromausfall funktionsfähig bleiben.

Digitaluhrenanlagen enthalten neben der Möglichkeit der Nullstellung auch noch Einrichtungen, die es erlauben, sie mit extern zugeführten Zeitzeichen zu synchronisieren.

Sogenannte elektronische Stoppuhren, die nur die Absolutzeiten von Vorgängen ermitteln sollen, entbehren dieser Mög-

lichkeit. Stattdessen muß man in der Lage sein, sie in einem beliebigen Zeitpunkt starten, stoppen und nullstellen zu können.

Als Beispiel sei die Zeitauswertung bei Schwimmwettkämpfen betrachtet:

Beim Start wird durch den Abzug der Startpistole ein Kontakt betätigt, der ein Tor in der Zeituhr öffnet und Zeitmarken in die Zähl- und Anzeigeeinheit gelangen läßt. Beim Anschlagen der Schwimmer wird entweder durch eine Anschlagmatte oder den Zeitnehmer mit Hilfe eines weiteren Kontaktes das Zähltor wieder geschlossen. Das Zeitergebnis ist dann im Zähler eingespeichert. Es kann unmittelbar danach von einem Drucker übernommen und ausgedruckt oder aber für das Publikum in eine Großsichtanzeige ausgegeben werden.

Auch hier wird wiederum der Vorteil der elektronisch-digitalen Messung sichtbar, da die gebildeten Meßergebnisse sofort zur Weiterverarbeitung bereitstehen.

## 4. Digital-Analog-Umsetzung

In meßtechnischen Aufnahme- und Weiterverarbeitungsprozessen wird neben der Umwandlung analoger Größen in Digitalgrößen auch noch der umgekehrte Fall, die Digital-Analog-Umsetzung häufig notwendig. Das folgende Kapitel soll in kurzen Zügen dieses Verfahren beschreiben:

Zunächst unterscheidet man zwischen direkter und indirekter Digital-Analog-Umsetzung. Von einer Direktumsetzung spricht man, wenn z. B. Spannungen oder Ströme, die dem Analogmeßgerät zur Auswertung zugeführt werden sollen, direkt aus der Reihen- oder Parallelschaltung von bewerteten Widerständen, Spannungs- oder Stromquellen erzeugt werden (elektrische Größen werden in elektrische Größen übergeführt).

Mit indirekter Digital-Analog-Umsetzung bezeichnet man die Möglichkeiten, aus bestimmten Hilfsgrößen den entsprechenden Analogwert zu ermitteln.

Als Beispiel der direkten Digital-Analog-Umsetzung sei die Umformung der binären Aussagen eines Stufenverschlüsslers in eine analoge Größe erwähnt. Von dieser Methode wird in Digitalvoltmetern oft Gebrauch gemacht.

Die Eingangsspannung, z. B. eine Gleichspannung, wird mit einer sich stufenweise zuschaltenden Vergleichsspannung verglichen. Nehmen wir an, daß diese Spannung nach dem Binärcode verschlüsselt und eine Meßspannung von 7 Volt auszumessen sei. Die kleinste bestimmbare Spannungseinheit sei 1 Volt. Bei vier Vergleichsstufen ergibt sich eine maximale Vergleichsspannung von

$$LLLL \triangleq 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 15$$

Es wird zunächst die größte Spannungsstufe mit der Meßspannung verglichen. Eine Auswerteeinrichtung meldet, daß die Vergleichsspannung zu hoch ist:

$$L000 \triangleq 8$$

Die nächstniedrigere Stufe ergibt einen zu kleinen Wert:

$$0L00 \triangleq 4$$

Durch Zuschalten der beiden nächstkleineren Meßstufen wird schließlich der Wert 7 erreicht:

$$0LLL \triangleq 7$$

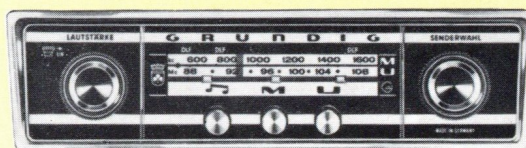
Die Summenbildung aus diesen 3 Teilwerten der Tetrade stellt nun den eigentlichen Umsetzungsvorgang dar. Ein Widerstandnetzwerk wird z. B. von den 3 Teilströmen aus der Tetrade so durchflossen, daß daran ein Spannungsabfall entsteht, welcher der Meßspannung von 7 Volt entspricht.

Der Fall einer indirekten Digital-Analog-Umsetzung soll durch eine Schrittmotorsteuerung beschrieben werden. Vor Beginn eines Bearbeitungsprozesses wird entweder durch Hand oder Lochstreifen ein digital verschlüsselter Wert in einen Speicher (Zähler) eingegeben. Dieser Wert wird hierauf in Form einer Impulsfolge an einen Schrittmotor weitergegeben, der pro ankommenden Impuls einen Arbeitstisch mit einer Zugspindel um eine bestimmte Wegeinheit verschiebt. Die Summe aller Impulse bewirkt im Endeffekt ein Verschieben des Tisches um eine bestimmte Länge, welche dem analogen Wert entspricht. Daß bei solchen Umwandlungsverfahren besonderes Gewicht auf die Zuverlässigkeit des Umsetzers gelegt werden muß, versteht sich von selbst, da meist die Möglichkeit fehlt, den verfahrenen Weg des Werkzeugtisches mit einem Maßstab zu vergleichen.

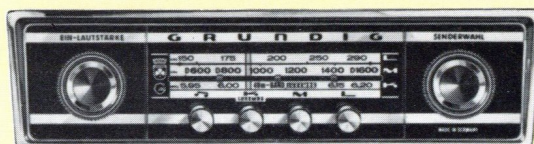
**GRUNDIG**

# Autosuper **WELTKLANG**

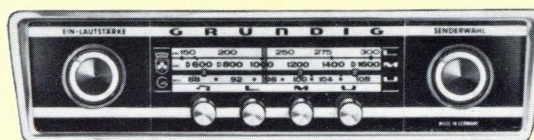
## Weltklang 2000

U, M  
6 V4 W  
Ausg.-Lstg.

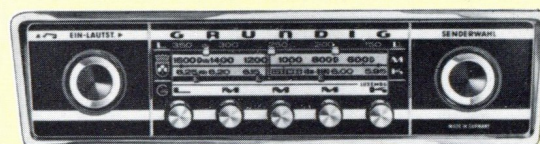
## Weltklang 3000

K, M, L  
12 V5 W  
Ausg.-Lstg.

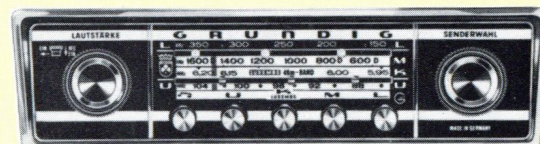
## Weltklang 3010

U, M, L  
12 V  
AFC (UKW)5 W  
Ausg.-Lstg.

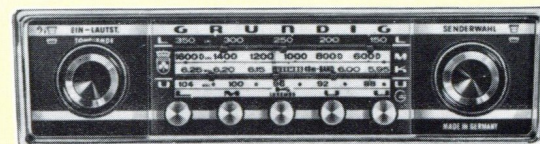
## Weltklang 3500

K, M, M, M, L - 5 Stationstasten -  
6/12 V7 W  
Ausg.-Lstg.

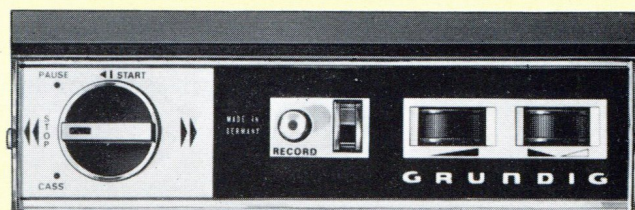
## Weltklang 4000

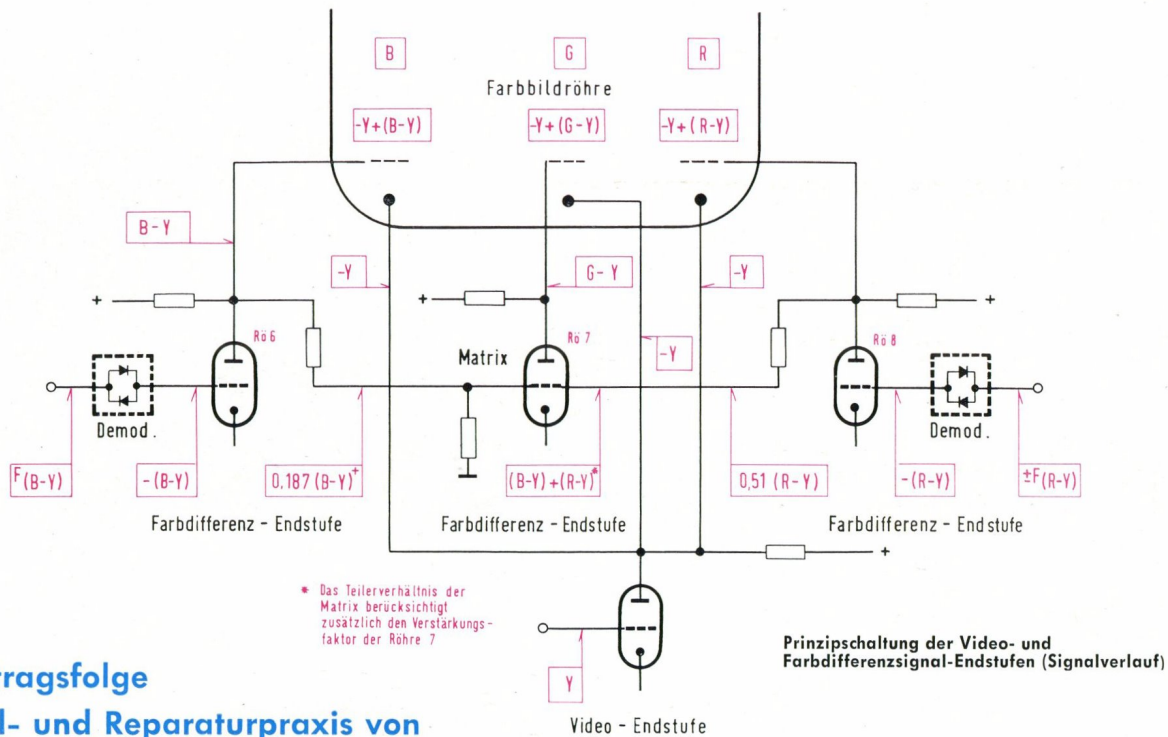
U, K, M, L  
6/12 V - Tonband-Anschluß  
AFC (UKW)5 W  
Ausg.-Lstg.

## Weltklang 4500

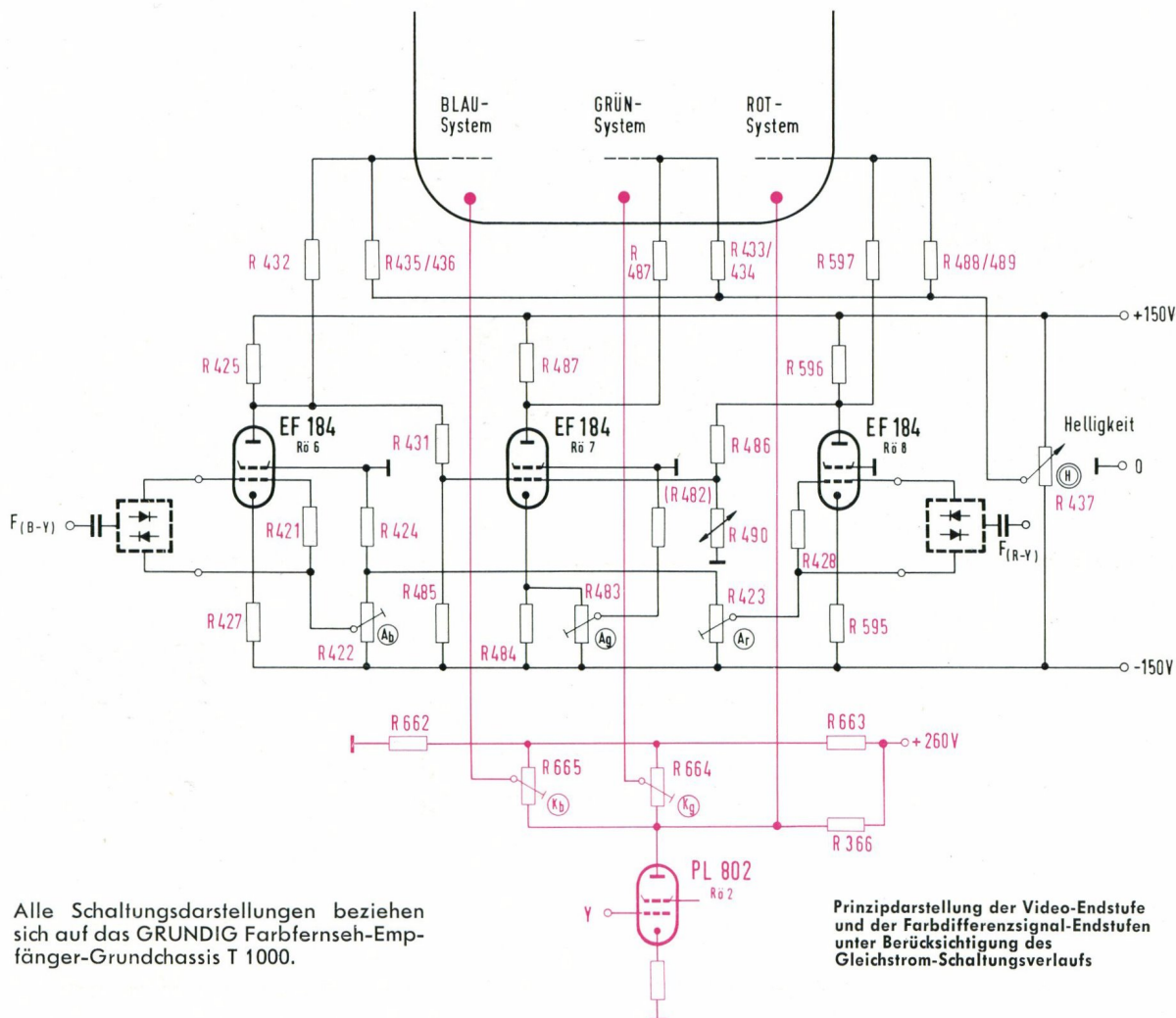
U, U, K, M, L - 5 Stationstasten -  
6/12 V - Tonband-Anschluß  
AFC (UKW)7 W  
Ausg.-Lstg.

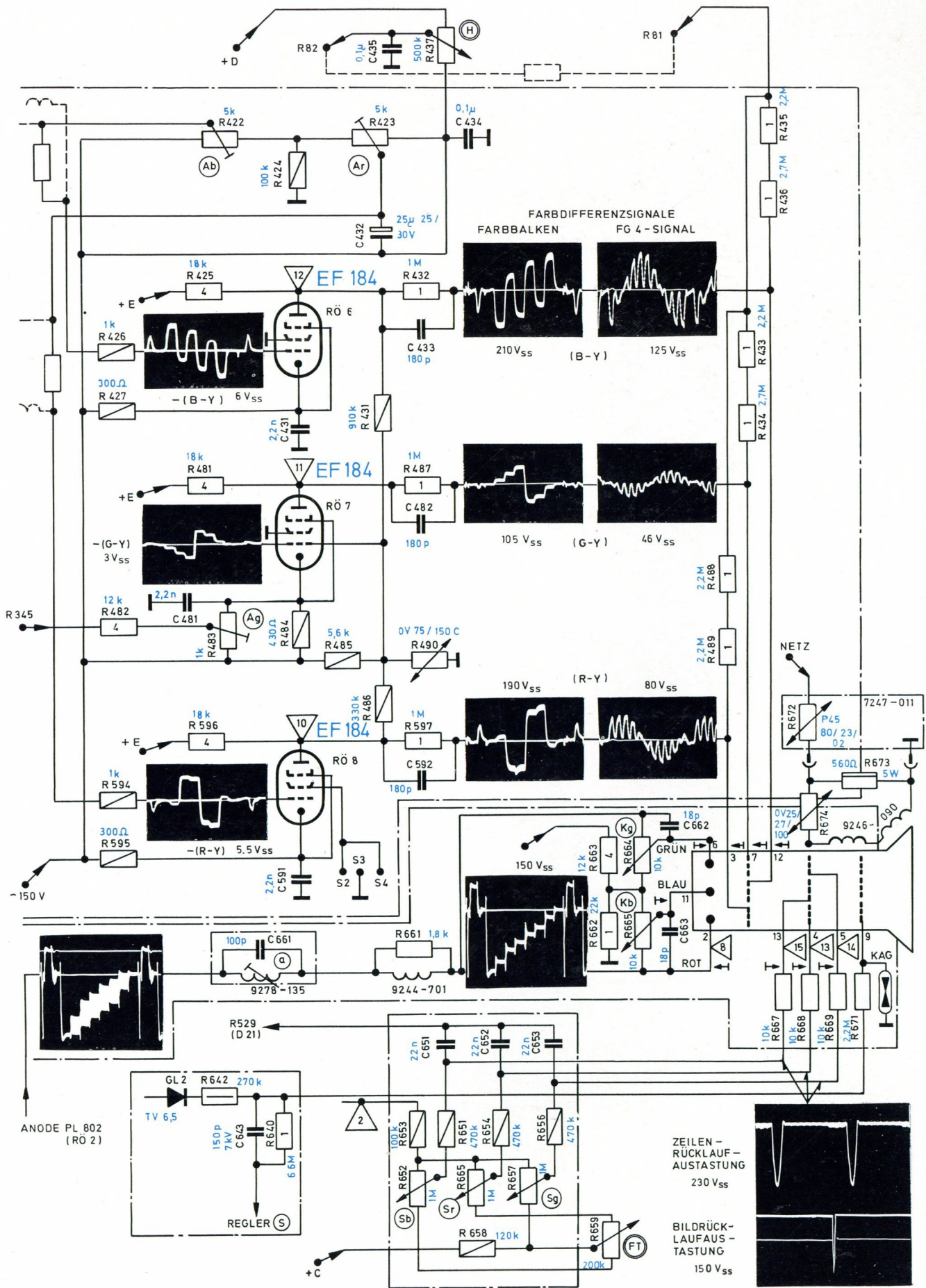
## Autohalterung 473

für die GRUNDIG CASSETTEN-Tonbandgeräte  
**C 200 L**, **C 200 Automatic** und **C 201 FM**  
Über Tonbandgeräte im Auto berichtet ausführlich das nächste Heft der Technischen Informationen



Zur Beitragsfolge  
 „Einstell- und Reparaturpraxis von  
 GRUNDIG Farbfernseh-Empfängern“  
 3. Teil





Schaltung der Farbdifferenzsignal-Endstufen und der Bildröhre (T 1000)

**GRUNDIG**

Cassetten-  
Radio

**C 201-FM**



## Ein Cassetten-Automatic-Tonbandgerät und ein Hochleistungs-UKW-Empfänger

Die ideale Kombination. Verblüffend einfache Bedienung. Automatische Scharfabstimmung. Automatische Aussteuerungsregelung. Automatische Band-Endabschaltung. Weitere technische Einzelheiten im nächsten Heft.