



THE UNTOUCHABLES
CAST
DIRECTOR

THE UNTOUCHABLES
CAST
DIRECTOR



THE UNTOUCHABLES
CAST
DIRECTOR



THE UNTOUCHABLES
CAST
DIRECTOR

THE UNTOUCHABLES
CAST
DIRECTOR

Transaktionen und Kunden Analyse mit STATISTIK

1. Einleitung

Das Ziel dieses Projekts ist es, die Transaktionsdaten eines Unternehmens zu analysieren und die Kundenprofile zu erstellen. Die Daten umfassen die Kaufhistorie der Kunden, die demografischen Informationen und die geografische Herkunft.

Die Analyse wird in drei Phasen unterteilt: Datenbereinigung, Exploratorische Datenanalyse (EDA) und Modellierung. In der ersten Phase werden die Daten auf Fehler überprüft und die fehlenden Werte behandelt.

In der zweiten Phase werden die statistischen Kennwerte wie Mittelwert, Standardabweichung und Korrelationskoeffizienten berechnet. Diese Kennwerte helfen, die Verteilung der Daten zu verstehen und die Zusammenhänge zwischen den Variablen zu identifizieren.

Die dritte Phase umfasst die Erstellung von Segmenten basierend auf den analysierten Merkmalen. Diese Segmente können für gezielte Marketingmaßnahmen genutzt werden, um die Kundenzufriedenheit zu erhöhen und den Umsatz zu steigern.

Die Ergebnisse der Analyse werden in Form von Diagrammen und Tabellen dargestellt. Diese Visualisierungen machen die komplexen Daten leichter verständlich und ermöglichen es, die wichtigsten Erkenntnisse zu verdeutlichen.



Die folgende Tabelle zeigt die statistischen Kennwerte der Daten. Die Spaltenüberschriften sind 'Mittelwert', 'Standardabweichung' und 'Korrelationskoeffizient'. Die Zeilenüberschriften sind 'Variable 1', 'Variable 2' und 'Korrelation'.

Variable	Mittelwert	Standardabweichung
Variable 1	12.5	3.2
Variable 2	8.7	2.1
Korrelation	0.15	

Die folgende Tabelle zeigt die Ergebnisse der Segmentierung. Die Spaltenüberschriften sind 'Segment', 'Anzahl der Kunden' und 'Durchschnittlicher Umsatz'. Die Zeilenüberschriften sind 'Segment 1', 'Segment 2' und 'Segment 3'.

Segment	Anzahl der Kunden	Durchschnittlicher Umsatz
Segment 1	150	120
Segment 2	200	180
Segment 3	100	90

Zusätzliche Informationen	
Projektname:	Kundenanalyse
Datum:	15.10.2023
Erstellt von:	STATISTIK
Version:	1.0

Die Analyse zeigt, dass die Kunden in drei Hauptsegmente unterteilt werden können. Jedes Segment hat unterschiedliche Eigenschaften und Bedürfnisse. Diese Erkenntnisse sind entscheidend für die Entwicklung von Marketingstrategien, die auf die spezifischen Anforderungen jedes Segments zugeschnitten sind.

Transkription und Translation Prüfung SS 2007

QUESTION 1

1.1. The following DNA sequence is transcribed into mRNA. The mRNA is then translated into a protein. The amino acid sequence of the protein is: Met-His-Leu-Ileu-Val. Write down the DNA sequence, the mRNA sequence, and the amino acid sequence of the protein.



1.2. The following DNA sequence is transcribed into mRNA. The mRNA is then translated into a protein. The amino acid sequence of the protein is: Met-His-Leu-Ileu-Val. Write down the DNA sequence, the mRNA sequence, and the amino acid sequence of the protein.

1.3. The following DNA sequence is transcribed into mRNA. The mRNA is then translated into a protein. The amino acid sequence of the protein is: Met-His-Leu-Ileu-Val. Write down the DNA sequence, the mRNA sequence, and the amino acid sequence of the protein.

1.4. The following DNA sequence is transcribed into mRNA. The mRNA is then translated into a protein. The amino acid sequence of the protein is: Met-His-Leu-Ileu-Val. Write down the DNA sequence, the mRNA sequence, and the amino acid sequence of the protein.



1. **Start** button (red)

2. **Stop** button (green)

3. **Emergency Stop** button (yellow)

4. **Reset** button (blue)

5. **Power** button (black)

The control panel is designed for easy operation and safety. The Start button is prominently placed on the left side, while the Stop button is on the right. The Emergency Stop button is centrally located below the main display area. The Reset button is positioned at the bottom left, and the Power button is at the bottom right. The panel is equipped with various indicators and buttons to facilitate the control of the system.



Graph of $y = -\frac{1}{x}$



Graph of $y = \frac{1}{x}$

Graph of $y = \frac{1}{x^2}$

Graph	Equation
	$y = \frac{1}{x}$
	$y = -\frac{1}{x}$
	$y = \frac{1}{x^2}$
	$y = -\frac{1}{x^2}$
	$y = \frac{1}{x^3}$
	$y = -\frac{1}{x^3}$

Graph of $y = \frac{1}{x^3}$

Graph of $y = -\frac{1}{x^3}$



Graph of $y = \frac{1}{x^3}$



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 ensuring transparency and accountability in financial reporting. The text also highlights the need for regular audits and reviews to identify any discrepancies or irregularities in the data.

In addition, the document outlines the various methods and tools used for data collection and analysis. It mentions the use of specialized software and databases to store and retrieve information efficiently. The text also discusses the importance of data security and privacy, particularly in light of increasing regulations and concerns about data breaches.

The second part of the document focuses on the application of statistical techniques to analyze the collected data. It describes how these methods can be used to identify trends, patterns, and correlations within the data. The text also discusses the importance of interpreting the results of these analyses in a meaningful and accurate manner.

Finally, the document concludes by emphasizing the overall importance of data management and analysis in decision-making processes. It states that by effectively utilizing data, organizations can gain valuable insights and make more informed decisions that lead to improved performance and success.

The following table provides a summary of the key findings and conclusions from the study. It details the various data points and the statistical results that were obtained. The table is organized into columns representing different categories and rows representing specific data points or findings.

Table 1: Summary of Key Findings	
Category	Findings
Financial Performance	Revenue increased by 15% over the period, while expenses remained relatively stable. Profit margins improved significantly.
Operational Efficiency	Process improvements led to a 10% reduction in cycle times and a 5% increase in productivity. Customer satisfaction scores improved.
Market Trends	There was a strong correlation between economic indicators and market performance. Consumer spending patterns shifted towards digital products.
Risk Management	Identified several key risks, including supply chain volatility and cybersecurity threats. Implemented robust mitigation strategies.
Human Resources	Employee engagement scores improved following the implementation of new training programs. Turnover rates decreased.
Technology Adoption	Increased adoption of cloud-based solutions and data analytics tools. Improved integration of systems across the organization.
Customer Behavior	Shifted from traditional brick-and-mortar to digital channels. Increased loyalty and repeat purchases.
Regulatory Compliance	Successfully navigated new regulatory requirements, ensuring full compliance and avoiding penalties.
Overall Summary	The organization demonstrated strong resilience and adaptability in a challenging environment, achieving significant growth and operational improvements.

TO DO

1. Review the current status of the project and ensure all tasks are up to date.

2. Check the progress of the team and provide support where needed.

3. Update the project schedule and communicate any changes to the team.

4. Review the budget and ensure all expenses are accounted for.

5. Meet with the client to discuss the project progress and any concerns.

6. Review the quality of the work and ensure it meets the required standards.

7. Check the status of the resources and ensure they are allocated correctly.

8. Review the risk register and update it with any new risks.

9. Meet with the team to discuss any issues and provide feedback.

10. Review the overall project performance and identify areas for improvement.

11. Review the communication plan and ensure all stakeholders are kept informed.

12. Check the status of the deliverables and ensure they are completed on time.

13. Review the project documentation and ensure it is up to date.

14. Meet with the sponsor to discuss the project progress and any concerns.

15. Review the project closure process and ensure all tasks are completed.

16. Review the project budget and ensure all expenses are accounted for.

17. Check the status of the resources and ensure they are allocated correctly.

18. Review the risk register and update it with any new risks.

19. Meet with the team to discuss any issues and provide feedback.

20. Review the overall project performance and identify areas for improvement.

21. Review the communication plan and ensure all stakeholders are kept informed.

22. Check the status of the deliverables and ensure they are completed on time.

23. Review the project documentation and ensure it is up to date.

24. Meet with the sponsor to discuss the project progress and any concerns.

25. Review the project closure process and ensure all tasks are completed.

26. Review the project budget and ensure all expenses are accounted for.

27. Check the status of the resources and ensure they are allocated correctly.

28. Review the risk register and update it with any new risks.

29. Meet with the team to discuss any issues and provide feedback.

30. Review the overall project performance and identify areas for improvement.

31. Review the communication plan and ensure all stakeholders are kept informed.

32. Check the status of the deliverables and ensure they are completed on time.

33. Review the project documentation and ensure it is up to date.

34. Meet with the sponsor to discuss the project progress and any concerns.

35. Review the project closure process and ensure all tasks are completed.

36. Review the project budget and ensure all expenses are accounted for.

37. Check the status of the resources and ensure they are allocated correctly.

38. Review the risk register and update it with any new risks.

39. Meet with the team to discuss any issues and provide feedback.

40. Review the overall project performance and identify areas for improvement.

41. Review the communication plan and ensure all stakeholders are kept informed.

42. Check the status of the deliverables and ensure they are completed on time.

43. Review the project documentation and ensure it is up to date.

44. Meet with the sponsor to discuss the project progress and any concerns.

45. Review the project closure process and ensure all tasks are completed.





Cassette-Heimtonbandgerät



CT90 für Intellektuelle

Das neue Heimtonbandgerät CT90 von Pioneer ist ein Meisterwerk der Technik. Es verfügt über eine hochwertige Kassette, die für eine hervorragende Klangqualität sorgt. Das Gerät ist mit einer Vielzahl von Funktionen ausgestattet, die es zu einem unverzichtbaren Bestandteil Ihres Musiksystems machen.

Das neue Heimtonbandgerät CT90 von Pioneer ist ein Meisterwerk der Technik. Es verfügt über eine hochwertige Kassette, die für eine hervorragende Klangqualität sorgt. Das Gerät ist mit einer Vielzahl von Funktionen ausgestattet, die es zu einem unverzichtbaren Bestandteil Ihres Musiksystems machen.

Das neue Heimtonbandgerät CT90 von Pioneer ist ein Meisterwerk der Technik. Es verfügt über eine hochwertige Kassette, die für eine hervorragende Klangqualität sorgt. Das Gerät ist mit einer Vielzahl von Funktionen ausgestattet, die es zu einem unverzichtbaren Bestandteil Ihres Musiksystems machen.

Das neue Heimtonbandgerät CT90 von Pioneer ist ein Meisterwerk der Technik. Es verfügt über eine hochwertige Kassette, die für eine hervorragende Klangqualität sorgt. Das Gerät ist mit einer Vielzahl von Funktionen ausgestattet, die es zu einem unverzichtbaren Bestandteil Ihres Musiksystems machen.

Das neue Heimtonbandgerät CT90 von Pioneer ist ein Meisterwerk der Technik. Es verfügt über eine hochwertige Kassette, die für eine hervorragende Klangqualität sorgt. Das Gerät ist mit einer Vielzahl von Funktionen ausgestattet, die es zu einem unverzichtbaren Bestandteil Ihres Musiksystems machen.



Figure 1

The first part of the paper discusses the basic principles of the proposed system. It starts with a brief overview of the system architecture, followed by a detailed description of the hardware components and their interconnections. The second part of the paper presents the results of the experimental work, including a comparison of the system performance with that of a conventional system. The final part of the paper discusses the conclusions and the future work.

The proposed system is based on a microcontroller-based architecture. The microcontroller is connected to a power supply and a load. The power supply is a switching power supply, which is used to convert the AC input voltage to a DC output voltage. The load is a resistive load, which is used to simulate a real-world load. The microcontroller is used to control the power supply and the load. The system is designed to be efficient and reliable, and it is suitable for use in a wide range of applications.

The system is designed to be efficient and reliable, and it is suitable for use in a wide range of applications. The system is designed to be efficient and reliable, and it is suitable for use in a wide range of applications. The system is designed to be efficient and reliable, and it is suitable for use in a wide range of applications.

Block Diagram of the Proposed System



<p>1. <i>Introduction</i></p> <p>2. <i>Methodology</i></p> <p>3. <i>Results</i></p> <p>4. <i>Discussion</i></p> <p>5. <i>Conclusion</i></p>	<p>6. <i>References</i></p> <p>7. <i>Appendix</i></p> <p>8. <i>Notes</i></p> <p>9. <i>Abstract</i></p> <p>10. <i>Keywords</i></p>	<p>11. <i>Summary</i></p> <p>12. <i>References</i></p> <p>13. <i>Appendix</i></p> <p>14. <i>Notes</i></p> <p>15. <i>Abstract</i></p> <p>16. <i>Keywords</i></p>
<p>17. <i>Introduction</i></p> <p>18. <i>Methodology</i></p> <p>19. <i>Results</i></p> <p>20. <i>Discussion</i></p> <p>21. <i>Conclusion</i></p>	<p>22. <i>References</i></p> <p>23. <i>Appendix</i></p> <p>24. <i>Notes</i></p> <p>25. <i>Abstract</i></p> <p>26. <i>Keywords</i></p>	<p>27. <i>Summary</i></p> <p>28. <i>References</i></p> <p>29. <i>Appendix</i></p> <p>30. <i>Notes</i></p> <p>31. <i>Abstract</i></p> <p>32. <i>Keywords</i></p>
<p>33. <i>Introduction</i></p> <p>34. <i>Methodology</i></p> <p>35. <i>Results</i></p> <p>36. <i>Discussion</i></p> <p>37. <i>Conclusion</i></p>	<p>38. <i>References</i></p> <p>39. <i>Appendix</i></p> <p>40. <i>Notes</i></p> <p>41. <i>Abstract</i></p> <p>42. <i>Keywords</i></p>	<p>43. <i>Summary</i></p> <p>44. <i>References</i></p> <p>45. <i>Appendix</i></p> <p>46. <i>Notes</i></p> <p>47. <i>Abstract</i></p> <p>48. <i>Keywords</i></p>

<p>49. <i>Introduction</i></p> <p>50. <i>Methodology</i></p> <p>51. <i>Results</i></p> <p>52. <i>Discussion</i></p> <p>53. <i>Conclusion</i></p>	<p>54. <i>References</i></p> <p>55. <i>Appendix</i></p> <p>56. <i>Notes</i></p> <p>57. <i>Abstract</i></p> <p>58. <i>Keywords</i></p>	<p>59. <i>Summary</i></p> <p>60. <i>References</i></p> <p>61. <i>Appendix</i></p> <p>62. <i>Notes</i></p> <p>63. <i>Abstract</i></p> <p>64. <i>Keywords</i></p>
--	---	---

...the ...
...the ...
...the ...

...the ...
...the ...
...the ...

...the ...
...the ...
...the ...

...the ...
...the ...
...the ...

...the ...
...the ...
...the ...



...the ...
...the ...
...the ...

...the ...
...the ...
...the ...





Technical drawing details including dimensions and labels. The text is oriented vertically on the page, matching the orientation of the drawing. It includes various alphanumeric labels and dimension values.

The first part of the report discusses the general situation of the country and the progress of the work. It is followed by a detailed account of the work done during the year, including the results of the various projects and the progress of the research. The report also contains a list of the publications of the Institute during the year and a list of the members of the staff.

The second part of the report is devoted to a detailed account of the work done during the year. It is divided into several sections, each dealing with a different aspect of the work. The first section deals with the general situation of the country and the progress of the work. The second section deals with the results of the various projects and the progress of the research. The third section deals with the publications of the Institute during the year and the fourth section deals with the members of the staff.

The third part of the report is devoted to a detailed account of the work done during the year. It is divided into several sections, each dealing with a different aspect of the work. The first section deals with the general situation of the country and the progress of the work. The second section deals with the results of the various projects and the progress of the research. The third section deals with the publications of the Institute during the year and the fourth section deals with the members of the staff.



Figure 1 shows a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter. The curve starts at the origin, rises to a peak, and then gradually declines. This indicates that as the number of fish increases, the number of fish per square meter initially increases but eventually decreases, suggesting a carrying capacity or resource limitation.

Figure 2 shows a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter. The curve starts at the origin, rises to a peak, and then declines more sharply than in Figure 1. This indicates a steeper decline in the number of fish per square meter as the total number of fish increases, suggesting a more significant resource limitation.

Figure 3 shows a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter. The curve starts at the origin, rises to a peak, and then declines. This indicates a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter.



Figure 5 shows a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter. The curve starts at the origin, rises to a peak, and then declines. This indicates a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter.

Figure 6 shows a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter. The curve starts at the origin, rises to a peak, and then declines. This indicates a concave-down relationship between the number of fish and the number of fish per square meter.



The device is a portable synthesizer, designed for field use. It features a digital display, several indicator lights, and a control knob. The device is mounted on a stand with four legs. The waveform shown in the image is a complex, multi-peaked signal, likely generated by the synthesizer. The vertical scale bar to the right of the monitor indicates the amplitude of the signal.

The device is a portable synthesizer, designed for field use. It features a digital display, several indicator lights, and a control knob. The device is mounted on a stand with four legs. The waveform shown in the image is a complex, multi-peaked signal, likely generated by the synthesizer. The vertical scale bar to the right of the monitor indicates the amplitude of the signal.



Figure 1. (a) Original image of the object.



Figure 2. (b) Original image of the object.



Figure 3. (c) Original image of the object.



Figure 4. (d) Original image of the object.

The image is a grayscale representation of a complex, multi-lobed structure, possibly a biological specimen or a mechanical part. It features a central vertical axis and several curved, overlapping lobes extending outwards. The image is oriented vertically on the page.



Figure 1. (a) Dark area

Figure 1. (b) Dark area with faint lines

Figure 2. (a) Dark area with faint lines



Figure 2. (b) Dark area with faint lines

Figure 3. (a) Dark area with faint lines

Figure 3. (b) Dark area with faint lines

Figure 3. (c) Dark area with faint lines



Figure 1. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.



Figure 2. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.



Figure 3. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.



Figure 4. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.



Figure 5. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.



Figure 6. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.



Figure 7. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.



Figure 8. A line graph showing the relationship between the number of trials and the number of correct responses.

How to use the book



Introduction

Chapter 1

Chapter 2

Chapter 3

Chapter 4

Chapter 5

Chapter 6

Chapter 7

Chapter 8

Chapter 9

Chapter 10

Chapter 11

Chapter 12

Chapter 13

Chapter 14

Chapter 15

Chapter 16

Chapter 17

Chapter 18

Chapter 19

Chapter 20

Chapter 21

Chapter 22

Chapter 23

Chapter 24

Chapter 25

Chapter 26

Chapter 27

Chapter 28

Chapter 29

Chapter 30

Chapter 31

Chapter 32

Chapter 33

Chapter 34

Chapter 35

Chapter 36

Chapter 37

Chapter 38

Chapter 39

Chapter 40

Chapter 41

Chapter 42

Chapter 43

Chapter 44

Chapter 45

Chapter 46

Chapter 47

Chapter 48

Chapter 49

Chapter 50

Chapter 51

Chapter 52

Chapter 53

Chapter 54

Chapter 55

Chapter 56

Chapter 57

Chapter 58

Chapter 59

Chapter 60

Chapter 61

Chapter 62

Chapter 63

Chapter 64

Chapter 65

Chapter 66

Chapter 67

Chapter 68

Chapter 69

Chapter 70

Chapter 71

Chapter 72

Chapter 73

Chapter 74

Chapter 75

Chapter 76

Chapter 77

Chapter 78

Chapter 79

Chapter 80

Chapter 81

Chapter 82

Chapter 83

Chapter 84

Chapter 85

Chapter 86

Chapter 87

Chapter 88

Chapter 89

Chapter 90

Chapter 91

Chapter 92

Chapter 93

Chapter 94

Chapter 95

Chapter 96

Chapter 97

Chapter 98

Chapter 99

Chapter 100

GRUNDIG

TECHNISCHE INFORMATIONEN

BRUNNEN



Ausbildung
im Bereich IT

BRUNNEN Fachwissen. Einmalig.

Vorbereitungen über den Inhalt des Spezialkurses bei der 10. HJ. Photographie

1. 1930

Die ersten Schritte der Fotografie sind die Aufnahme und die Entwicklung. In der ersten Phase wird das Licht durch die Linse auf den Film abgebildet. Die Entwicklung des Films ist ein chemischer Prozess, bei dem die belichteten Stellen durch Entwicklerflüssigkeit sichtbar werden. Die Entwicklungsdauer ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes.



Die Entwicklung des Films ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes. Die Entwicklungsdauer ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes. Die Entwicklungsdauer ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes.

Die Entwicklung des Films ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes. Die Entwicklungsdauer ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes. Die Entwicklungsdauer ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes.

Die Entwicklung des Films ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes. Die Entwicklungsdauer ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes. Die Entwicklungsdauer ist ein wichtiger Faktor für die Qualität des Bildes.



1. 1930

10

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...

...the ... of ...
...the ... of ...

Digitales Messen

Digitales Marketing

Das digitale Marketing umfasst alle Marketingaktivitäten, die über digitale Kanäle durchgeführt werden. Dies umfasst die Werbung, den Content Marketing, das Social Media Marketing, das E-Mail Marketing und das Affiliate Marketing. Die Digitalisierung des Marketing hat zu einer erheblichen Veränderung der Marketingstrategien geführt, da Unternehmen nun in der Lage sind, ihre Zielgruppen präziser zu identifizieren und anzusprechen. Dies ermöglicht es ihnen, ihre Marketingbudgets effektiver einzusetzen und ihre Kampagnen besser zu steuern. Zudem haben digitale Kanäle neue Möglichkeiten für die Interaktion mit den Kunden geschaffen, was zu einer stärkeren Kundenbindung und Loyalität führt.

Digitales Messen

Das digitale Messen bezieht sich auf die Messung der Leistung von digitalen Marketingaktivitäten. Dies umfasst die Messung von Kennzahlen wie der Reichweite, den Klicks, den Conversions und dem Umsatz. Die Digitalisierung des Messens hat zu einer erheblichen Verbesserung der Messgenauigkeit und -geschwindigkeit geführt. Unternehmen können nun in Echtzeit die Leistung ihrer Marketingaktivitäten verfolgen und bei Bedarf Anpassungen vornehmen. Dies ermöglicht es ihnen, ihre Marketingstrategien kontinuierlich zu optimieren und ihre Investitionen besser zu steuern. Zudem haben digitale Messungsmethoden neue Möglichkeiten für die Analyse von Kundenverhalten und -präferenzen geschaffen, was zu einer stärkeren Kundenorientierung führt.

Digitales Marketing und Messen

Die Digitalisierung von Marketing und Messen hat zu einer engeren Verzahnung beider Bereiche geführt. Unternehmen können nun ihre Marketingaktivitäten besser messen und steuern, was zu einer stärkeren Kundenorientierung und Loyalität führt. Zudem haben digitale Messungsmethoden neue Möglichkeiten für die Analyse von Kundenverhalten und -präferenzen geschaffen, was zu einer stärkeren Kundenorientierung führt.



Das digitale Marketing und Messen sind eng miteinander verzahnt. Die Digitalisierung des Marketing hat zu einer erheblichen Veränderung der Marketingstrategien geführt, da Unternehmen nun in der Lage sind, ihre Zielgruppen präziser zu identifizieren und anzusprechen. Dies ermöglicht es ihnen, ihre Marketingbudgets effektiver einzusetzen und ihre Kampagnen besser zu steuern. Zudem haben digitale Kanäle neue Möglichkeiten für die Interaktion mit den Kunden geschaffen, was zu einer stärkeren Kundenbindung und Loyalität führt.

Digitales Marketing und Messen

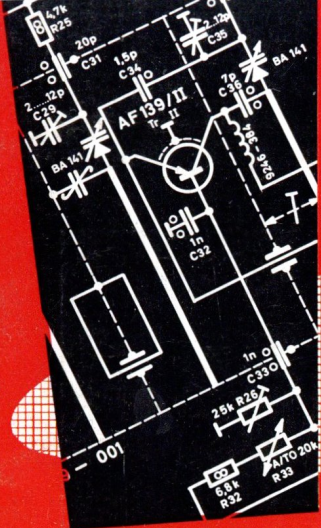
Die Digitalisierung von Marketing und Messen hat zu einer engeren Verzahnung beider Bereiche geführt. Unternehmen können nun ihre Marketingaktivitäten besser messen und steuern, was zu einer stärkeren Kundenorientierung und Loyalität führt. Zudem haben digitale Messungsmethoden neue Möglichkeiten für die Analyse von Kundenverhalten und -präferenzen geschaffen, was zu einer stärkeren Kundenorientierung führt.



GRUNDIG

TECHNISCHE INFORMATIONEN

ZEITSCHRIFT FÜR ELEKTRONIK, RADIO-, FERNSEH- UND TONBANDTECHNIK



3

1967

14. Jahrgang

Ausbildung an serienmäßigen

GRUNDIG

Farbfernseh-Empfängern

Inhaltsübersicht

Heft 3/1967
14. Jahrgang

FARBFERNSEHEN

GRUNDIG PAL-Service-Generator
FG 4 203
GRUNDIG Regel-Trenntransformator
RT 5 210

FERNSEHTECHNIK

GRUNDIG Fernseh-Boy P 1200 215
Gesamtschaltbild P 1200 213/214
GRUNDIG Super-Monomat 219

STEREO-RUNDFUNK

Der GRUNDIG Stereo-Decoder 8 220

MESSGERÄTE

GRUNDIG RC-Generator TG 20 223
Klirrfaktorbrücke KB 55 226
Transistoren- und Dioden-Prüfgerät
„Semitest I“ 229
Transistoren- und Dioden-Prüfgerät
„Semitest II“ 231

ELEKTRONIK

Digitales Messen
Kapitel 2.1 und 2.2
Analog-Digital-Umsetzung,
Umsetzer für mechanische Größen 234

Hi-Fi-TECHNIK

Untersuchungen über den Einfluß
des Wohnraumes
bei der Hi-Fi-Wiedergabe 237

TONBAND

Weitere neue Musik-Cassetten des
„System DC-International“ 239

Wichtig für Weiterbelieferung an Ihre
Service-Techniker

Die durch zahlreiche Adressenänderung
bedingte Neuauflage der Kartei
(Gruppe Service-Techniker), macht erneute
Anforderung der „Technischen In-
formationen“ über eine diesem Heft bei-
liegende Postkarte erforderlich.
Bitte beachten.



GRUNDIG

TECHNISCHE INFORMATIONEN

Zeitschrift für Electronic,
Radio-, Fernseh- und Tonbandtechnik
Herausgeber: GRUNDIG WERKE GmbH,
Technische Direktion

8510 Fürth (Bayern), Kurgartenstraße 37
Redaktion: H. Brauns

GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN

erscheinen in zwangloser Folge und wer-
den auf Anforderung kostenlos an Fach-
geschäfte und Fachwerkstätten sowie die
in diesen Betrieben tätigen Werkstatt-
leiter und Service-Techniker abgegeben.
Allen übrigen Interessenten ist der Bezug
gegen eine Schutzgebühr von 6.- DM pro
Jahr (einschließlich Versandkosten) mög-
lich, zahlbar auf Postscheckkonto Nürn-
berg 36879, GRUNDIG Werke GmbH.,
Fürth (Bayern). (Die Bestellung erfolgt
am einfachsten auf Zahlkartenabschnitt.)
Die Schutzgebühr für Einzelhefte beträgt
1.50 DM.

Druck: Karl Müller, Roth bei Nürnberg.

Wichtig!

Ältere Hefte – außer Heft 4/1966 und
2/1967 – sind leider vergriffen und nicht
mehr nachlieferbar.

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

Einige Anwendungsbeispiele des GRUNDIG PAL-Service-Generators **FG 4**

Der FG 4 liefert außer
einem Farbstreifen-
muster verschiedene
Bildmuster zur
Einstellung von Kon-
vergenz, Geometrie,
Linearität und Schärfe

Die nachstehenden
beiden Fotos zeigen die
Anwendung des Gitter-
linienmusters zur Über-
prüfung bzw. Einstellung
der Konvergenz

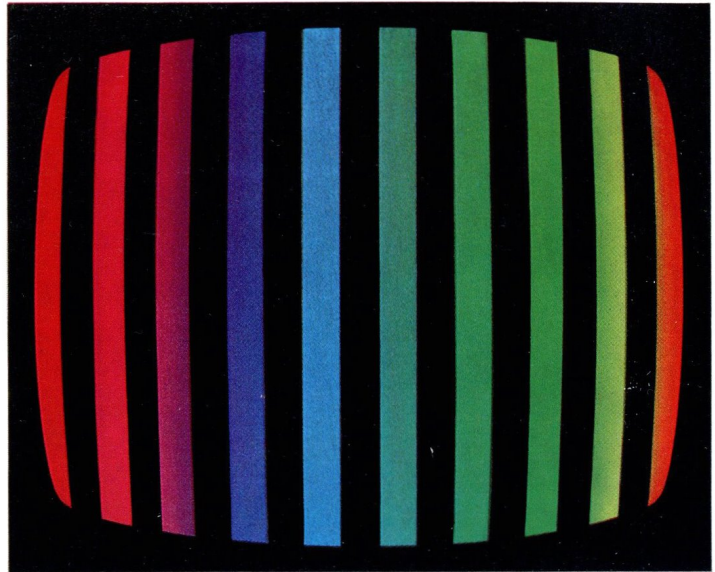


Bild 20

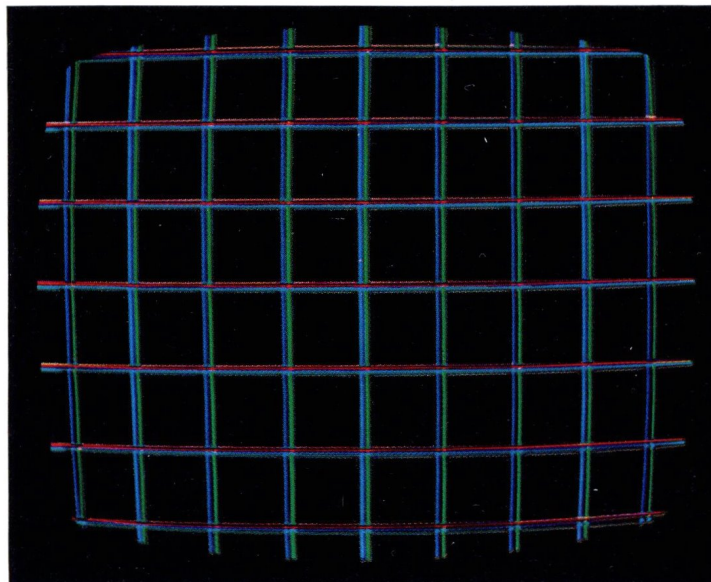


Bild 21

Konvergenzfehler
bei einem Farb-
fernseh-Empfänger

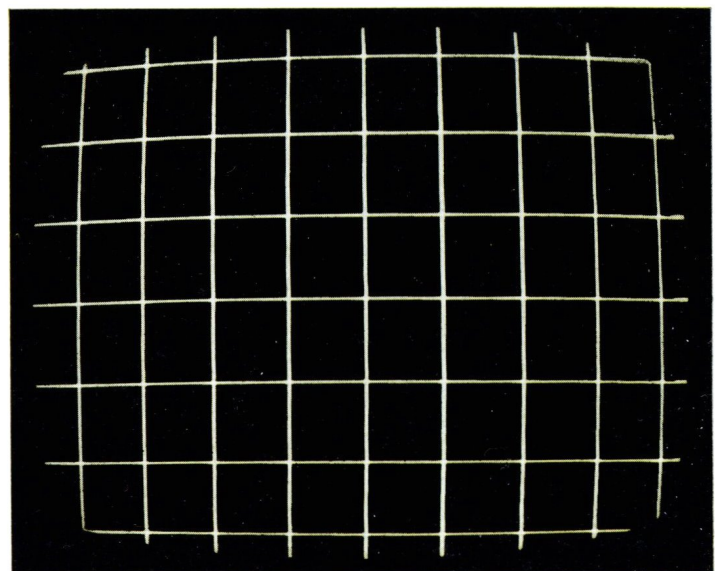


Bild 22

Mit dem GRUNDIG
PAL-Service-Generator
FG 4 optimal
eingestellte Konvergenz

PAL-Service - Generator FG 4

H. WEGLEHNER

Ein unentbehrliches Gerät für den Farbfernseh-Service

Aufgaben und Anwendung

Die technischen Besonderheiten der Farbfernsehempfänger, speziell bedingt durch die Lochmaskenbildröhre und die Übertragung und Demodulation der Farbinformation, stellen an den Service besondere Anforderungen.

Zur Beurteilung sowie zur Reparatur und Einstellung von Farbfernsehempfängern (unabhängig vom Sender-Farbsignal) in der Werkstatt wie auch in der Wohnung des Kunden wurde der unentbehrliche und universell einsetzbare GRUNDIG PAL-Service-Generator FG 4 entwickelt.

Universell — handlich — preisgünstig

Der volltransistorisierte und damit sofort betriebsbereite PAL-Service-Generator FG 4 erfüllt sämtliche Forderungen, um ein Farbfernsehgerät einzustellen, zu überwachen und zu reparieren. Die quarzstabilisierten Oszillatoren und die mit ihnen verkoppelten Frequenzen (f_{Zeiler} , f_{Bild} , f_{Linien} usw.) gewährleisten über einen weiten Temperaturbereich flimmerfreie und exakte Signal-Bilder.

Diese Vorzüge sowie das geringe Gewicht des PAL-Service-Generators FG 4, der sich auch besonders durch seinen niedrigen Preis auszeichnet, kommen dem Techniker zugute, der das Gerät im Aufendienst einsetzt.

Gitterlinien- und Punkt-Muster für Konvergenz- und Schärfe-Einstellung

Beim Aufstellen eines Farbfernsehempfängers in der Wohnung des Kunden ist es erforderlich, die Konvergenz (Farbdeckung der drei Elektrodenysteme) zu überprüfen bzw. einzustellen. Ein hierfür im PAL-Service-Generator FG 4 erzeugtes Gitterlinienmuster mit 10 senkrechten und 7 waagerechten Linien dient als Grundlage für eine einwandfreie Konvergenzeinstellung. Zur weiteren Überprüfung der Konvergenz sowie zur Beurteilung der Schärfe steht ein Punkt-muster mit 10 x 7 Punkten zur Verfügung.

Da die Karos des Gittermusters und des Punktmusters quadratische Form besitzen, eignen sich diese Signale ebenso für Geometrie- und Linearitäts-Einstellungen.

Quarzstabilisierte Farbhilfsträger-Frequenz

Zur Beurteilung der Funktion und zum Abgleich des Farbverstärkers, der PAL-Verzögerungsleitung, des Farbdemodulators und des Farbhilfsträgeroszillators liefert der PAL-Service-Generator FG 4 ein quarzstabilisiertes Sinus-signal mit Farbhilfsträgerfrequenz.

Farbbalkensignal nach der Regenbogenfolge

Das Überprüfen des PAL-Schalters, der

phasenrichtigen Einstellung der Farbdemodulatoren und das Beurteilen der Funktionstüchtigkeit des Empfängers aufgrund der Farbfolge auf dem Bildschirm wird mit einem im PAL-Service-Generator FG 4 erzeugten Farbbalkensignal durchgeführt. Die Signale Gittermuster, Punktmuster und Farbbalken stehen dem Techniker video- wie auch HF-mäßig zur Verfügung. Der Techniker hat damit die Möglichkeit, die Farb- und Impulskomponenten ohne Tuner und ZF-Verstärker einzustellen.

HF-Ausgang für alle Kanäle des VHF-Bandes III abstimbar

Die Funktion von Tuner und ZF-Verstärker läßt sich mit dem HF-Signal prüfen, das mit dem Gittermuster, dem Punktmuster oder dem Farbbalkensignal moduliert werden kann. Der HF-Träger ist auf alle Kanäle des Bandes III abzustimmen.

Durch eine Drucktaste kann der „Burst“ auf seinen Normwert (Amplitude) abgesenkt werden, womit eine Überprüfung des Farb-Killers und des Farbhilfsträgeroszillators gegeben ist.

5,5-MHz-Tonträger-Generator

Den obigen Signalen kann weiter ein unmodulierter quarzstabilisierter Tonträger von 5,5 MHz zugesetzt werden. Der

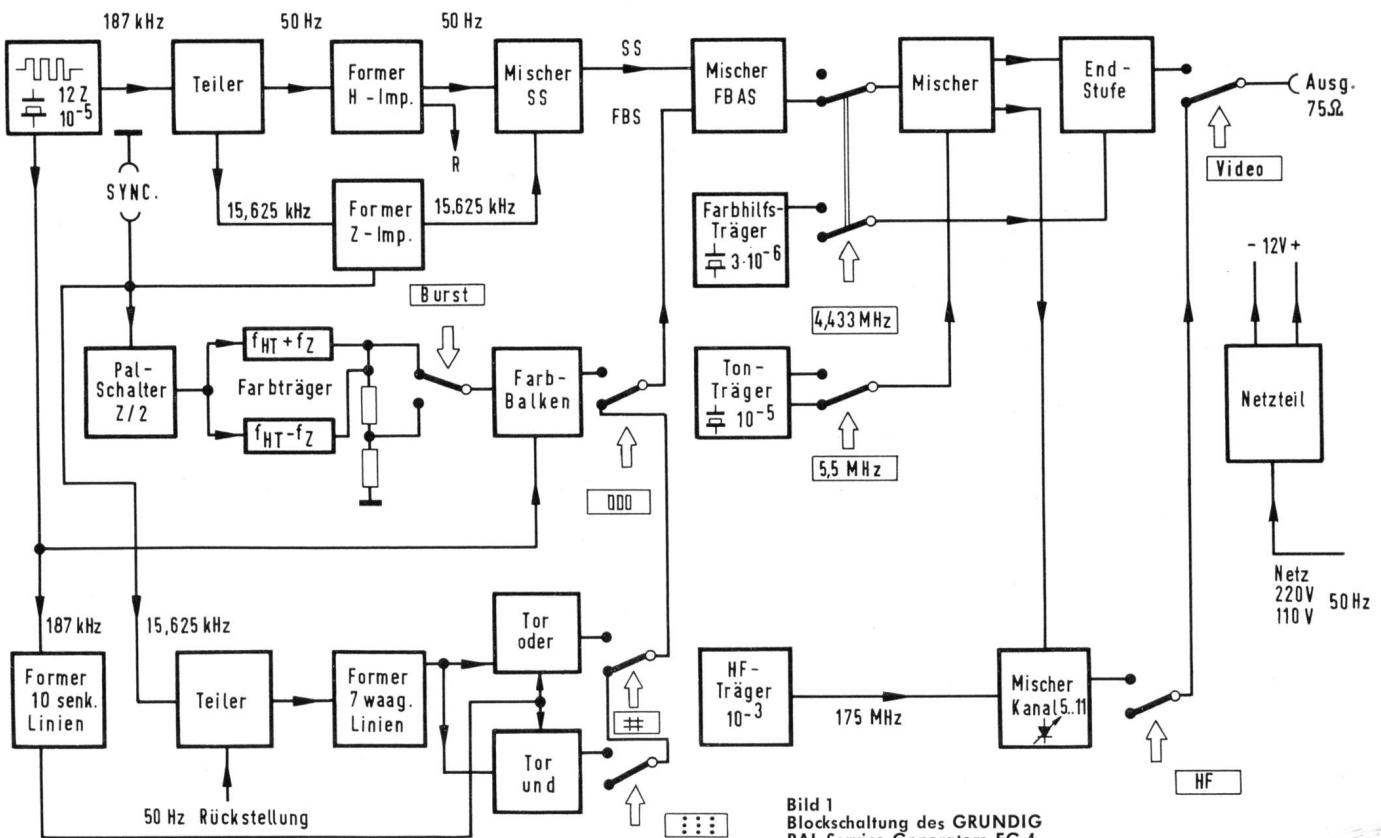


Bild 1
Blockschaltung des GRUNDIG
PAL-Service-Generators FG 4

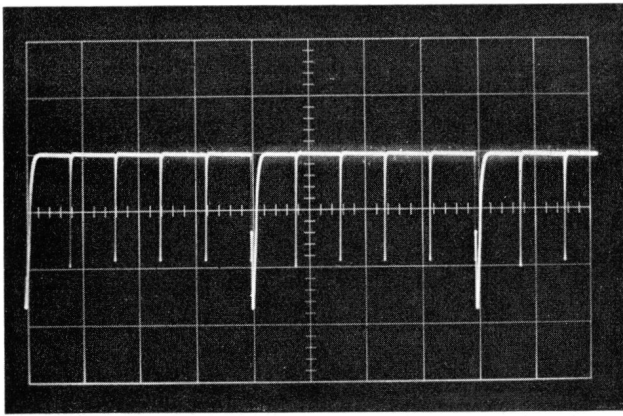


Bild 2 Spannungsverlauf an Basis 2 des Unijunction-Transistors

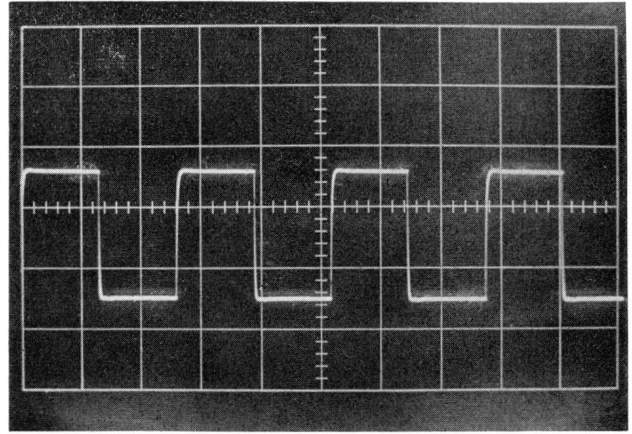


Bild 6 PAL-Impuls (Z/2) am Synchronisationsausgang

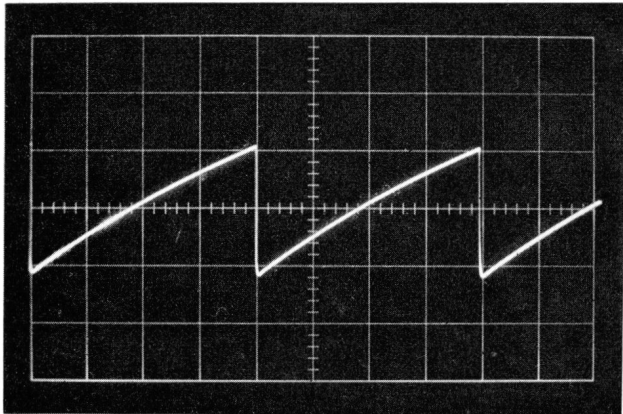


Bild 3 Spannungsverlauf am Emitter des Unijunction-Transistors

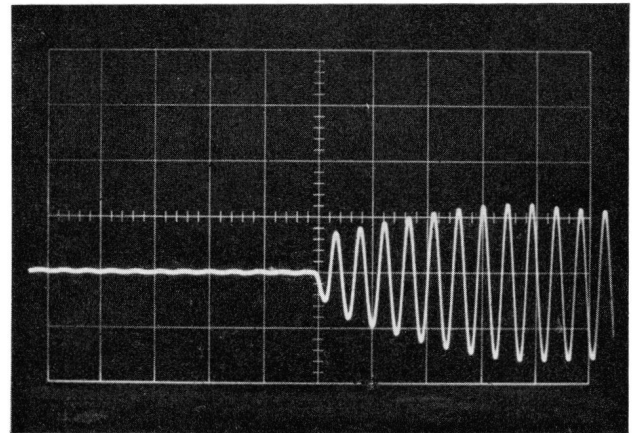


Bild 7 Starten einer der beiden Farbzillatoren

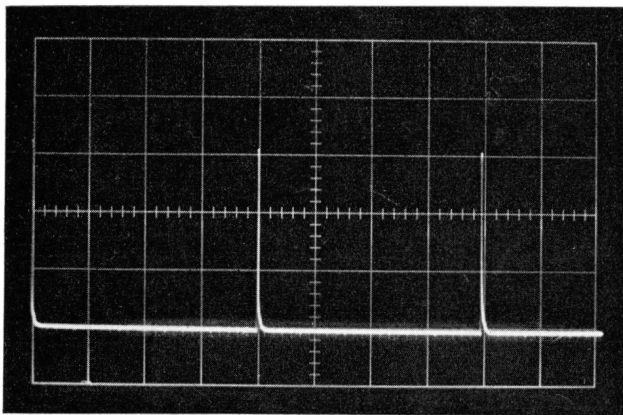


Bild 4 Spannungsverlauf an Basis 2 des Unijunction-Transistors

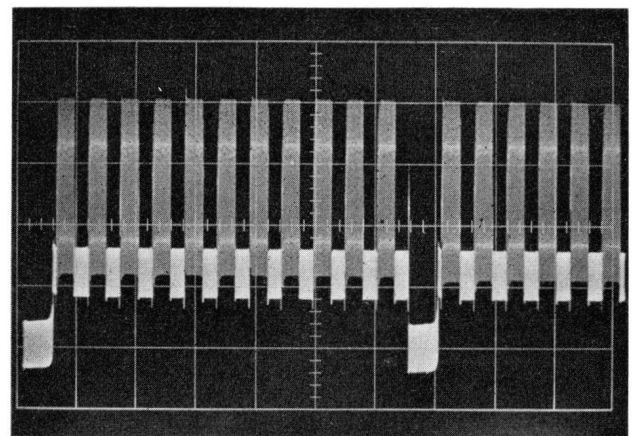


Bild 8 Farbbalkensignal mit 5,5-MHz-Tonträger

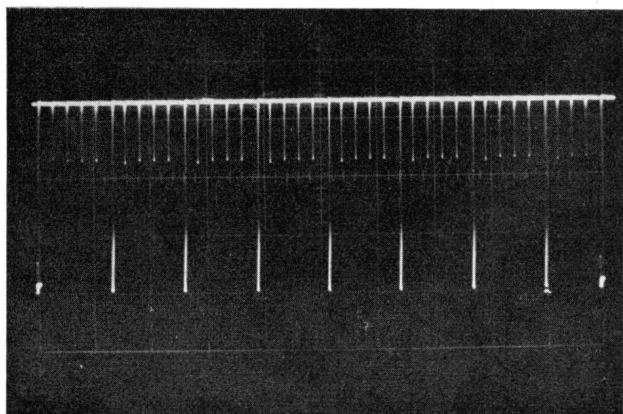


Bild 5 Teiler-Ergebnis: 7 waagerechte Linien mit 50-Hz-Triggerimpuls

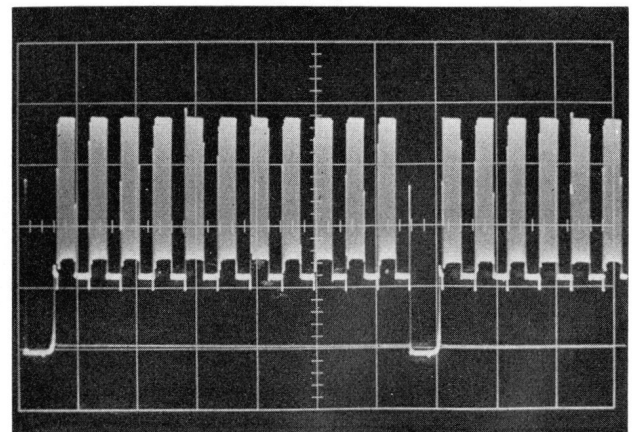


Bild 9 Farbbalkensignal am Ausgang (Video)

Tonträger dient zur exakten Abstimmung des Farbfernsehempfängers, zur Überprüfung des Farbverstärkers (Kreuzmodulation zwischen Tonträger und Farbhilfsträger), zum Abgleich der Ton-Traps sowie zur Überprüfung und zum Abgleich des Ton-ZF-Verstärkers.

Zur Erleichterung der oszillographischen Betrachtung des Farbbalkensignals ist für die Triggerung der PAL-Impuls ($f_z/2$) getrennt herausgeführt.

Der PAL-Service-Generator FG 4 kann selbstverständlich auch als vollwertiger Schwarz-Weiß-Testbildgenerator eingesetzt werden.

Funktion

I. Impulsteil

In einem Muttergenerator wird eine Quarzfrequenz von $12 f_z = 187,336 \text{ kHz}$ mit einer Genauigkeit von 3×10^{-6} erzeugt. Ein nachfolgender Schmitt-Trigger formt die Frequenz $12 f_z$ in ein Rechteck mit dem Tastverhältnis 1:1. Der so gewonnene Mäander ist für die Austastung des Regenbogenfarbsignals erforderlich.

In einem folgenden Frequenzteiler mit einem Teilverhältnis 6:1 wird die Frequenz $2 f_z$ gewonnen. Bei den insgesamt 9 Frequenzteilern handelt es sich um astabile Multivibratoren mit je einem Unijunction-Transistor.

Die Arbeitsweise der Teiler ist folgende (Bild 1):

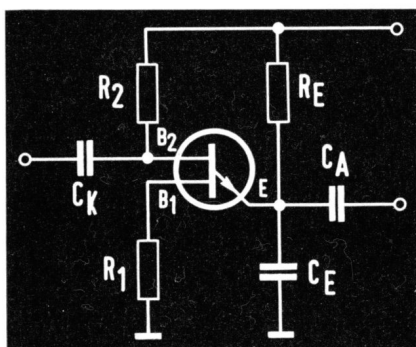


Bild 1 Frequenzteiler mit Unijunction-Transistor

Der Kondensator C_E lädt sich über den Widerstand R_E so weit auf, bis eine Spannung U_D (Durchbruch- oder Kippspannung) erreicht ist. Bis zu diesem Punkt ist der Emitter negativer als die Durchbruchspannung U_D , und es fließt nur ein geringer vernachlässigbarer Sperrstrom. Beim Erreichen der Spannung U_D „kippt“ der Unijunction-Transistor und die Strecke Emitter — Basis 1 leitet, so daß sich der Kondensator C_E über den Widerstand R_1 entlädt. Bei einem Wert der Emitterspannung U_E von etwa 2 V wird die Emittierstrecke wieder gesperrt und der Zyklus beginnt von neuem.

Die Durchbruchspannung U_D ist abhängig von der Interbasisspannung U_{BB}

$$U_D = U_{BB} + U_E$$

Durch diese Abhängigkeit ist eine Synchronisierung des Kippvorganges gegeben. Synchronisiert werden kann die Schaltung an der Basis 2 mit einem negativen Impuls und an der Basis 1 und dem Emitter mit einem positiven Impuls. Im PAL-Service-Generator FG 4 wird die Synchronisation an der Basis 2 der Teilertransistoren durchgeführt. Bild 2 zeigt den Spannungsverlauf an Basis 2

mit Synchronisierungsimpulsen (2 V/cm), Bild 3 die Emitterspannung (2 V/cm), Bild 4 die Basis-1-Spannung ($0,5 \text{ V/cm}$). Vom Frequenzteiler T 110 (6:1) wird über einen Emitterfolger T 112 eine Teilerkette angekoppelt. Die Kette besteht aus 4 Teilerstufen (T 114, T 115, T 117 und T 119), die je 5:1 teilen. Daraus ergibt sich eine Frequenz von $2 f_z : 5^4 = 50 \text{ Hz}$. Der so erhaltene 50-Hz-Impuls stößt einen monostabilen Multivibrator (T 121, T 122) an, der den Bildsynchronimpuls (ca. $160 \mu\text{s}$) erzeugt.

Die doppelte Zeilenfrequenz synchronisiert gleichzeitig den Frequenzteiler T 107 mit dem Teilverhältnis 2:1, der die Zeilenfrequenz f_z erzeugt. Durch Übersteuerung der Stufe T 109 mit der Zeilenfrequenz f_z kann mit R 122 die Verzögerungszeit des Transistors T 109 so eingestellt werden, daß sich eine Zeit von $4,7 \mu\text{s}$ ergibt. Dieser verzögerte Impuls stellt den Zeilensynchronimpuls dar. Die Dioden D 110 und D 111 fügen die Bild- und Zeilensynchronimpulse zum Synchronmisch zusammen.

Durch das Ableiten der Bild- und Zeilenfrequenz aus der doppelten Zeilenfrequenz $2 f_z$ ist der Zeilensprung gewährleistet.

Eine weitere Kette mit 3 Stufen (T 111, T 113 und T 116) teilt die Anzahl der Zeilensynchronimpulse im Verhältnis 4:1, 2:1 und 5:1; das ergibt die Anzahl der waagerechten Linien.

Zur Synchronisation der waagerechten Linien mit der Bildfrequenz werden die Teiler T 111, T 113 und T 116 über die Dioden D 101, D 102 und D 103 mit dem Bild-Synchron-Impuls getriggert. Mittels des folgenden monostabilen Multivibrators T 118 und T 120 kann die Länge der waagerechten Linie von $64 \mu\text{s}$, = Dauer einer Zeile, eingestellt werden.

Die Erzeugung der senkrechten Linien erfolgt in der Differentiationsstufe T 105, die mit $12 f_z$ angesteuert wird. Ein „oder“-Tor mit den Dioden D 104 und D 105 mischt die senkrechten und waagerechten Linien zu einem Gittermuster und ein „und“-Tor mit den Dioden D 106, D 107 und D 109 zu einem Punktmuster.

II. Farbsignalerzeugung

Die Zeilenfrequenz f_z steuert einen bistabilen Multivibrator (T 202 und T 205), welcher den PAL-Schalter darstellt. Vom Kollektor des Transistors T 105 wird über einen Widerstand der PAL-Impuls an den Synchronisier-Ausgang geführt (Bild 6). Über die Impedanzwandlerstufen T 204 und T 206 sowie die Dioden D 205 und D 206 werden abwechselnd die Start-Stop-Oszillatoren T 207 und T 208 gesteuert, die jeweils mit der gleichen Phase anschwingen (Bild 7). Die Frequenz des einen Oszillators ist $f_{FHT} + \Delta f$, die des anderen Oszillators $f_{FHT} - \Delta f$, wobei f_{FHT} die Farbhilfsträgerfrequenz ist. Δf ist die Frequenz, die bewirkt, daß sich die Phase des Farbhilfsträgers innerhalb einer Zeilendauer um 435° ändert. Da der eine Oszillator um Δf höher, der andere um Δf niedriger als die Farbhilfsträgerfrequenz schwingt, wird erreicht, daß der Farbkreis von Zeile zu Zeile abwechselnd im positiven und negativen Sinn durchlaufen wird (Bild 13).

Beide Farbinformationen werden über die Emitterfolger T 209 und T 210 angekoppelt und über RC-Glieder addiert.

Das Gesamtschaltbild des GRUNDIG

PAL-Service-Generators FG 4

befindet sich auf den Seiten 211—212 dieses Heftes

Der Emitterfolger T 212 entkoppelt die Farbinformation und gibt sie an die Umkehrstufe T 215, in welcher das Farbsignal mit dem quarzfrequenten Rechteck ($12 f_z$) ausgetastet wird. Das Rechteck wird an T 140 (Schmitt-Trigger) angekoppelt und über die Phasendrehstufe T 211 an die Basis des Emitterfolgers T 217 gegeben. Dieses so gewonnene ausgetastete Regenbogensignal (Farbbalkensignal) gelangt über die Phasendrehstufe T 218 sowie die Impedanzwandlerstufe T 220 auf einen Drucktastenschalter.

III. Signalaufbereitung

Die Dioden D 207 und D 208 mischen das Synchronmisch und wahlweise Farbinformation, Gitterraster oder Punktraster zusammen. An der Basis des Emitterfolgers T 222 kann mittels einer Drucktaste zu dem Videosignal ein 5,5-MHz-Sinussignal addiert werden (Bild 8).

Das 5,5-MHz-Signal wird in dem Quarzoszillator T 101 gewonnen und am Emitterfolger T 103 angekoppelt.

Das Videosignal wird nun über den Ausgangsemitterfolger T 223 und über R 279 an die Ausgangsbuchse gegeben (Bild 9).

An dem geteilten Emittierwiderstand des Transistors T 222 greift man einen Teil des Videosignals ab, um es in der Phasenstufe T 213 weiter zu verarbeiten und dem HF-Modulator zuzuführen.

Der Farbhilfsträger

Die Farbhilfsträgerfrequenz $4,43361875 \text{ MHz}$ steht dem Techniker als Sinussignal videomäßig zur Verfügung. Durch Tastendruck werden sämtliche Stufen des PAL-Service-Generators FG 4 abgeschaltet, so daß nur der Quarzoszillator T 201 arbeiten kann. Die somit erzeugte Farbhilfsträgerfrequenz wird über T 203 und über den Ausgangsemitterfolger T 223 sowie über R 279 dem Ausgang zugeführt (Bild 10).

Zum Überprüfen des Farbhilfsträgeroszillators sowie zur Einstellung des Farbkillers kann die Farbinformation auf den Normwert der Burstamplitude abgesenkt werden. Durch Drücken der Taste „Burst“ wird am Regler R 248 die entsprechende Spannung der Farbinformation abgegriffen (Bild 11).

IV. Zusammensetzung und Gewinnung des getasteten Farbsignals

Die Diagramme a, b und c von Bild 12 stellen die Spannungsverläufe der drei Einzelsignale dar, die durch Austastung und Addition des Videofarbbalkensignals d ergeben.

Diagramm a zeigt den Zeilensynchronimpuls, der mit dem quarzfrequenten Rechteck b ($12 f_z$) fest verkoppelt ist (Teiler). Über den PAL-Schalter werden mit dem Zeilensynchronimpuls die beiden Farboszillatoren f_01 und f_02 geschaltet. Diagramm c veranschaulicht, daß die Farboszillatoren abwechselnd von Zeile zu Zeile schwingen.

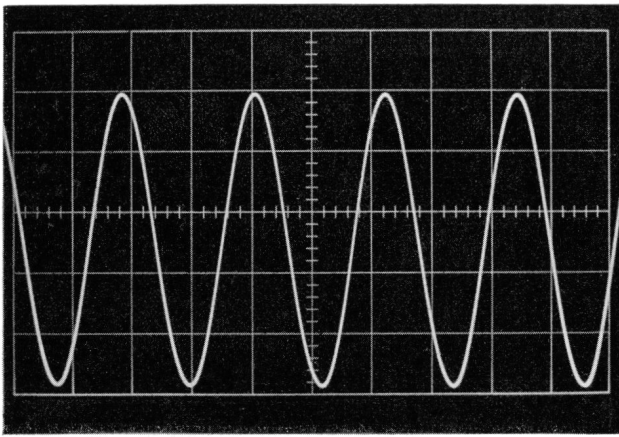


Bild 10 4,43361875-MHz-Sinussignal am Ausgang (Video)

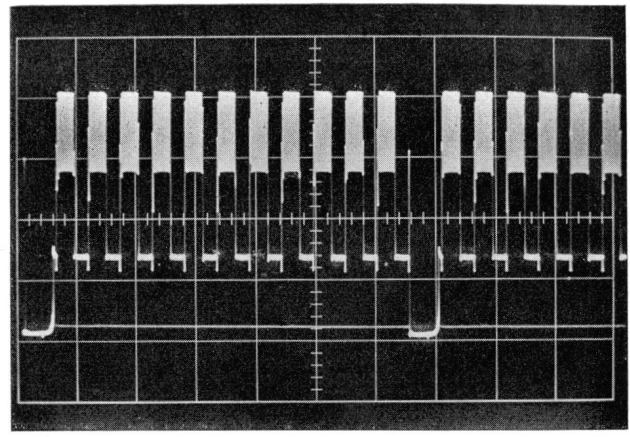
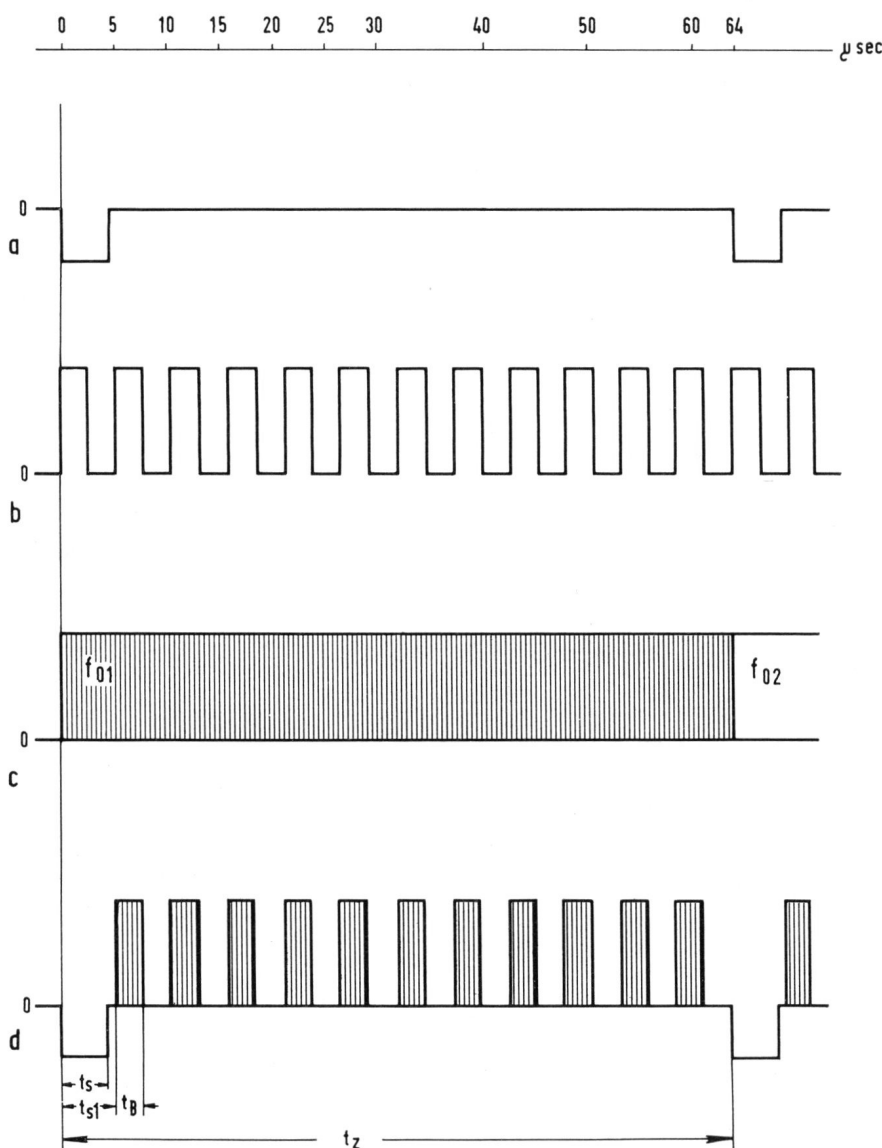


Bild 11 Farbbalkensignal am Ausgang; Farbinformation auf Burstnormwert (Taste „Burst“ gedrückt)



- t_s Breite des Synchronimpulses
- t_{s1} Zeit bis zum Beginn des Burstimpulses (= t_{BA})
- t_B Breite des Burstimpulses
- t_z Zeilendauer

Bild 12 Spannungsverläufe der drei Einzelsignale (a, b, c), die durch Austastung des Video-Farbbalkensignal d ergeben.

Die Zeit eines aufgetasteten Balkens t_B ergibt sich aus:

$$t_B = \frac{t_z}{2 \cdot 12} = \frac{64}{24} \mu\text{sec} = 2,67 \mu\text{sec},$$

wobei $t_z = 64 \mu\text{sec}$ die Zeit einer Zeilenperiode darstellt.

Der erste Balken wird mit dem Zeilensynchronimpuls, der eine Dauer $t_s = 4,7 \mu\text{sec}$ hat, ausgetastet.

Der zweite Balken stellt den Burst dar.

Bei einer Dauer von $2,67 \mu\text{sec}$ enthält dieser Burst-Impuls $11,85$ Schwingungszüge der Farbhilfsträgerfrequenz.

Der Beginn des zweiten Balkens erfolgt nach der Zeit t_{BA} .

$$t_{BA} = 2 \times t_B = 5,34 \mu\text{sec}.$$

Die Frequenzen der beiden Farboszillatoren müssen sein:

$$f_{01} = f_{FHT} + \Delta f \quad f_{FHT} = 4,43361875 \text{ MHz}$$

$$f_{02} = f_{FHT} - \Delta f$$

Δf ist die Frequenz, die bewirkt, daß der Farbhilfsträger bis zur Mitte des zweiten Balkens (Burst) eine Phasendrehung von 45° erfährt.

$$\Delta f \text{ ergibt sich zu } 18,86 \text{ kHz};$$

daraus wird

$$f_{01} = 4433618,75 \text{ Hz} + 18860 \text{ Hz} =$$

$$\mathbf{4452478,75 \text{ Hz}},$$

$$f_{02} = 4433618,75 \text{ Hz} - 18860 \text{ Hz} =$$

$$\mathbf{4414758,75 \text{ Hz}}.$$

Da der eine Farboszillator um $18,86 \text{ kHz}$ höher, der andere Farboszillator um $18,86 \text{ kHz}$ niedriger schwingt, ergibt sich, daß die Phase des Burst von Zeile zu Zeile abwechselnd um 90° springt.

Bis zur Mitte des letzten Balkens ergibt sich eine Phasenänderung von $\pm 405^\circ$.

Die Diagramme I und II (Bilder 13 und 14) stellen den Verlauf der Phasenänderung der Farboszillatorfrequenzen bezogen auf die Farbhilfsträgerfrequenz während einer Zeilenperiode dar (Bilder 15 und 16).

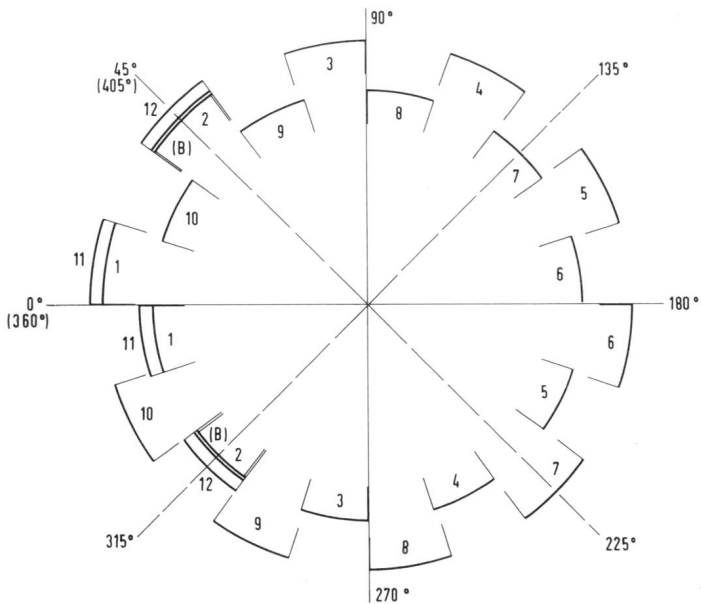


Bild 13 (Diagramm I) Verlauf der Phasenänderung der Farboszillatorfrequenzen, bezogen auf die Farbhilfsträgerfrequenz während einer Zeilenperiode

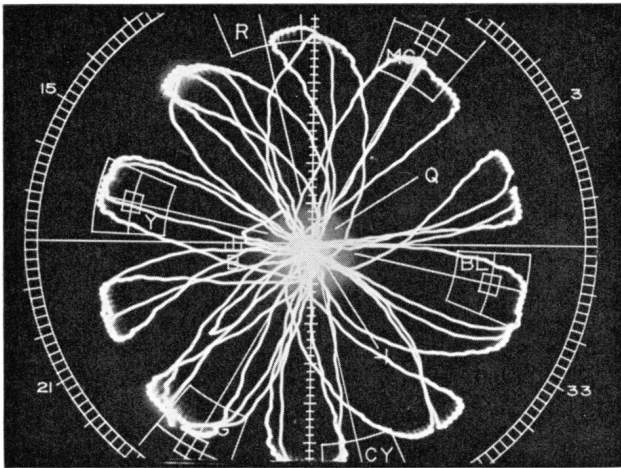


Bild 15 Farbbalkensignal am Vektroskop nach Bild 13

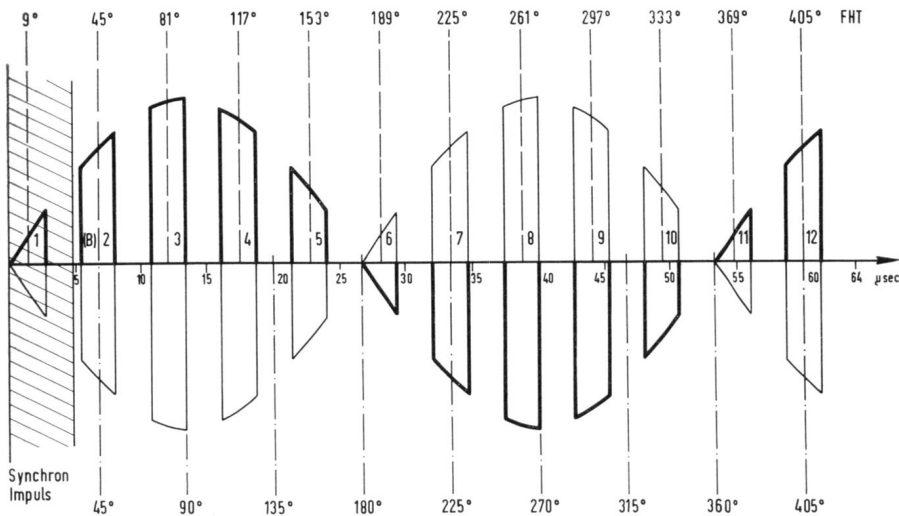


Bild 14 (Diagramm II) Verlauf der Phasenänderung der Farboszillatorfrequenzen, bezogen auf die Farbhilfsträgerfrequenz während einer Zeilenperiode

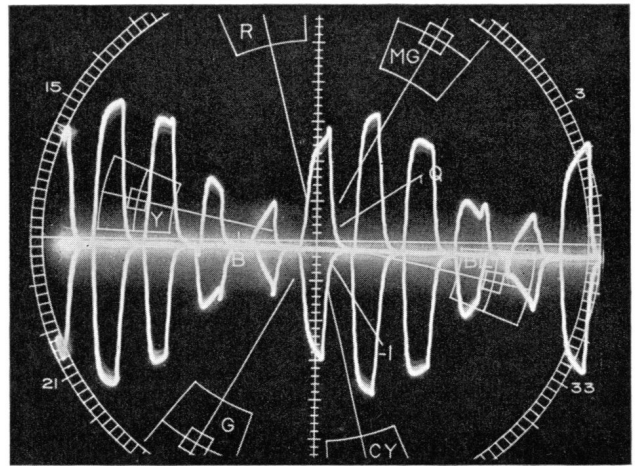


Bild 16 Farbbalkensignal am Vektroskop nach Bild 14

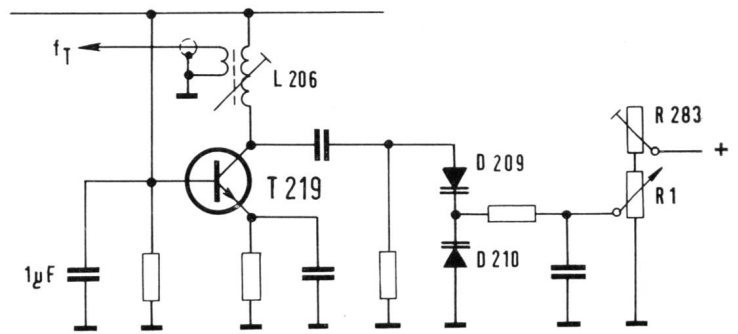


Bild 17 Prinzipschaltung des VHF-Generators mit Diodenabstimmung

V. Oszillator

Der HF-Oszillator schwingt im Band III und ist von Kanal 5 bis 12 kontinuierlich durchstimmbar. Die Abstimmung erfolgt, wie schon seit längerer Zeit bei Fernsehgeräten üblich, elektronisch mit Kapazitätsdioden. Bild 17 zeigt die Prinzipschaltung.

Der Oszillator mit dem Transistor T 219 stellt eine Colpittsschaltung dar. Die innere Kollektor-Emitter-Kapazität (bei diesen Frequenzen bereits stark wirksam) und der Kondensator C 237 bilden die Rückkopplung, die den Oszillator mit seiner Schwingkreispule L 206 und den Kreiskapazitäten, gebildet aus den Kapazitätsdioden D 209 und D 210, schwingen läßt.

Für die Abstimmung werden Kapazitätsdioden verwendet, die im Gegentakt betrieben werden. Günstigen Kapazitätshub bei niedriger Abstimmspannung bietet die BA 141. Bekanntlich wirken gegeneinandergeschaltete Kapazitätsdioden für Hochfrequenz wie zwei in Serie geschaltete Abstimmkondensatoren, die entgegengesetzte Polarität verhindert Gleichrichtereffekte. Gleichstrommäßig liegen die Dioden parallel. Die Spannungskonstanz des Netzteils ist so groß, daß zusätzliche Stabilisierungen nicht erforderlich waren.

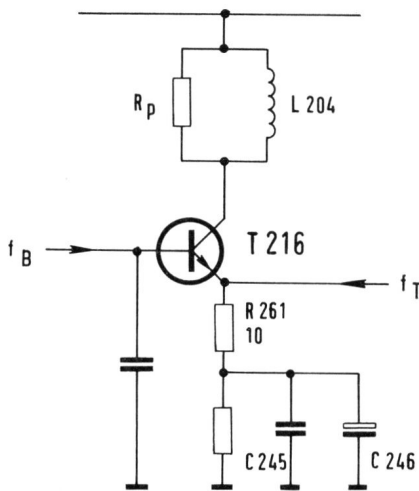
Die Abstimmspannung wird über Widerstände von 100 k Ω zugeführt, die die Dioden hochfrequenzmäßig entkoppeln. Der sich dabei ergebende zusätzliche Widerstand parallel zum Schwingkreis von etwa $R_p = 4 \cdot R = 400 \text{ k}\Omega$ ist vernachlässigbar. Der Abgleich erfolgt mittels Spulenkern und Einstelltrimmer R 283, der die Kapazität der Dioden beeinflusst. Die HF-Spannung wird niederohmig ausgekoppelt und der nachfolgenden Modulatorstufe T 216 zugeführt.

Modulator

In der Modulationsstufe wird dem auf die Frequenzen $f_T = 175,25 \dots 224,25$ MHz abstimmbaren HF-Träger das Bildsignal f_B aufmoduliert. Modulationsart ist die Amplitudenmodulation. Bild 18 zeigt das Prinzipschaltbild.

Für den HF-Träger stellt diese Stufe eine Basisschaltung dar, deren Arbeitswiderstand der Schwingkreis L 204 ist. Eine Abstimmung dieses Kreises ist nicht erforderlich; er ist breitbandig durch den Parallelwiderstand R_p . Der Emitterwiderstand R 261 des T 216 wirkt als Gegenkopplung für das Bildsignal; auf die Art wird die erforderliche Linearität der Modulationskennlinie erreicht. C 246 stellt die wechselstrommäßige Erdung für das Bildsignal dar, C 245 ist der Abblockkondensator für die Hochfrequenz.

Der Arbeitspunkt der Modulatorstufe wird mit R 256, der Modulationsgrad mit R 253 eingestellt. Das modulierte Signal wird mit einer Windung induktiv von L 204 ausgekoppelt und der Ausgangsbuchse zugeführt.



f_T = Trägerfrequenz

f_B = Bildsignal

Bild 18 Modulator-Prinzipschaltung

Anschluß des FG 4 an den Farbfernsehempfänger

Einspeisung an der Antennenbuchse

Anschluß des Koaxial-Kabels mit Symmetrierglied Typ SU 624 B an die Ausgangsbuchse ③ und Drücken der Taste „HF“ ⑩. An dem Ausgang des Symmetrierglieds stehen ca. 6 mV HF ($R_i = 240 \Omega$) in den Kanälen 5...12 (175...225 MHz) zur Verfügung.

An Stelle des Symmetriergliedes SU 624 B ist auch die Ausführung Typ 6025 B verwendbar.

Einspeisung in den Leuchtdichteverstärker

Das FS-Gerät ist über einen Regel-Trenntrafo zu betreiben (z. B. GRUNDIG RT 5). Anschluß des Video-Anschlusskabels VK 4 an die Buchse ③. Drücken der Taste „Video“ ⑫ bzw. „4,433 MHz“ ⑬. Einspeisung in den Leuchtdichte- bzw. Farbartverstärker.

(Der mit „Video“ gekennzeichnete Anschluß des Kabels VK 4 ist an einer geeigneten Stelle mit dem Leuchtdichteverstärker zu verbinden, der mit 4,433 MHz gekennzeichnete Anschluß mit dem Eingang des Farbartverstärkers.)

Technische Daten des GRUNDIG PAL-Service-Generators FG 4

Steuergenerator	Quarz 187,3368 kHz $\pm 3 \times 10^{-6}$ (bei 25° C) hieraus durch Teilung Zeilen- und Bildfrequenz mit Zeilensprung
Farbhilfsträger	4,43361875 MHz $\pm 3 \times 10^{-6}$
Tonträger	5,5 MHz $\pm 3 \times 10^{-6}$ ca. 320 mV _{eff} / 75 Ω (nicht getrennt entnehmbar) 20 % der Ausgangsspannung, unmoduliert, abschaltbar. – 12 dB zum Bildträger, unmoduliert, abschaltbar
Video	Kompl. Videosignal (Bildinhalt positiv) ca. 3 V _{SS} / 75 Ω
Bildsignal	70 % der Ausgangsspannung 1. Gittermuster für Konvergenz- und Geometrie-einstellung 7 waagerechte Linien, 10 senkrechte Linien. 2. Punktmuster zur Konvergenz- und Schärfebeurteilung 7 x 10 Punkte. 3. Farbsignal, 10 Farbbalken von Rot über Blau und Grün nach Orange.
Synchronsignal	25 % der Ausgangsspannung Zeilenimpuls ca. 4,7 μ s Bildimpuls 2,5 x Z = 160 μ s Farbburst Phase von Zeile zu Zeile um 90 Grad alternierend, Amplitude von 70 % auf 25 % umschaltbar, ca. 13 Sinus-Schwingungen
HF-Signal	VHF-Bereich Band III, Kanal 5...12 (durchstimmbar): 175...225 MHz ca. 3 mV _{eff} / 60 Ω ; ca. 90 % AM negativ moduliert
HF-Prüfsignal 4,433 MHz	1,2 V _{eff} / 75 Ω , Quarz 4,43361875 MHz $\pm 5 \cdot 10^{-6}$
PAL-Impuls	ca. 9 V _{SS} ; $R_i = 10$ k Ω an getrennter Buchse für die Oszillographensynchronisation
Bestückung der Impulsplatte	Transistoren 1 x BC 148 11 x N 2926 3 x 2 N 3702 9 x Tis 43 Dioden 11 x OA 91
Bestückung der HF-Platte	Transistoren 4 x 2 N 914 4 x BF 224 12 x 2 N 2926 1 x 2 N 3702 1 x 2 N 2218 1 x BC 1086 Dioden 2 x 1 N 914 5 x OA 91 2 x BA 141
Bestückung des Netzteils	Transistoren 1 x 2 N 3054 Dioden 1 x 1312 1 x 6 SK B 80 C 800 Lampe 14 V, 80 mA, Nr. 697, Fa. Alba
Netzanschluß	110/220 V 40 bis 60 Hz Leistungsaufnahme ca. 10 VA Sicherung 0,08 A (bzw. 0,16 A bei 110 V)
Abmessungen	Höhe 218 mm Breite 300 mm Tiefe 175 mm
Gewicht	ca. 5 kg
Lieferbares Zubehör	1 Anschlusskabel für Video- und Farbhilfsträger-Ausgang Typ VK 4 (75 Ω). 1 Symmetrierglied SU 624 C (60 Ω / 240 Ω)

Anwendungen des FG 4

Zur einwandfreien Farbbildwiedergabe des Empfängers sind verschiedene Einstellungen zu kontrollieren und erforderlichenfalls neu vorzunehmen.

Bildgeometrie

Kontrolle mit Gittermuster (Tasten HF ⑪ und Gittermuster ⑨ gedrückt). An jeder Stelle des Bildschirms muß die Geometrie möglichst verzerrungsfrei eingestellt sein. Bei richtiger Einstellung werden die einzelnen Rasterfelder als Quadrate wiedergegeben. Dadurch ist eine leichte Beurteilung der Geometrie möglich.

Konvergenz

Kontrolle mit Gittermuster (Tasten HF ⑪ und Gittermuster ⑨ gedrückt). Grundsätzlich wird die Konvergenz der drei Elektronenstrahlen im Werk eingestellt. Infolge der verschiedenartigen magnetischen Umwelteinflüsse und transportbedingten Veränderungen ist diese Einstellung am Aufstellungsort von Fall zu Fall zu kontrollieren. Falls eine Korrektur erforderlich ist, läßt sich durch Kontrolle mit dem Gittermuster die Konvergenz nachstellen. Durch Verändern der Korrekturströme mittels der Konvergenzregler lassen sich die Raster Rot, Blau und Grün zur Deckung bringen, so daß sich bei richtiger Einstellung ein weißes Gittermuster ergibt.

Punktschärfe

Kontrolle mit Punktmuster (Tasten HF ⑪ und Punktmuster ⑧ gedrückt). Die Punktschärfe auf dem Schirm der Farbbildröhre wird für alle drei Farbkathoden mit einem Fokussier-Element eingestellt. Die Punkte sollen scharf umgrenzt und ohne Farbhof erscheinen.

Farbbalkenfolge

Kontrolle mit Farbbalkenbild (Tasten HF ⑪ und Farbbalken ⑦ gedrückt). Bei Erscheinen der richtigen Farbenfolge Rot, Blau, Grün, Orange der Regenbogenskala ist der PAL-Umschalter des Empfängers in Ordnung.

Farbsynchronisation

Kontrolle mit Farbbalkensignal (Tasten HF ⑪, Farbbalken ⑦ und Burst ⑩ gedrückt).

Bei richtiger Synchronisation entsteht ein einwandfreies Farbtestbild ohne schräg verlaufender Regenbogenstreifen. Der Hilfsträgeroszillator und seine Synchronisierung arbeiten dann einwandfrei.

Anmerkung:

Durch Drücken der Bursttaste ⑩ wird die Burstamplitude auf ihren vorgeschriebenen Norm-Wert gebracht. Das Farbbalkenbild wird dabei blasser. Die Ursache für diesen Effekt ist eine verminderte Farbträgeramplitude, welche eine geringere Farbsättigung zur Folge hat.

Abgleich der PAL-Laufzeitleitung (Phase, Amplitude)

Der FG 4 soll vor dem PAL-Abgleich ca. 15 Minuten lang eingeschaltet sein. Einspeisung des quartzesteuerten Farbhilfsträgers (Tasten Video ⑫ und 4,433 MHz ⑬ gedrückt) über Anschlußkabel VK 4 in den jeweiligen Meßpunkt (siehe Service-Anleitungen).

Nach-Kontrolle mit Farbbalkenbild (Tasten HF ⑪ und Farbbalken ⑦ gedrückt).

Bei richtigem Abgleich des PAL-Decoders dürfen in den Farbbalken keine

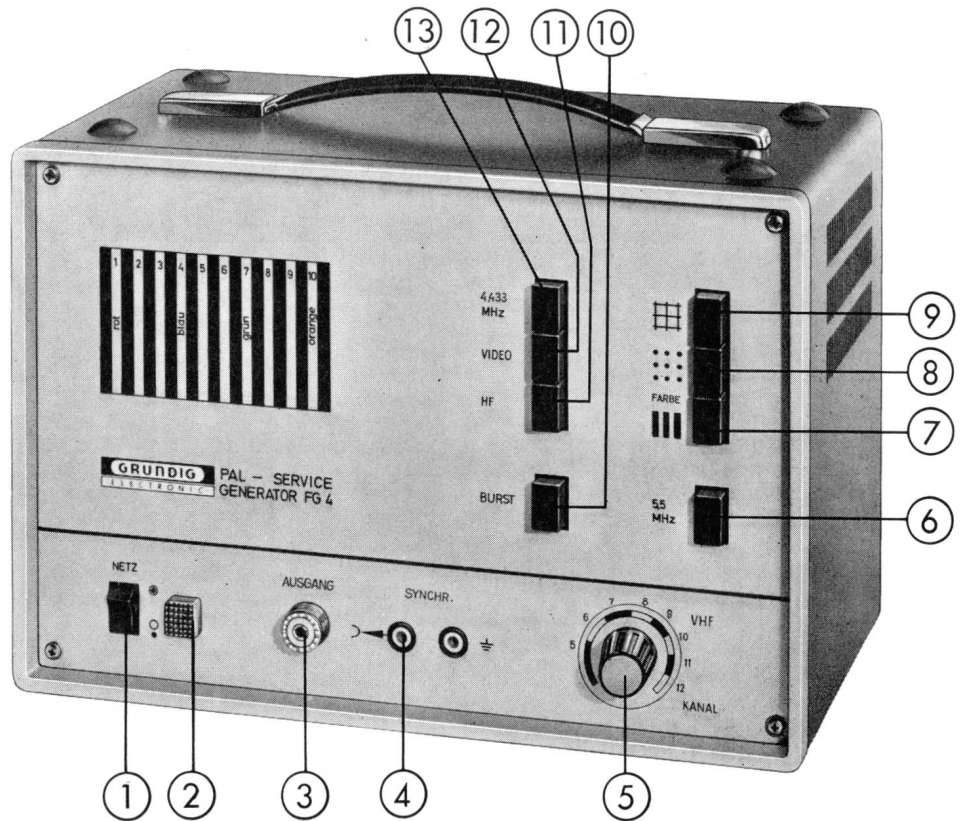


Bild 19 Bedienungselemente des PAL-Service-Generators FG 4

- ① Netzschalter
- ② Betriebsanzeigelampe
- ③ Ausgang
- ④ Synchronisier-Ausgang für die Fremdsynchronisierung von Oszillographen
- ⑤ VHF-Abstimmung
- ⑥ Taste „5,5 MHz“
- ⑦ Taste für Farbbalken
- ⑧ Taste für Punktmuster
- ⑨ Taste für Gittermuster
- ⑩ Bursttaste
- ⑪ Taste „HF“
- ⑫ Taste „Video“
- ⑬ Taste „4,433 MHz“

Die Farbfotos Bilder 20, 21 und 22 auf der 2. Umschlagseite dieses Heftes zeigen einige Anwendungsbeispiele für den FG 4

Zeilen mit unterschiedlicher Sättigung durchlaufen.

Abgleich der 4,433-MHz-Sperre im Y-Signal-Zweig

Kontrolle mit Farbbalkenbild (Tasten HF ⑪ und Farbbalken ⑦ gedrückt). Das eingespeiste Signal ist an der Rot-Kathode mit einem Oszillographen (z. B. GRUNDIG G 8/13) zu überprüfen und auf Farbträger-Minimum einzustellen.

Farbsättigung, Kontrolle der Matrix

Kontrolle mit Farbbalkensignal (Tasten HF ⑪ und Farbbalken ⑦ gedrückt).

Der FG 4 liefert ein vereinfachtes Farbsignal. Die Amplitude des Farbart-Signals ist während der zehn Farbbalken konstant. Am Ausgang der drei Farbdifferenz-Verstärker müssen folgende Amplitudenverhältnisse bestehen:

$$\begin{aligned} \text{Für das Signal: } (U_R - U_Y) &\sim 64\% \\ (U_B - U_Y) &100\% \\ (U_G - U_Y) &\sim 37\% \end{aligned}$$

Da bei der Farbbalkenbetrachtung am Empfänger Sättigungsfehler nicht ohne weiteres zu erkennen sind, empfiehlt es sich, die einzelnen Ausgangsamplituden der Endstufen im Farbverstärker mit Hilfe eines Oszillographen (z. B. GRUNDIG G 8/13) auf ihre Signalhöhe zu untersuchen. Sie sind in der Regel in den Service-Unterlagen angegeben. Der Oszillograph wird von der von den Buchsen ④ abgegebenen Spannung fremdsynchronisiert.

Tonträgerinterferenzstörungen

Kontrolle mit Farbbalkenbild und Tonträger (Tasten HF ⑪, Farbbalken ⑦ und 5,5 MHz ⑥ gedrückt).

Die gleichzeitige Übertragung des Farbbildträgers und des Tonträgers erzeugt bei nicht richtigem Ton-Trap-Abgleich im Farbfernsehempfänger sog. Interferenzstreifen von 1,067 MHz. Diese machen sich im Bild als Schrägstreifen störend bemerkbar. Zu ihrer Beseitigung ist die Tuner-Feinabstimmung des Empfängers genau auf den Nyquistpunkt einzustellen. Falls erforderlich, ist auch der Ton-Trap nachzustellen.

Außer den im einzelnen aufgeführten Einstellmöglichkeiten ist der PAL-Service-Generator FG 4 bei Beachtung der entsprechenden Einspeise-Kontrollpunkte, welche aus den Service-Unterlagen (Reparaturhelfer) ersichtlich sind, auch dazu geeignet, Abgleich- und Kontrollarbeiten in den speziellen Farbstufen (z. B. Synchrongleichrichter, H/2-Sinuskreis usw.) durchzuführen.

Farbfernsehmeßplatz

Um die verschiedenen Kontrollen und Einstellungen durchführen zu können, sollte ein Farbfernsehmeßplatz mit folgenden Geräten ausgestattet sein:

PAL-Service-Generator FG 4

Wobbelsender WS 3

Oszillograph G 8/13

Universalvoltmeter UV 4

Regel-Trenn-Transformator RT 5 (700 VA)

Weitere



Meßgeräte für den

Farbfernseh - Service

GRUNDIG Regel-Trenn-Transformator RT 5

Der Regel-Trenn-Transformator RT 5 dient der Stromversorgung sowie galvanischen Trennung elektrischer bzw. elektronischer Geräte vom Netz. Er erfüllt damit bei Messungen und Reparaturen zwei wesentliche Aufgaben: Abgabe einer kontinuierlich einstellbaren Netzspannung bei gleichzeitigem Schutz vor Unfällen und Sachschäden.

Wegen seines geringen Innenwiderstandes und der Leistungsabgabe von 700 VA ist der RT 5 **besonders zur Überprüfung von Farbfernsehgeräten** und Hochleistungsverstärkern auf Betriebsspannungsabhängigkeit geeignet.

Der Regel-Trenn-Transformator RT 5 ist ein Ringkerntransformator, der für eine Primär-Netzspannung von 110 V und 220 V ausgelegt ist. Er besitzt ein Meßinstrument zur Spannungsanzeige und als Ausgang eine Steckdose ohne Schutzkontakt.

Die gewünschte Ausgangsspannung kann mit dem Drehknopf eingestellt und an dem eingebauten Meßinstrument abgelesen werden.

Im Bereich von 0 ... 220 V kann ein Strom von max. 3,2 A entnommen werden. Bei höheren Sekundärspannungen ist der Strom durch die maximale Leistungsabgabe von 700 VA begrenzt.

Um bei Lastschwankungen eine möglichst geringe Ausgangsspannungsänderung zu erhalten, sind die Wicklungen sehr niederohmig ausgelegt. Die Netzsicherung vor dem Gerät sollte deshalb nicht kleiner als 10 A träge sein, da der Einschaltstromstoß diese Sicherung sonst zum Ansprechen bringen würde.

Technische Daten des RT 5

Eingangsspannung	110/220 V, 40 ... 60 Hz
Ausgangsspannung	0 ... 250 V, stufenlos einstellbar
Nennlast	max. 3,2 A bei 0 ... 220 V max. 700 VA
Leerlaufstrom	max. 150 mA bei 220 V
Leerlaufleistung	max. 22 W bei 220 V
Sekundärer Innenwiderstand	max. 3 Ω
Sicherungen	2 Stück 5 x 20 mm, 6,3 A träge
Meßinstrument	Dreheisen, Klasse 1,5; 85 x 69 mm
Gehäuse	zweifarbige Stahlblechgehäuse (hellgrau, graphit)
Abmessungen	Breite 300 mm Höhe 215 mm Tiefe 200 mm
Gewicht	ca. 15,1 kg

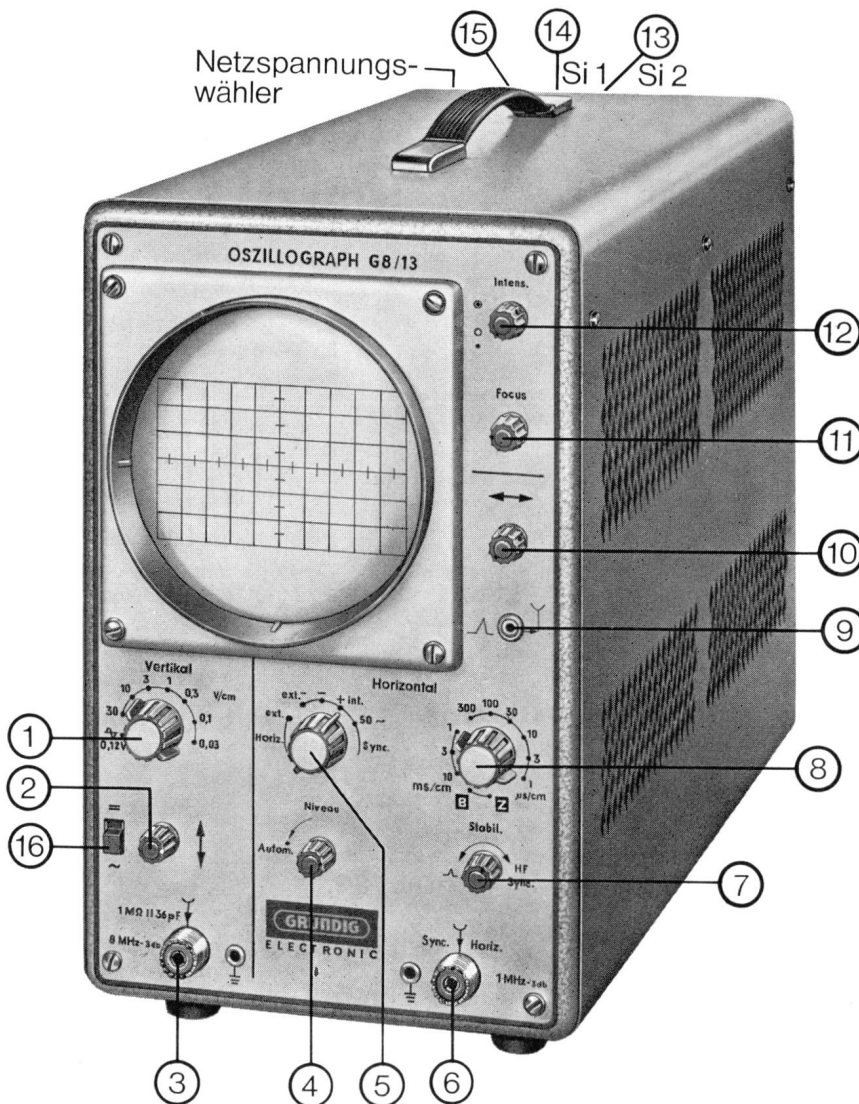
Oszillograph G 8/13

Ein Breitband-Oszillograph mit Gleichspannungsverstärkern in beiden Ablenkrichtungen. Die Bandbreite des Y-Verstärkers (8 MHz) gestattet die direkte Beurteilung des FBAS-Signales. Durch eine Zusammenfassung der beiden Stellungen „Bild“ (B) und „Zeile“ (Z) am linken Anschlag des Schalters „Zeitablenkung“ kann eine schnelle Umschaltung vorgenommen werden, wenn abwechselnd über Bild oder Zeile oszillographiert werden muß. Der Bildschirmdurchmesser von 13 cm gewährleistet eine genaue Beobachtung der Oszillogramme.

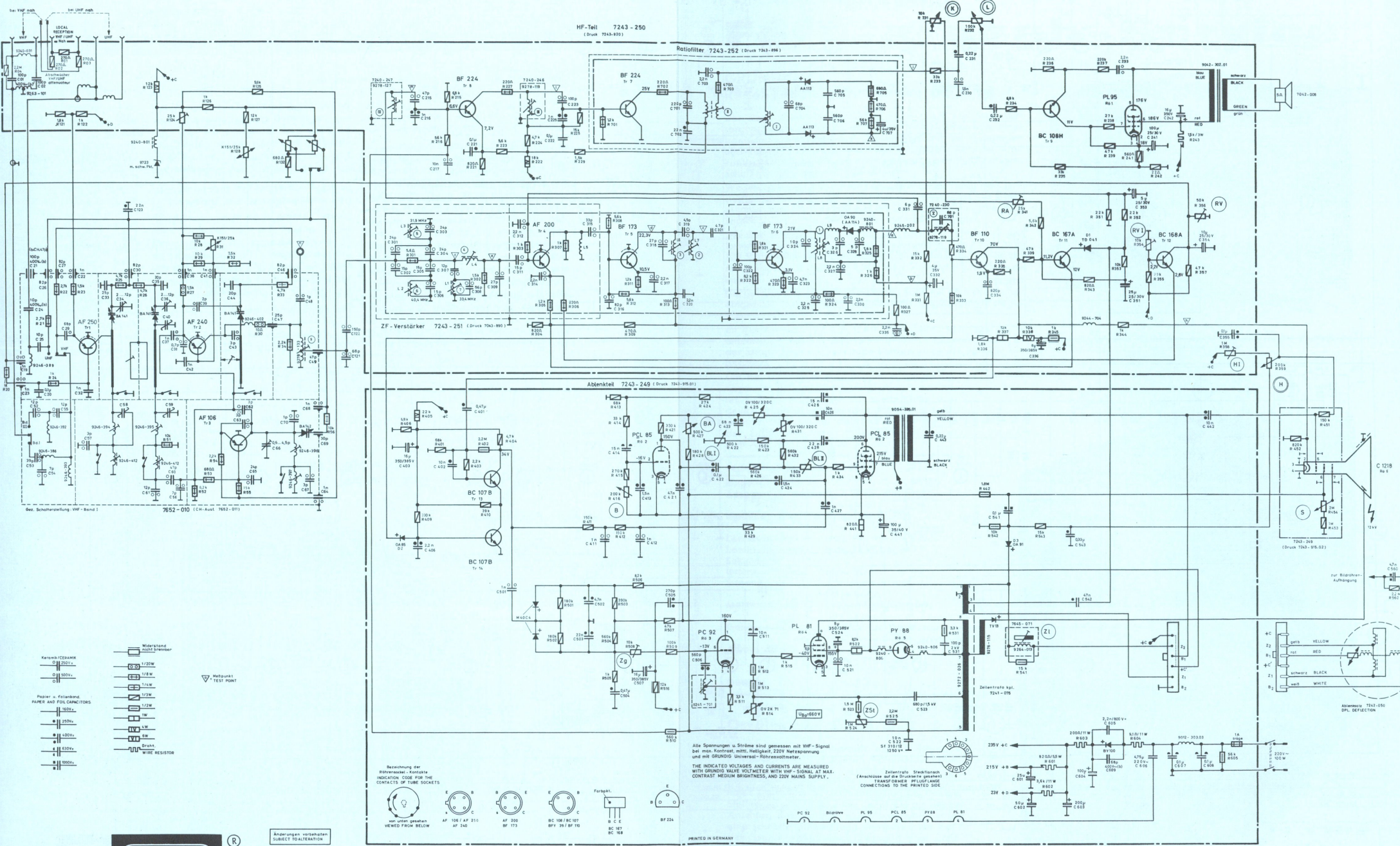
Eine ausführliche Beschreibung des G 8/13 folgt in einem der nächsten Hefte.



Der Ringkerntrafo des RT 5 verursacht kein magnetisches Streufeld. Das ist besonders wichtig bei Farbfernsehgeräten!



Gesamtschaltung des GRUNDIG PAL-Service-Generators **FG 4** →



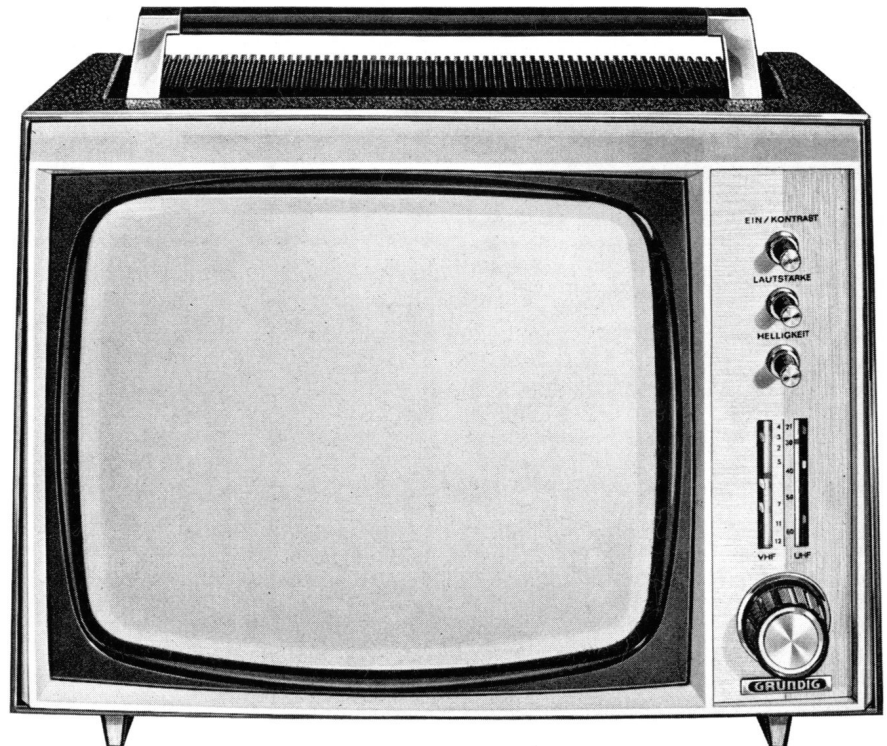
Grundig
Fernseh-Boy P 1200
 Gesamtschaltbild

Änderungen vorbehalten
 SUBJECT TO ALTERATION

W. BERG
W. BEYER
E. BÖRJES



Fernseh-Boy P 1200



Ein Portable mit 30-cm-Bildröhre und moderner Transistor-Schaltungstechnik
GRUNDIG Fernseh-Boy P 1200

Kleine, leichte transportable Fernsehempfänger werden zunehmend beliebter. Sie sind vor allem innerhalb einer Familie als echte Zweit- ja sogar Drittgeräte erwünscht, werden aber von manchen Fernsehteilnehmern, je nach den Gegebenheiten, auch als „Hauptgeräte“ benutzt. Während die eine Anwendungsart eine willkommene Lösung des Problems der verschiedenen Programmwünsche der Familienmitglieder darstellt, haben z. B. der Student oder die Krankenschwester gerne ihr eigenes Fernsehgerät. Doch das sind nur einige von den vielen Anwendungsmöglichkeiten transportabler Fernsehgeräte. Bei kleiner Zuschauerzahl bzw. meist kleineren Räumen ist die Bildfläche von 25 x 19,5 cm eines 30-cm-Portables geradezu ideal. Brillanz und Schärfe des Bildes sind hervorragend.

Technisch gesehen handelt es sich bei dem kleinen GRUNDIG Fernsehboy P 1200 um ein vollwertiges Gerät, bei welchem allerdings im Gegensatz zu den „normalen“ Heimgeräten die Transistorisierung noch weiter getrieben wurde.

Das Gewicht des GRUNDIG Fernsehboy P 1200 konnte sehr niedrig gehalten werden; es beträgt nur 7,5 kg. Die Bedienung des Gerätes wurde den Hauptanwendungen entsprechend ausgelegt. Eine Einknopf-Duplex-Programmwahl arbeitet vollelektronisch auf den Allbereichstuner und gestattet sowohl eine leichte Senderauswahl als auch das blitzschnelle Umschalten zwischen zwei voreingestellten Programmen.

Da Fernseh-Koffer-Empfänger häufig als Zweitgeräte im gleichen Raum benutzt werden, ist die — an der linken Seite am Lautsprechergriff — angebrachte Kopfhörerbuchse noch erwähnenswert.

Beim Einführen des Kopfhörersteckers (Ohrhörer 203 L) wird der im Gerät eingebaute Lautsprecher automatisch abgeschaltet. Im gleichen Raum befindliche weitere Personen können sich dadurch ungestört unterhalten oder einem anderen Fernsehprogramm folgen.

Schaltungstechnische Besonderheiten des GRUNDIG Fernseh-Portables P 1200

Das Gerät arbeitet (außer der Bildröhre) mit 14 Transistoren, 14 Gleichrichtern und Dioden, aber nur noch mit 5 Röhren.

Durch die Röhrenbestückung der Leistungsstufen (PL 95, PCL 85 und PL 81) konnte die gewichtssparende Ausführung einer traflosen Netzteilerschaltung beibehalten werden. Die Transistoren mit ihren relativ geringen Strömen werden über Vorwiderstände aus der vorhandenen Anodenspannung gespeist.

Diese Methode wird seit Jahren mit bestem ökonomischen Erfolg bei allen normalen GRUNDIG Fernsehgeräten angewandt. Beim „kleinen“ Portable P 1200 wurde sie in Richtung einer möglichst weitgreifenden Transistorisierung noch weiter verfolgt. Neben dem Allbereich-Diodentuner ist der gesamte Bild-ZF-Verstärker, der Video-Verstärker, die Regelstufe für die getastete Regelung sowie das Amplitudensieb mit Transistoren bestückt. Es werden die hervorragenden Germanium-Transistoren AF 200, AF 239 und AF 240 sowie in zahlreichen Stufen moderne Silizium-Transistoren benutzt. Zur Hochspannungserzeugung (12 kV) ist an die Stelle der sonst üblichen Gleichrichterröhre ein Selenstabgleichrichter getreten. Durch die kurze Anheizzeit des Gerätes ist das Bild schon nach ca. einer halben Minute da. Die Stromaufnahme beträgt nur 100 Watt. Die Erwärmung des Gerätes ist minimal.

Diodenabstimmung mit Einknopf-Duplexantrieb für zwei Programmtasten und alle Kanäle

Man kann beim P 1200 sowohl alle Kanäle wählen, aber zugleich auch die beiden wichtigsten Programme „auf Taste legen“. Das ermöglicht die sinnreiche Konstruktion einer Einknopf-Duplexabstimmung mit zwei getrennten Potentiometern für die Dioden-Abstimmung, denen jeweils ein getrennter Skalenzeiger zugeordnet ist. So wie sich der Einknopf-Duplexantrieb schon seit Jahren bei der AM-FM-Umschaltung von größeren Rundfunkgeräten bewährt hat, beweist er auch beim Fernsehboy P 1200 seine Vorteile: Schnell sind mit einem einzigen Drehknopf alle Kanäle einzustellen, noch schneller ist mit der VHF/UHF-Umschalttaste zwischen zwei eingestellten Programmen zu wählen. In den meisten Fällen wird auf VHF das Erste Programm, auf UHF das Zweite Programm empfangen. Bei nicht gedrückter VHF-UHF-Taste wird beim Drehen des Abstimmpfades das VHF-Abstimm-potentiometer mit dem VHF-Skalenzeiger betätigt, beim Drücken der Programmwahltaste das UHF-Abstimm-potentiometer mit der UHF-Skala. Die eingestellten Kanäle lassen sich durch farbige Reiter deutlich markieren. Sollte es in Einzelfällen vorkommen, daß die beiden Hauptprogramme auf UHF empfangen werden sollen (z. B. bei Lückenfüllsendern des 1. Programms), so läßt sich durch einen geringfügigen Eingriff



Gesamtschaltung des GRUNDIG Fernseh-Boy P 1200

eine Umstellung auf zweimal UHF durchführen. Aber auch der umgekehrte Fall ist möglich, wenn zwei verschiedene Programme in den VHF-Bereichen auf Taste gelegt werden sollen, was z. B. bei manchen Gemeinschaftsantennenanlagen, die mit UHF/VHF-Umsetzern arbeiten, zweckmäßig ist. Die rechte Skala ist dann auf VHF-Band III umschaltbar.

Einzelheiten dazu (mit Abbildungen) sind in der Bedienungsanleitung des P 1200 enthalten.

Die Schaltung des dioden-abgestimmten GRUNDIG Allbereichstuner wurde bereits ausführlich im Heft 1/67 (auf den Seiten 161...162) beschrieben. Es werden hier die neuesten UHF-Transistoren AF 239 und AF 240 verwendet.

Bild- und Ton-ZF-Verstärker

Der Bild-ZF-Verstärker ist in doppelseitiger Drucktechnik ausgeführt (Bild 2 und 3), so daß sich ein noch kompakterer Aufbau ermöglichen ließ als beim einseitigen Druck. Alle Spulen außer L 9 sind auf beide Seiten aufgeteilt, ihre bedeckte Fläche verkleinert sich hierdurch, was eine Güteverbesserung zur Folge hat. Diese Tatsache kommt der Dimensionierung der Traps günstig entgegen, da bei diesen eine hohe Güte für schmale und große Absenkung gefordert ist. Alle Trap-Spulen haben Ferrit-Einschraubkerne, so daß sich durch das größere μ geringere Windungszahlen ergeben, was die Güte erhöht. Anstelle der geschlitzten Filterbecher, die auf die Trennwände aufgeschoben wurden, treten hier allseitig geschlossene Abschirmbecher, deren Schmalseiten in die eingestanzten Schlitzte der Verstärkerplatte greifen und so die einzelnen Stufen allseitig umgeben. Die Erdung der beiden vorderen Becher geschieht durch Masseklammern (speed clip), das Diodenfilter dagegen hat den üblichen Filterboden, um es gegen Oberwellenausstrahlung völlig abzuschirmen. Für den Abgleich der ZF-Kreis-Spulen werden, wie schon seit Jahren bei den gedruckten GRUNDIG ZF-Verstärkern üblich, Scheiben aus Karbonylisen benutzt, die auf Messingschrauben befestigt sind.

Regeltransistor AF 200 in der ersten Bild-ZF-Stufe

Anstelle der bisher üblichen Regelröhre ist beim P 1200 der regelbare PNP-Transistor AF 200 eingesetzt.

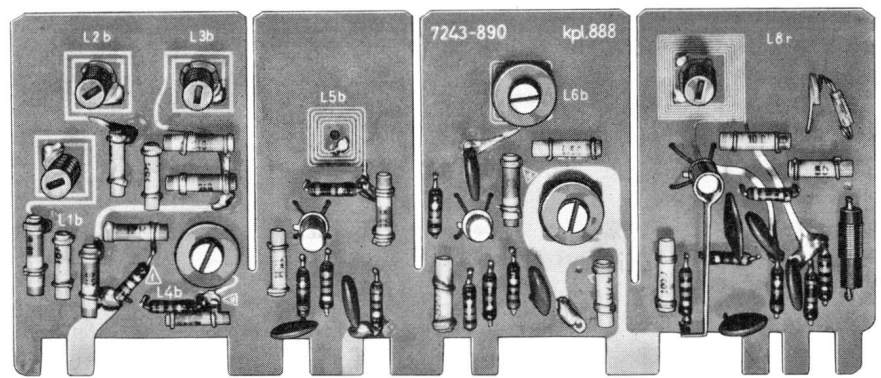


Bild 2 Vorderseite der Bild-ZF-Druckschaltungsplatte

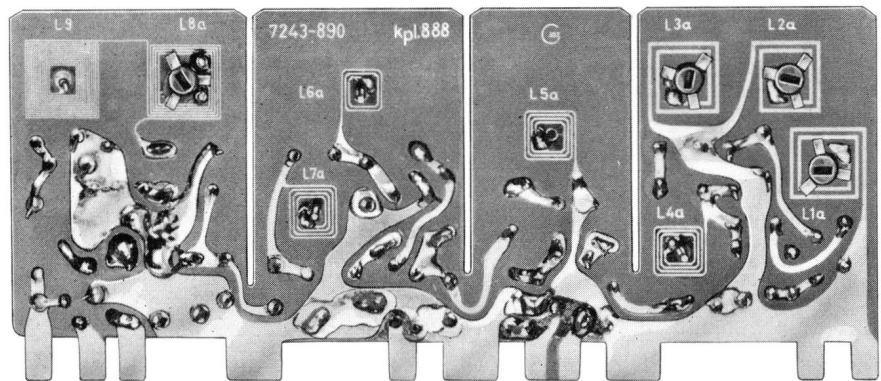
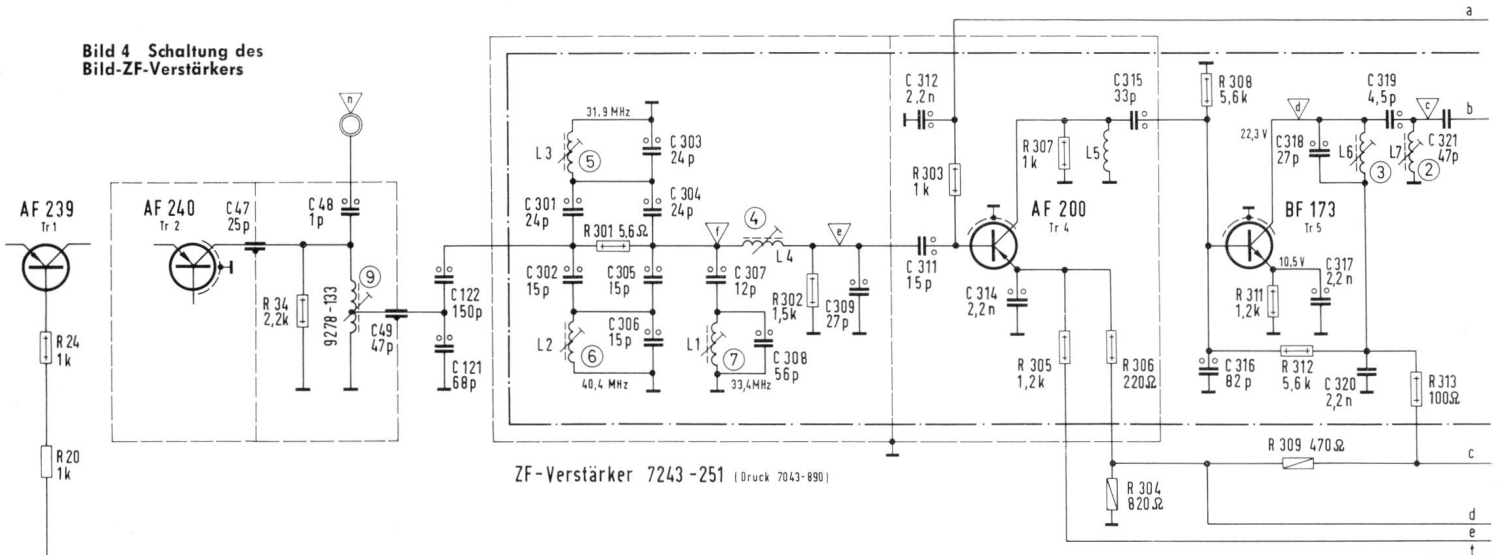


Bild 3 Rückseite der Bild-ZF-Druckschaltungsplatte. Die einzelnen Stufen werden durch Abschirmbecher getrennt.

Transistoren lassen sich auf zweierlei Art regeln. Vom Arbeitspunkt mit maximaler Verstärkung ausgehend, läßt sich seine Verstärkung sowohl durch Verringern des Kollektorstromes (Abwärtsregelung) als auch durch Vergrößern desselben (Aufwärtsregelung) vermindern. Die Abwärtsregelung hat verschiedene Nachteile: Eingangs- und Ausgangswiderstände variieren beim Regeln nach der hochohmigen Richtung, dies ergibt eine erhebliche Veränderung der Durchlaufkurve. Weiterhin ist der Aussteuerbereich des Transistors gerade dann verhältnismäßig klein, wenn der Emitterstrom infolge zunehmender Regelung auf sehr geringe Werte absinkt und auch große Signale am Transistoreingang liegen. Die Folge sind Kreuzmodulationsstörungen und Modulationsverzerrungen. Der nutzbare

Regelhub muß daher auf ca. 40 dB begrenzt werden. Außerdem verursacht ein kleiner Emitterstrom noch eine gewisse Unstabilität des Arbeitspunktes bei Temperaturänderung. Bei der Aufwärtsregelung erhöht sich der Kollektorstrom, und gleichzeitig verringert sich die Kollektor-Emitter-Gleichspannung mit zunehmendem Signal. HF-Verzerrungen sind bedeutend geringer, weil große Signale bei großem Arbeitsstrom verarbeitet werden. Die Kurvenkonstanz ist stabiler und der Regelhub liegt bei dem speziell für Aufwärtsregelung entwickelten AF 200 mit ca. 54 dB günstiger. Wie in dem bisherigen Bild-ZF-Verstärker wurden die beiden anderen Stufen mit je einem NPN-Transistor BF 173 ausgerüstet. Die Bild-ZF durchläuft zwischen Mischtransistor Tr. 2 (AF 240) im Allbereich-Tuner und dem Tr. 4 (AF 200) das

Bild 4 Schaltung des Bild-ZF-Verstärkers



erste Bandfilter, bestehend aus dem Kollertorkreis 9278—133 im Tuner und dem Basiskreis mit L 4. Dieses Filter enthält außerdem alle Traps, die zusammen mit der Teilwicklung der Spule 9278—133, den Kondensatoren C 49 (47 pF), C 121 (68 pF) und C 122 (150 pF) die Fußpunkt-Kopplung herstellen. Die Traps 31,9 MHz und 40,4 MHz sind als T-Glieder über einen gemeinsamen Ausgleichswiderstand R 301 (5,6 Ω) angekoppelt, so daß sich für die beiden Frequenzen Absenkungen von 60...70 dB ergeben und damit gute Nachbarselektion erreicht wird. Um beim Regeln des AF 200 Dämpfungsunterschiede im Eingangsfiler gering zu halten, ist dieser über die kleine Kapazität von 15 pF (C 311) mit seiner Basis an den Kreis angeschlossen.

Die Eingangskapazität ist hier zugleich als Teilerkapazität wirksam. An seine Basis gelangt außerdem über den Entkopplungswiderstand R 203 (1 kΩ) die Regelspannung, diese Gleichspannung beträgt im Arbeitspunkt ca. 6 V und ihr Minimum bei ca. 0,5 V. Das entspricht bei der Aufwärtsregelung einem Kollektorstrom von ca. 5,5 bzw. 10 mA. Der Emittor liegt am Teiler R 304 (820 Ω) und R 309 (470 Ω), wodurch die +D-Spannung auf 13 V reduziert wird.

Der Kollektor-Kreis mit L 5 ist durch seine Dämpfung mit R 307 (1 kΩ) so breit, daß dieser nicht abgeglichen zu werden braucht.

Wegen des gedämpften Kollektorkreises und der geringeren max. Stufenverstärkung (19 dB) kann auf eine Neutralisation dieses Transistors verzichtet werden. Das Kreis-C ist hier in C 315 (33 pF) und C 316 (82 pF) aufgeteilt, deren Verbindungspunkt zur Ankopplung der Basis des nachfolgenden Tr. 5 (BF 173) dient. Zwischen dem Kollektor-Kreis des Tr. 5 und der Basis des Tr. 6 (BF 173) liegt das selektive Bandfilter mit L 6 und L 7, welches mit 4,5 pF (C 319) kapazitiv gekoppelt ist. Der Höckerabstand beträgt nur 3 MHz, und seine Flanken sind ohne zusätzliche Dämpfung und entsprechendem LC-Verhältnis steiler, als es sonst an dieser Stelle üblich ist. Über den kapazitiven Teiler C 321 (47 pF) und C 322 (100 pF) wird auch hier wieder die Anpassung der nachfolgenden Basis vom Tr. 6 erreicht. Auf Grund der klei-

nen Rückwirkungskapazität des BF 173 (230 mpF) ist eine Neutralisation dieser beiden Stufen nicht erforderlich. Die Verstärkung des Tr. 5 beträgt 33 dB, die des Tr. 6 42 dB. Kollektor und Diodenkreis sind in dem bifilaren Einzelkreis L 8 zusammengefaßt, der die galvanische Trennung der unterschiedlichen Potentiale ermöglicht. Im Diodenkreis befinden sich zur Unterdrückung der an der Video-Diode OA 90 auftretenden Oberwellen C 326 (3 pF), C 328 (5 pF) gleichzeitig Lade-C des Gleichrichters, weiterhin die Spule L 9 und Drossel 9240—801 am Ausgang des Demodulators.

Videoverstärker

Der nachfolgende einstufige Video-Verstärker Tr. 10 (BF 110) ist über die Korrekturdrossel 9245—202, den 5,5-MHz-Trap und den Dämpfungswiderstand R 334 (470 Ω) angekoppelt. Seine Basis erhält das vom Demodulator negativ gerichtete Videosignal (etwa 2,5 V_{SS}) und verstärkt es 22-fach. Der über C 334 (820 pF) geerdete Emittor des Tr. 10 bewirkt eine frequenzabhängige Gegenkopplung, bei der hohe Videofrequenzen angehoben werden. Zur Arbeitspunktbestimmung wird die erforderliche Gleichspannung über die Widerstände R 331 (1 MΩ), R 332 (15 kΩ), den Kontrastregler R 231 (10 kΩ) und R 326 (1 kΩ) als Siebwiderstand am Diodenfilter-Fußpunkt eingespeist und der Basis zugeführt. Der Kontrastregler erlaubt eine Amplitudenschwächung bis zum Faktor 3. Am Kollektor liegen der Widerstand R 338 (10 kΩ) an +C und R 337 (12 kΩ) mit R 336 (1,8 kΩ) in Serie an Masse. Mit diesem Teiler wird das Hochlaufen der Kollektorspannung auf das Potential der Betriebsspannung bei gesperrtem Transistor verhindert. Die Kollektorspannung erreicht hier max. 115 V und liegt damit weit unter dem zulässigen Maximalwert. Aus der Parallelschaltung der Widerstände R 338 und 337 mit R 336 ergibt sich der resultierende Außenwiderstand des Kollektors, der für die Grenzfrequenzübertragung bestimmend ist und an dem das verstärkte positiv gerichtete Videosignal abgenommen werden kann. Über die Korrekturdrossel 9244—704 mit dem Seriidämpfungswiderstand R 344 (1 kΩ) gelangt das Signal zur Bildröhrenkathode. Durch den galvanischen Kopplungsweg zwi-

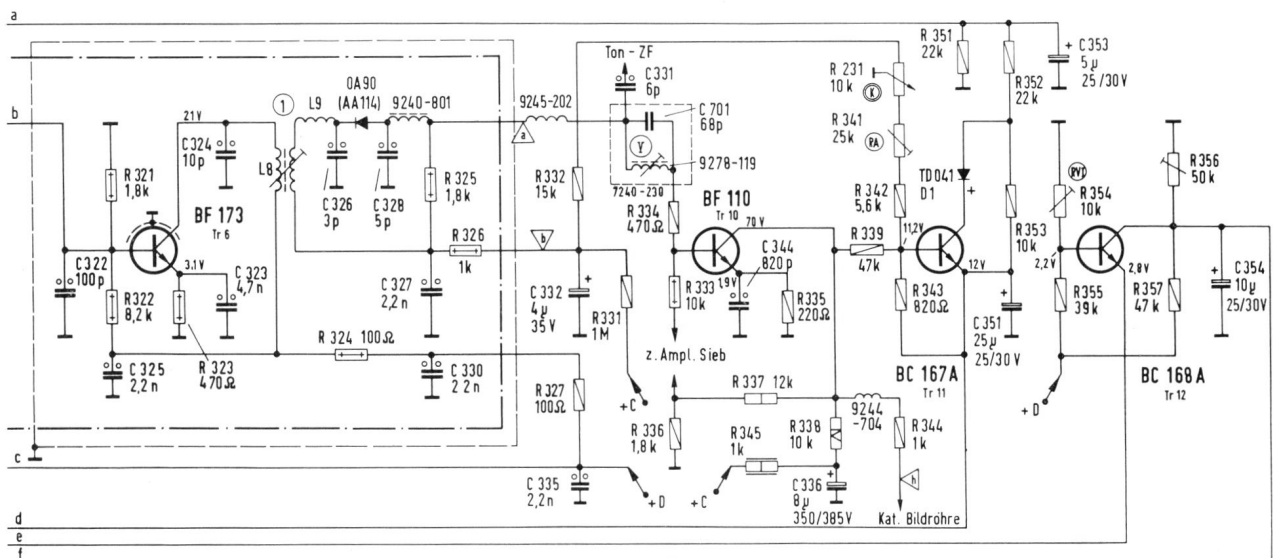
schen Demodulator und Bildröhrenkathode wird die Übertragung des Schwarzwertes erreicht. Der Dämpfungswiderstand R 344 dient weiterhin noch dazu, bei eventuellen Hochspannungsüberschlägen an der Bildröhrensockelplatte den dabei auftretenden Spitzenstrom zum Kollektor des BF 110 zu begrenzen, damit dieser nicht zerstört werden kann.

Gestafelte Regelung

Über den Widerstand R 339 (47 kΩ) ist die Basis des Tr. 11 (BC 167 A) mit dem Kollektor der Videostufe gekoppelt und erhält somit positiv gerichtete Impulse zur Ansteuerung. Der Emittor wird durch dasselbe 13-V-Teilerpotential wie der Emittor des AF 200 festgehalten. Über C 542 (47 nF) gelangen die positiven Tastimpulse an den Anodenanschluß der Diode TD 041, die in Serie mit der Kollektor-Emitter-Strecke des BC 167 A angeordnet ist. Die Diode wird durch diese Tastimpulse geöffnet, und der Transistor wird leitend, wenn an seiner Basis die Zeilen-Austastimpulse liegen und der Kollektor während der Impulsdauer entsprechend positiver gegenüber dem Emittor ist. Dadurch baut sich an R 353 (10 kΩ) eine negative Spannung auf.

Vereinfacht könnte man hier die Diode als Ventil und den Transistor als regelbaren Serienwiderstand annehmen, dessen Widerstand bei steigendem Antennensignal geringer wird und umgekehrt.

Die Diode hat jedoch die Aufgabe, während der Sperrzeit die am Widerstand R 353 (10 kΩ) aufgebaute negative Regelspannung nicht über den Transistor BC 167 A kurzzuschließen. Bei NPN-Transistoren wirkt nämlich die Kollektor-Emitterstrecke bei negativerem Kollektorpotential wie eine an Durchlaßrichtung gepolte Diode. Dagegen bleibt seine Kollektor-Emitter-Strecke ohne Antennensignal gesperrt. Mit dem im Basiszweig liegenden Regler RA (R 341) wird der Arbeitspunkt des BC 167 A so gewählt, daß sich am Kollektor des BF 110 bei max. Kontrast ein Signal von 55 V_{SS} einstellt. Damit beim Zurückregeln des Kontrastes die Schwarzschar nicht in den Bereich des Impulsteils hin verlagert wird, gelangt über die Kette R 231 (Kontrastregler), R 341 (25 kΩ), R 342 (5,6 kΩ) und R 343 (820 kΩ) eine in Abhängigkeit



von der Einstellung des Kontrastreglers positive Gegenspannung an die Basis des BC 167 A, die seinen Arbeitspunkt verschiebt. Diese Arbeitspunktverschiebung bewirkt, daß die Höhe der Schwarzscherle festgehalten wird.¹⁾

Mit der positiven Gleichspannung (13 V), die vom Emitterpotential bei gesperrtem Tr. 11 über R 353 (10 k Ω) und den Teilerwiderständen R 352 und R 353 (je 22 k Ω) an die Basis des Tr. 4 (AF 200) gelangt, stellt sich dessen Arbeitspunkt (6 V) ein. Diese positive Spannung wird beim Regelvorgang durch eine sich an R 353 aufbauende negativ gerichtete Spannung kompensiert. Somit fällt das an der Basis des AF 200 liegende Potential und ruft einen ansteigenden Kollektorstrom hervor. Seine Verstärkung wird jetzt zurückgeregelt. Mit den Kondensatoren C 353 (25 μ F) und C 354 (10 μ F) wird die Regelspannung für den AF 200 gesiebt und es werden Regelschwingungen verhindert. Da die Regelung des AF 200 sofort einsetzt, wenn das verstärkte Signal an der Videostufe die Höhe von 55 V_{SS} erreicht hat, kann diese Regelspannung nicht unmittelbar für die HF-Vorstufe AF 239 benutzt werden. Es würde sich dabei ein ungünstiges Signal-Rausch-Verhältnis einstellen. Vielmehr darf die Regelspannung erst dann einsetzen, wenn eine bestimmte Eingangsspannung vorhanden ist, so daß der AF 239 erst ab einem Antennensignal von ca. 3 mV zu regeln beginnt. Das wird mit Hilfe des am Emitter gesteuerten Transistors Tr. 12 (BC 168 A) erreicht. Dieser ist über den Entkopplungswiderstand R 306 (220 Ω) direkt mit dem Emitter des AF 200 verbunden. Die Basis des BC 168 A wird dabei durch den Basisteiler R 355 (39 k Ω) und den Regler R 354 (10 k Ω) niedrig vorgespannt und so lange gesperrt, bis das Antennensignal auf 3 mV angestiegen ist. Dabei sind durch die Regelspannung die Emitterpotentiale der Transistoren Tr. 4 (AF 200) und Tr. 12 (BC 168) so weit gefallen, daß die Kollektor-Emitter-Strecke des BC 168 A jetzt leitend wird und der einsetzende Kollektorstrom einen Spannungsabfall an R 357 (47 k Ω) hervorruft. Dem Vorstufentransistor AF 239 wird dadurch eine geringere Basisspannung angeboten. Mit dem Einstellregler RV (R 356, 50 k Ω) läßt sich der Arbeitspunkt des Tr. 1 (AF 239) auf ca. 10...11 V ohne Signal einstellen. Der Regler RV I (R 355, 10 k Ω) dient zur Festlegung des verzögerten Regelein-satzes für die HF-Vorstufe Tr. 1.

Amplitudensieb

Zur Trennung der Synchron-Impulse vom Bild-Signal wird ein einstufiges Amplitudensieb verwendet, dessen Funktion durch eine zusätzliche Störaustast-Stufe im Emitterzweig wirksam unterstützt wird. Dem NPN-Transistor Tr. 13 (BC 107 B), durch den Spannungsteiler R 336/337 an die Video-Endstufe angepaßt, wird ein positives BAS-Signal zugeführt.

Im Emitterkreis liegt ein zweiter Transistor Tr. 14 (BC 107 B), der über R 409 eine positive Basis-Vorspannung erhält und somit in Durchlaßrichtung betrieben wird. Trifft das positive BAS-Signal auf Tr. 13, so beginnt ein Basis-Emitter-Strom zu fließen, der an dem Widerstand R 401

eine Spannung erzeugt und den Arbeitspunkt in den negativen Bereich der Kennlinie verschiebt (Audion-Prinzip). Durch den Widerstand R 402 wird der Arbeitspunkt so festgehalten, daß nur noch die positiven Synchronimpulse den Kollektorstrom steuern. Die RC-Kombination in der Basisleitung soll — wie aus Röhrenschaltungen bekannt — bei starken Störimpulsen das „Zustopfen“ des Amplitudensiebes verhindern. Die negativ gerichteten Synchronimpulse am Kollektor werden dem Phasendiskriminator sowie — über eine Integrationskette — dem Vertikal-Oszillator zugeführt.

Die Transistor-Stufe Tr. 14 dient zur Unterdrückung von Störimpulsen. Die in der Basis-Zuführung liegende Diode OA 85 ist durch die Basisgleichspannung des Video-Endtransistors soweit vorgespannt, daß sie nur Störimpulse mit größerer Amplitude als die der Synchronimpulse durchläßt. Die negativ gerichteten Störspannungen sperren den Transistor Tr. 14 während der Dauer eines Störimpulses und unterbrechen somit auch den Stromkreis von Tr. 13. Damit ist das Amplitudensieb ebenfalls während dieser Zeitdauer gesperrt, so daß eine Beeinflussung der Rasteroszillatoren durch Störungen unterbunden wird.

Durch die galvanische Ankopplung der Diode OA 85 ist eine gleichbleibend gute Störaustastung infolge der mitlaufenden Vorspannung bei unterschiedlichen Kontraststellungen gewährleistet.

Servicegerechter Zeilentrafo und 12-kV-Hochspannungs-Erzeugung mit Selengleichrichter

Die für diese Geräteart hohe Spannung von 12 kV bietet ein helles und brillantes Bild mit großer Punktschärfe. Der Zeilentrafo ist in der bewährten steckbaren und flanschlosen Bauweise ausgeführt, die sehr servicegerecht ist. Er läßt sich wie eine Röhre auswechseln, ohne daß auch nur eine Lötverbindung aufgetrennt und wieder zusammengefügt werden mußte.

Sowohl die Übertragerwicklung als auch die Hochspannungsspule sind vollkommen in flammwidrigem Polyester-Gießharz eingebettet. Die Übertragerwicklung ist als steckbarer Bauteil ausgebildet, aus dem die mit den Wicklungsanschlüssen verlöteten Steckerstifte ragen. Mit ihrer Hilfe wird der Zeilentrafo in die Fassung auf der Druckschaltungsplatte eingesteckt und damit die elektrische Verbindung zum übrigen Chassis hergestellt. Als mechanische Sicherung dient eine M-3-Schraube, die von der Druckplattenseite aus frei zugänglich ist. Beim Zeilentrafowechsel ist nur diese M-3-Schraube zu lösen und der Trafo aus seiner Fassung zu ziehen.

Auch die Übertragerwicklung selbst läßt sich mühelos austauschen (Anschlußdraht der Hochspannungswicklung ablöten, zwei M-3-Muttern von dem Messingspannbügel abschrauben, Spannbügel und den oberen I-Teil des Ferritkerns abziehen, Übertragerspule wechseln; Zusammenbau in umgekehrter Reihenfolge).

Durch die Verwendung eines Hochspannungs-Stabgleichrichters wurde eine weitere Vereinfachung und ein höherer

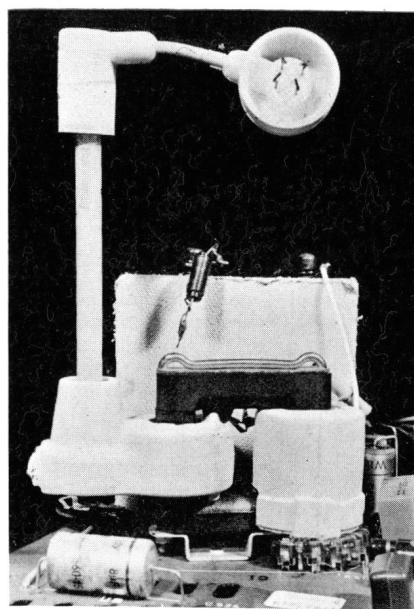


Bild 5 Hochspannungserzeugung mit Selengleichrichter

Grad an Zuverlässigkeit des Zeilentrafos erreicht. Gegenüber Gleichrichter-röhren haben die Selen-Hochspannungsgleichrichter nachstehend genannte Vorteile:

Längere Lebensdauer, keine Anheizzeit, einfache Montage ohne Heizschleife, einfache Schaltung zur Leuchtfleck-Unterdrückung, keine Hochfrequenz-Störstrahlung.

Der wechsellspannungsseitige Anschluß des Gleichrichters wird durch eine im Gießharzblock der Hochspannungsspule eingebettete Steckkontaktbuchse hergestellt, die gleichzeitig als mechanische Halterung des Gleichrichters und als Schutz gegen Sprühentladungen dient.

Durch eine günstige Anordnung des Zeilentrafos auf der Druckplatte ist nur noch eine Steckverbindung mit einem sehr kurzen Leitungsstück vom gleichspannungsseitigen Ende des Gleichrichters zum Anodenanschluß der Bildröhre notwendig. Die hier angewandte Lösung gestattet eine besonders einfache und platzsparende Montage des Gleichrichters.

Da die Zeilenstörspannung sehr gering ist, konnte der sonst übliche Abschirmkäfig entfallen.

Das nächste Heft

GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN

bringt eine ausführliche
Schaltungsbeschreibung
der GRUNDIG
Farb-Fernsehempfänger

¹⁾ Siehe Beitrag über getastete Regelung GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN, Heft April 1964

Ein Drucktasten - Programmwahl - Aggregat für die elektronische Abstimmung des GRUNDIG Allbereich - Diodentuners
Magisches Band EM 800 als Skala für die Sender-Ersteinstellung

Der GRUNDIG „Super-Monomat“ stellt eine Weiterentwicklung des bisherigen „Monomat-Elektronik“ Aggregat dar. Es wurde zwar im wesentlichen die bewährte Anordnung der Bedienungselemente des „Monomat-Elektronik“ beibehalten¹⁾, doch handelt es sich beim „Super-Monomat“ um eine völlige Neukonstruktion, die auch den Bedienungs-komfort noch weiter erhöht.

So wurden in jede der mit ① bis ⑦ bezeichneten Drucktasten Glimmlampen eingesetzt. Beim Drücken einer Taste leuchtet, gesteuert von einem zugeordneten Kontakt, die entsprechende Ziffer des Programms auf. Mit einem „Magischen Band“ (EM 800) wurde eine „Elektronische Skala“ verwirklicht, die ein schnelles Auffinden der Sender bei der Ersteinstellung ermöglicht.

Einstellen eines Programmes

Die Programme werden entsprechend den Zahlen auf den Tasten belegt, also 1. Programm auf Taste ①, 2. Programm auf Taste ② usw. Die Ersteinstellung beginnt mit der Vorwahl des Bandes, in welchem das zu wählende Programm liegt. Jede Taste kann beliebig mit jedem Sender des VHF- oder UHF-Bereiches belegt werden. Dabei wird die gerändelte Tastenhülse durch Ziehen ausgerastet und durch anschließende Drehung in die gewünschte Bandstellung gebracht. An der Tastenhülse sind entsprechende Markierungen (U, III, I) sichtbar. Das Symbol des gewählten Bereiches muß von oben ablesbar sein. Wird nun die Taste gedrückt, so läßt sich die Sendereinstellung mit der unter den

Tasten liegenden Rändelscheibe bei gleichzeitigem Drücken der links im Skalenfeld liegenden Kupplungstaste vornehmen. Das Rändelrad wird damit kraftschlüssig mit der Abstimmeinheit verbunden. Gleichzeitig schließt ein Kontakt, der dem magischen Band die Anodenspannung zuführt. Dieses leuchtet auf und dient mit seiner Leuchtfeld-Abgrenzung als Skalenzeiger. Nach Loslassen der Kupplungstaste erlischt die elektronische Skala wieder. Das Rändelrad ist dann wieder entkuppelt, so daß eine versehentliche Verstellung verhindert wird.

Aufbau und Funktion

Im Gegensatz zum Monomat-Elektronik-Aggregat mit seinen sieben Einzelpotentiometern weist der Super-Monomat eine einzige gemeinsame Kohlebahn auf, an welcher die stabilisierte Spannung liegt.

Die sieben Einstellspindeln liegen hinter einer Reihe von Zahnrädern, die im ständigen Eingriff stehen. Eine Einkuppelung der Spindel in das auf ihr angeordnete Zahnrad erfolgt erst durch Drücken der entsprechenden Programmtaste.

Der Antrieb der Zahnradreihe geschieht — nach Drücken der Kupplungstaste — mit dem Einstell-Rändelrad über Kegel- und Stirnräder. Da die ständig im Eingriff stehenden Zahnräder abwechselnd entgegengesetzte Drehrichtungen haben, sind die Spindeln entsprechend mit Links- und Rechtsgewinde versehen. Dadurch ergibt sich beim Betätigen der Einstell-Rändelscheibe stets die gleiche Bewegungsrichtung der Skalanzeige.

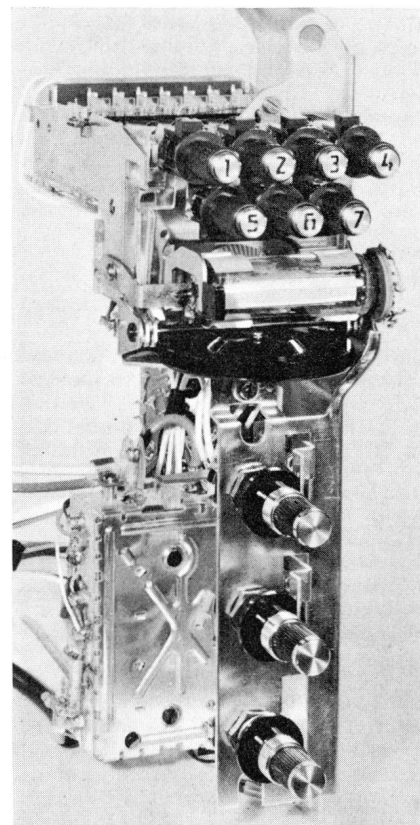
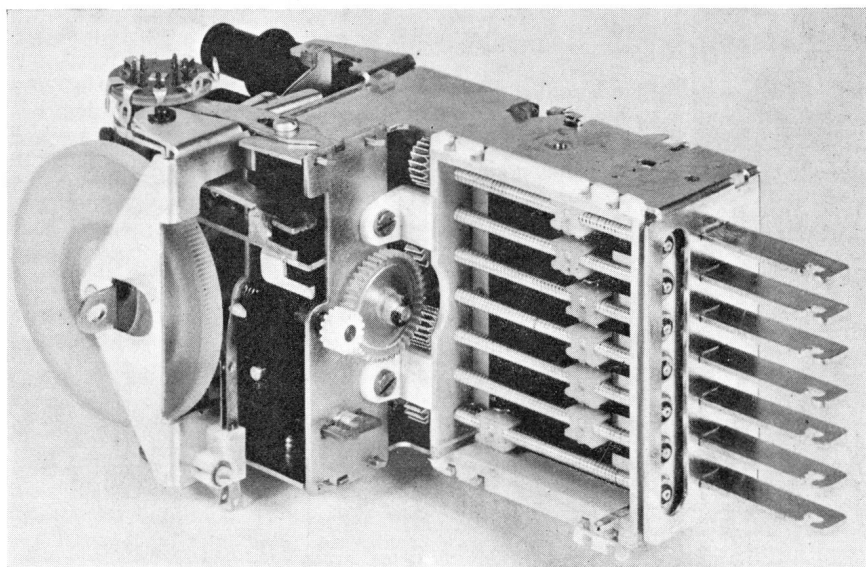


Bild 1
Gesamtbedienungsteil mit Drucktasten-Programm-wähler „SUPER-MONOMAT“ und Allbereichtuner.

Die Schleiffedern stehen über die Stellspindeln und deren Lager mit einer Messerkontaktreihe in Verbindung. Beim Drücken eines Tastenschiebers wird der jeweilige Messerkontakt mit einer gegenüberstehenden Kontaktreihe verbunden, von der die eingestellte Spannung der Widerstandsbahn auf die Abstimm-dioden des Tuners geführt wird. Gleichzeitig schaltet sich über einen anderen Kontaktsatz die in der Taste eingebaute Glimmlampe ein. An der Stirnseite der Tastenhülse ist eine Schallnase angebracht, die bei Band I oder UHF für eine Betätigung der Umschalter des Allbereichstuners sorgt.

¹⁾ „Monomat Electronic“; Drucktasten-Programm-wahl mit Diodenabstimmung bei VHF und UHF. GRUNDIG Technische Informationen Heft 3/66, Seiten 46 . . . 52.

Bild 2
Unteransicht mit der Potentiometerbahn und den Gewindespindeln



Der GRUNDIG Stereo-Decoder 8

In Anlehnung an den bewährten Decoder des Hi-Fi-Tuners RT 40¹⁾ wurde für weitere transistorisierte Stereo-Rundfunk-Empfänger der ebenfalls transistorisierte Decoder 8 entwickelt. Besonderes Augenmerk galt auch hier wieder einem guten Signal-Rauschverhältnis und geringem Klirrfaktor. Der Decoder 8 arbeitet deshalb nach dem Matrix-Prinzip mit der Deemphasis der Differenzinformation im Hilfsträgerkanal (also HF-seitig), obwohl diese Schaltungsart einen höheren Aufwand zur Entwicklung genügender Übersprechdämpfung bei höheren Modulationsfrequenzen erfordert. Es hat sich gezeigt, daß damit eine merkliche Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses erreicht werden kann.

Kontaktlose automatische Mono-Stereo-Umschaltung

Die automatische Umschaltung von Mono- auf Stereobetrieb erfolgt im Gegensatz zu den bisherigen Decodern nicht mit einem Relais, sondern elektronisch ohne Kontakte. Dabei werden die Stufen des Hilfsträgerkanals und der Trägerrückgewinnung abgeschaltet.

Diese Lösung bringt keinerlei Verschlechterung des Signal-Rauschverhältnisses bei Mono, wie sie etwa bei einer Mono-Stereo-Umschaltung, bei welcher der Hilfsträgerkanal im Betrieb bleibt und nur die Entstehung des Hilfsträgers unterbunden wird, auftritt.

Der Decoder 8 ist als selbständiger Baustein ausgeführt. Er wird über eine 7-polige Steckvorrichtung mit dem Rundfunkgerät verbunden.

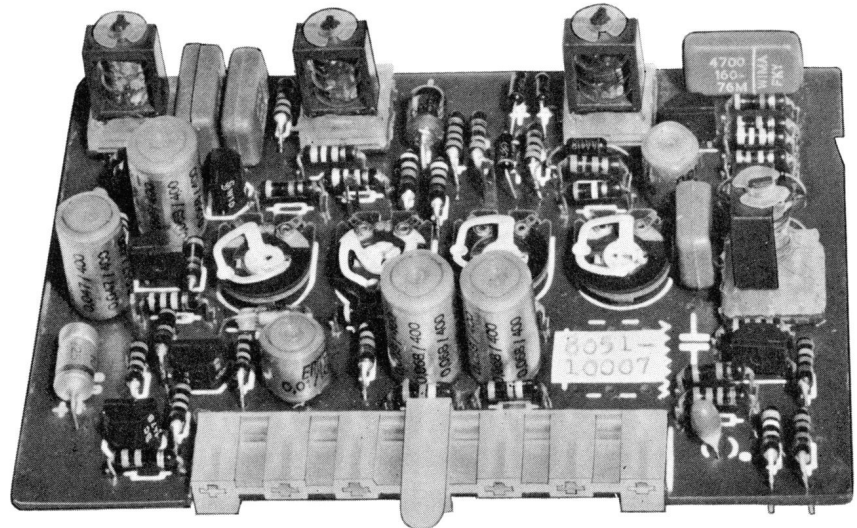


Bild 1 Aufbau des GRUNDIG Stereo-Decoders 8 als Steckinheit

Schaltung des Decoders

Über den Kontakt 1 wird das vom Ratiodektor kommende Multiplexsignal der Basis des Transistors T 1 zugeführt. Für die Seitenbänder und das Summensignal wirkt der Transistor als Impedanzwandler. Durch die starke Stromgegenkopplung konnten die Verzerrungen äußerst gering gehalten werden. Außerdem verstärkt dieser Transistor den 19-kHz-Pilotträger, der an dem Resonanzkreis in der Kollektorleitung abgenommen wird.

Nach einer Frequenzverdopplung durch eine Gegentakt-Gleichrichteranordnung wird der regenerierte 38-kHz-Hilfsträger an die Basis des Transistors T 2 geführt.

Der Kondensator C 16 bewirkt zusammen mit dem Basisspannungsteiler und dem Eingangswiderstand des Transistors eine Phasendrehung, die notwendig ist, um die bei der Frequenzverdopplung

auffretende Phasenverschiebung wieder auszugleichen. Der Transistor T 2 verstärkt ausschließlich den regenerierten Hilfsträger. In der Kollektorleitung befindet sich ein Kreis, der auf 38 kHz abgestimmt ist. Die auf diesem Kreis aufgebrachte Gegentaktkoppelwicklung ist ein Teil einer Brückenschaltung. Die Brücke wird durch zwei in Reihe geschaltete Dioden, deren Durchlaufwiderstände mit 4,7-kΩ-Widerständen linearisiert werden, vervollständigt. Eine zweite Brückenschaltung wird durch zwei umgekehrt gepolte Dioden mit ihren Linearisierungswiderständen gebildet.

Mit dem Transistor T 3 werden die am Emitter des Transistors T 1 abgenommenen Seitenbänder verstärkt. Der Kreis in der Kollektorleitung ist so ausgelegt, daß seine Bandbreite 6,4 kHz beträgt, wodurch eine Absenkung der Seitenbänder, entsprechend einer Deemphasis von

¹⁾ U. Claassen, H. M. Knoll, F. Schmidt: GRUNDIG Hi-Fi-Stereo-Rundfunk-Tuner RT 40 GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN, Heft 2/1966, Seiten 33...41

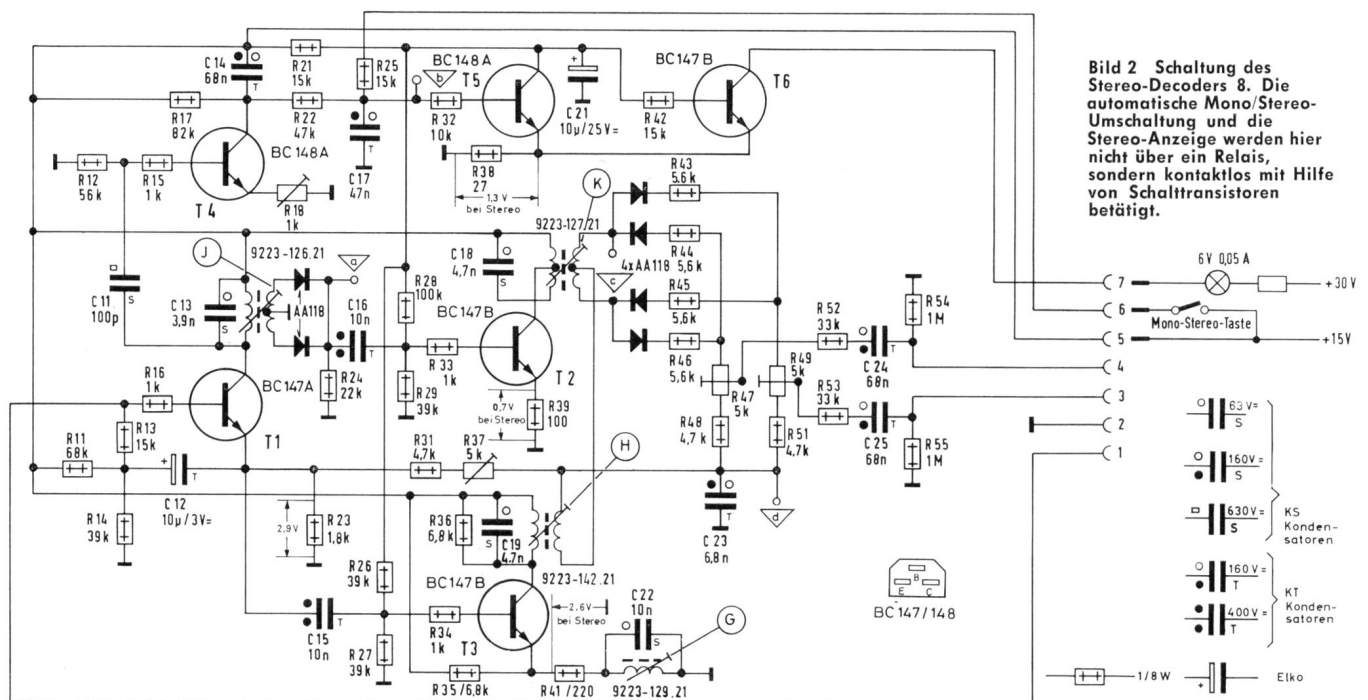


Bild 2 Schaltung des Stereo-Decoders 8. Die automatische Mono-Stereo-Umschaltung und die Stereo-Anzeige werden hier nicht über ein Relais, sondern kontaktlos mit Hilfe von Schalttransistoren betätigt.

50 μ sec, bewirkt wird. Durch einen unüberbrückten Emitterwiderstand wird der Innenwiderstand des Transistors soweit erhöht, daß er auf die Bandbreite des Kreises keinen Einfluß mehr hat. Außerdem wirkt die Stromgegenkopplung linearisierend, so daß auch hier die Verzerrungen klein gehalten werden können. Infolge der notwendigen relativ großen Bandbreite von 6,4 kHz werden höhere Frequenzen des Summensignals, die dem Transistor ja ebenfalls angeboten werden, nicht genügend abgesetzt. Dieser Umstand würde die Übersprechdämpfung bei höheren Modulationsfrequenzen verschlechtern. Deshalb wurde in der Emitterleitung ein Resonanzkreis eingebaut, dessen Resonanzfrequenz bei 15 kHz liegt. Er bewirkt eine große Gegenkopplung im Frequenzgebiet um 15 kHz, wodurch die Übersprechdämpfung auch bei höheren Modulationsfrequenzen sichergestellt ist.

Über eine Koppelwicklung werden die verstärkten Seitenbänder der Demodulationschaltung zugeführt. Im Zwischenfrequenzteil des Rundfunkempfängers werden die Seitenbandfrequenzen gegenüber den tiefer liegenden Frequenzen des Summensignals etwas benachteiligt. Die Verstärkung der Seitenbänder ist deshalb so bemessen, daß dieser Abfall ausgeglichen werden kann.

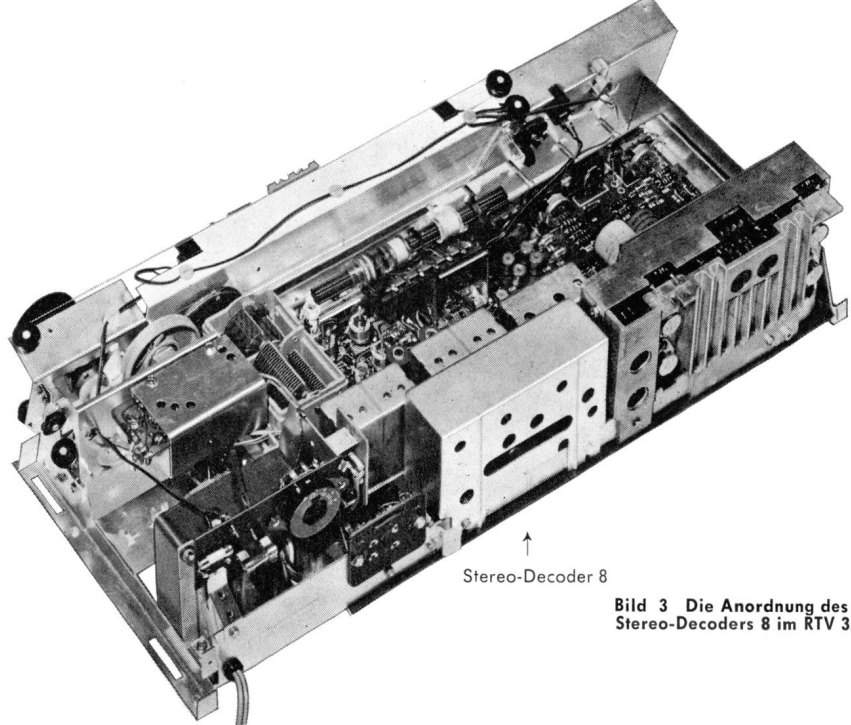
Die Demodulation erfolgt in den oben erwähnten Brückenschaltungen. Das niederfrequente Differenzsignal erscheint an den beiden Einstellreglern R 47 und R 49, und zwar infolge der Polung der Dioden, einmal mit umgekehrten Vorzeichen. Für den Hilfsträger liegen die NF-Ausgänge in der jeweiligen Brückendiagonale. Deshalb erscheinen am NF-Ausgang keinerlei Störfrequenzen, die über den Pilot- bzw. Hilfsträgerkanal dem Demodulator zugeführt werden. Diese Tatsache ist sehr wichtig, da der Pilotträger infolge seiner geringen Aussteuerung ein sehr schlechtes Signal-Störverhältnis aufweist.

Das Summensignal wird am Emitterwiderstand des Transistors T 1 abgenommen. Der Widerstand R 31 und der Einstellregler R 37 ergeben zusammen mit dem Kondensator C 23 die Deemphasis für das Summensignal. Sie ist einstellbar, um sie genau an die Deemphasis des Differenzsignals angleichen zu können. Die beiden Differenzsignale sind, wie aus dem Schaltbild ersichtlich, auf das Summensignal aufgestockt.

Durch diese nochmalige Summen- und Differenzbildung entstehen die beiden ursprünglichen Signale links und rechts. Mit den Einstellreglern R 47, R 49 und R 37 kann die optimale Übersprechdämpfung eingestellt werden. Über die Entkopplungswiderstände R 52 und R 53 und die Trennkondensatoren C 24 und C 25 können die beiden NF-Kanäle an den Kontakten 3 und 4 abgenommen werden.

Schaltung der Mono-Stereo-Umschaltautomatik

Über den Kondensator C 11 wird der am Kollektorkreis des Transistors T 1 abgenommene Pilotträger dem Transistor T 4 zugeführt. Dieser Transistor arbeitet als Richtverstärker, das heißt, er ist ohne Aussteuerung gesperrt und wird nur durch die positiven Halbwellen des Pilotträgers geöffnet. Die Transistoren T 5 und T 6 bilden zusammen einen



Stereo-Decoder 8

Bild 3 Die Anordnung des Stereo-Decoders 8 im RTV 350

Schmidt-Trigger. Die Ansteuerung erfolgt vom Kollektor des Transistors T 4 über die Siebglieder R 22, C 17 und R 32. Solange der Transistor T 4 gesperrt ist, erhält der Transistor T 5 positive Basisspannung und wird damit geöffnet. Der Transistor T 6 ist dann gesperrt. Durch die Ansteuerung des Transistors T 4 mit dem Pilotträger sinkt dessen Kollektorpotential, so daß bei einem bestimmten Pegel der Schmidt-Trigger in die andere Lage kippt, das heißt, der Transistor T 5 gesperrt und der Transistor T 6 geöffnet wird, wodurch auch die Stereoanzeigelampe (50 mA) aufleuchtet. Die Ansprechschwelle kann mit dem regelbaren Emitterwiderstand R 18 eingestellt werden. Die Basisspannungsteiler der Transistoren T 2 und T 3 sind mit dem Kollektor des Transistors T 5 verbunden. Ist dieser Transistor geöffnet, so beträgt die Kollektorspannung nur etwa 0,5 V. Die Transistoren T 2 und T 3 erhalten keine Basisspannung und sind somit gesperrt.

Der Demodulatorschaltung wird keine Hilfsträgerspannung zugeführt. Außerdem können auch über den Transistor T 3 keine störenden Frequenzen an den Demodulator gelangen. Durch einen Vorstrom über den Widerstand R 35 wird der Emitter des Transistors T 3 auch im

gesperrten Zustand etwas positiv vorgespannt, wodurch auch größere positive Spitzen an der Basis den Transistor nicht öffnen können. Der Decoder arbeitet in dieser Stellung also echt im Monobetrieb. Nur das Summensignal gelangt vom Emitter des Transistors T 1 über die Deemphasisglieder R 31, R 37 und C 23 an die beiden NF-Ausgänge.

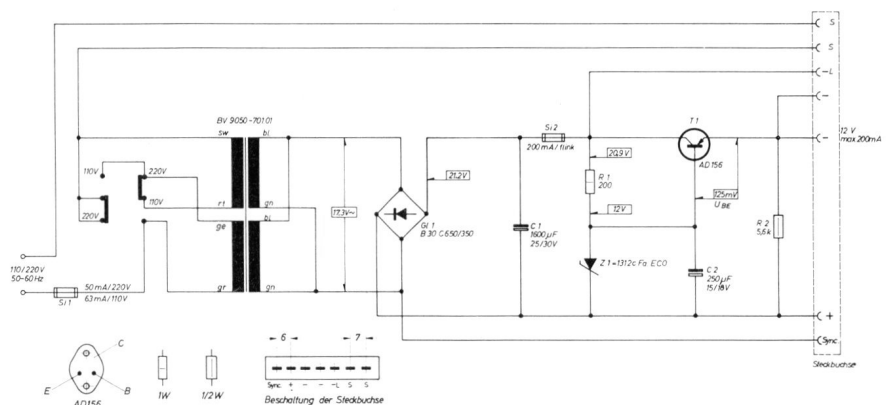
Ist der Transistor T 5 gesperrt, so liegen die beiden Basisspannungsglieder praktisch an der Betriebsspannung und die Transistoren T 2 und T 3 erhalten ihren normalen Arbeitspunkt.

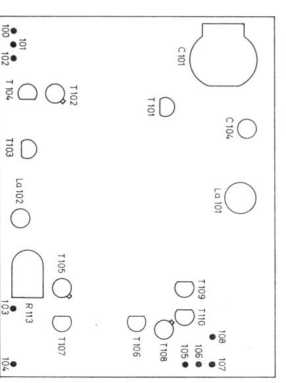
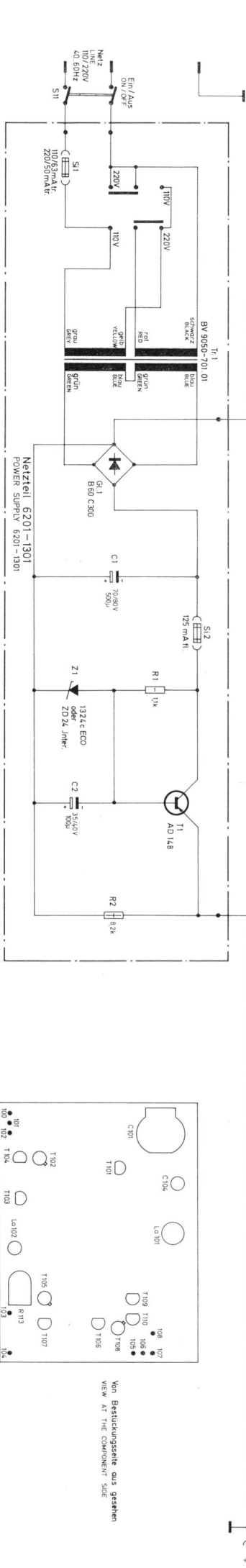
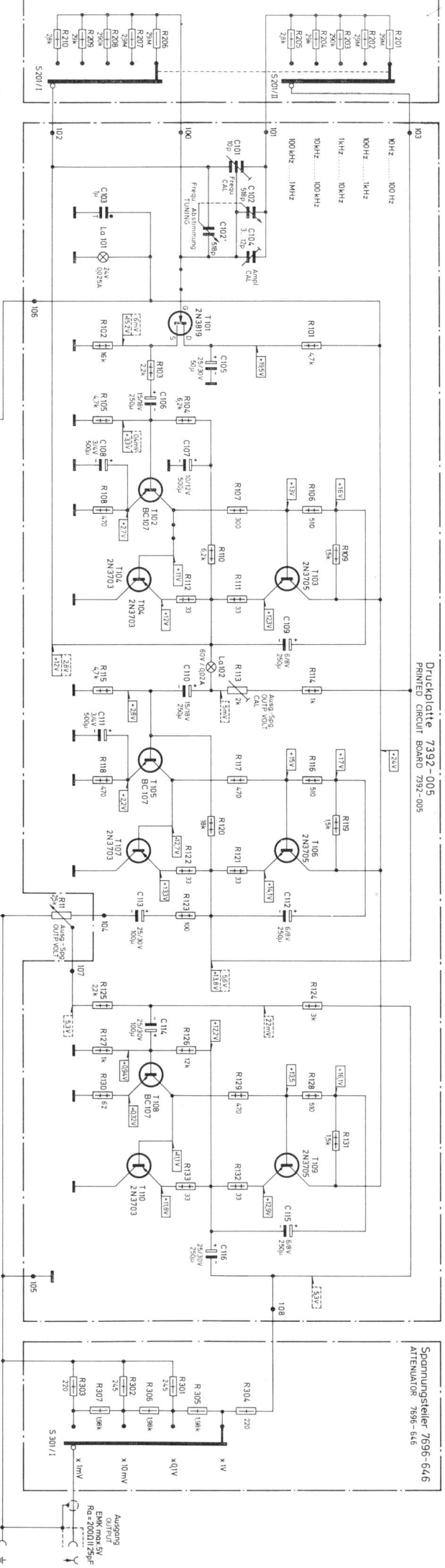
Der Kondensator C 21 am Kollektor des Transistors T 5 verhindert eine steile Umschaltflanke, wodurch das Umschaltkrachen, welches durch den Spannungssprung an der Basis des Transistors T 2 bzw. T 3 entstehen würde, vermieden wird.

Durch Anlegen der Betriebsspannung an dem Punkt 6 über die Mono-Stereo-Taste im Gerät, kann über den Widerstand R 25 eine positive Basisspannung für den Transistor T 5 erzwingen werden. Dadurch kann der Decoder auch bei einer Stereoendung in die Stellung Mono gebracht werden.

Netzteil für transistorisierte GRUNDIG Meßgeräte

Das untenstehende Bild zeigt die Schaltung des in zahlreichen neueren GRUNDIG Meßgeräten verwendeten stabilisierten Netzteils. Diese Schaltung ist zugleich die Vervollständigung des in früheren Heften gebrachten Schaltbildes des Universalvoltmeters UV 4 und des Millivoltmeters MV 4.





Von Bestückungsseite aus gesehen
VIEW AT THE COMPONENT SIDE



G. FÜRST

H. ZAPF

Aufgaben und Anwendung

Der volltransistorisierte RC-Generator TG 20 — ein Nachfolgetyp des röhrenbestückten Tongenerators TG 11 — läßt sich im gesamten NF-Bereich universell einsetzen. Er wird vor allem als Meßstromquelle für Untersuchungen an Verstärkern, für Pegel-, Dämpfungs- und Frequenzgangmessungen an Übertragungseinrichtungen sowie zur Speisung von Meßbrücken und zur Fremdmodulation von Prüfsendern benutzt.

Sein Frequenzbereich reicht von 10 Hz bis 1 MHz und ist in fünf dekadisch gestufte Bereiche unterteilt. Dem Bereich 100 kHz bis 1 MHz ist eine gesonderte Skala zugeordnet.

Die Ausgangsspannung kann mit einem dekadischen Grobteiler in 4 Stufen und mit einem Feinregler kontinuierlich eingestellt werden, so daß ein Bereich von 0,1 mV bis 5 V überstrichen werden kann. Die jeweils eingestellte Ausgangsspannung bleibt bei allen Frequenzen konstant.

Die durch Temperatur- und Netzspannungsschwankungen auftretenden Frequenz- und Amplitudenänderungen sowie der Klirrfaktor konnten sehr klein gehalten werden.

Die Schaltung

Der frequenzbestimmende Kreis ist eine Wien-Brücke, deren Fußpunkt gleichzeitig den Einspeisungspunkt der Gegenkopplung des ersten Verstärkerteiles bildet.

Der im Rückkopplungsweig liegende Kaltleiter (Lampe) hält die Amplitude konstant. Diese Schaltungsart gewährt eine weitestgehende Unabhängigkeit der Frequenz von Schwankungen des Eingangswiderstandes der ersten Stufe. Durch Verwendung eines Feldeffekttransistors (hochohmige Steuerelektrode) in der ersten Stufe läßt sich die Frequenzfeinabstimmung wie bei einer Röhrenschaltung durch einen Drehkondensator vornehmen.

Die Frequenzgrobeinstellung wird durch Umschalten dekadisch abgestufter Widerstände vorgenommen.

Die Versorgungsspannung von 24 V ist elektronisch stabilisiert. Frequenz und Amplitude sind dadurch von der Netzspannung unabhängig.

Der RC-Generator TG 20 hat in allen Spannungsbereichen einen konstanten Ausgangswiderstand, da dem Potentiometer für die Spannungs-Feineinstellung eine zusätzliche Komplementär-Verstärkerstufe nachgeschaltet ist. Der darauf folgende Spannungs-Grobteiler ist so ausgeführt, daß sein Ausgangswiderstand in jeder Schalterstellung gleich bleibt.

Schaltungseinzelheiten

Bei der Verwendung von Transistoren in einem RC-Generator wurde das Problem des relativ niederohmigen Einganges einer üblichen Transistorverstärkerstufe und der dadurch bedingten höheren Kapazitäten der Wien-Brücke bisher meistens dadurch umgangen, daß die Feinabstimmung nicht bei den C-Gliedern, sondern bei den R-Gliedern, also mit einem Potentiometer vorgenommen wurde.

Billige Potentiometer haben jedoch einen stark schwankenden Verlauf des Widerstandes vom Drehwinkel, so daß (bei Tandem-Ausführung) weder der nötige Gleichlauf noch die nötige Übereinstimmung mit einer gedruckten Skala erreicht werden kann. Entsprechende Präzisions-Potentiometer sind dagegen sehr teuer und scheiden für ein solches Gerät aus.

Feldeffekt-Transistor

Durch Verwendung eines Feldeffekttransistors konnte jedoch die Abstimmung der Wien-Brücke mittels eines Drehkondensators (relativ geringer Preis bei hoher Genauigkeit) beibehalten werden.

Es lag zunächst nahe, auch in der übrigen Schaltung das gleiche Prinzip wie beim röhrenbestückten RC-Generator TG 11¹⁾ zu verwenden: Ein zweistufiger Verstärker liegt mit seinem Eingang am Ausgang der Wien-Brücke, die Ausgangsspannung wird über das Serien-Brückenglied rückgekoppelt. Die Amplitude wird durch einen Heißleiter im Gegenkopplungsweig konstant gehalten. Diese Schaltung hat jedoch entscheidende Nachteile:

- Der Klirrfaktor wird durch den Heißleiter bestimmt, der bei 30 Hz einen Klirrfaktor von 0,8 % verursacht.
- Da die Eingangskapazität und der Eingangswiderstand hier zum Parallel-Brückenglied parallel liegt, wird der Abstimmungsbereich verkleinert, und Schwankungen des Einganges gehen auf die Frequenz ein.

Das beim RC-Generator TG 20 verwendete Prinzip (Bild 1) vermeidet den letztgenannten Nachteil weitgehend. Der Fußpunkt der Wien-Brücke liegt hier nicht an Masse, sondern am Ausgang der ersten Verstärkerstufe V₁. Dadurch steht am Eingang des Verstärkers bei „Resonanz“ nicht mehr die maximale, sondern die minimale Spannung. Der virtuelle Eingangswiderstand ist hier wesentlich niedriger als der Eingangswiderstand der ersten Stufe, so daß Schwankungen des Eingangswiderstandes praktisch keinen Einfluß auf die Brücke und damit auf die Frequenz haben.

Die Amplitudenstabilität wird durch Verwenden eines Kaltleiters als Vorwiderstand für die zweite Verstärkerstufe erreicht; d. h. jetzt wird nicht mehr die gesamte Verstärkung geregelt, sondern nur der Rückkopplungsweig. Durch Parallelgegenkopplung der zweiten Verstärkerstufe V₂ konnte erreicht werden, daß die Lampe La praktisch durch die volle Amplitude am Ausgang von V₁ stromgesteuert wird.

Im Gegensatz zu NTC-Widerständen läßt sich eine Lampe als Kaltleiter auch noch bei kleinen Spannungen als Regelglied verwenden, wenn auch die Regelzeitkonstante sich vergrößert.

Die Spannungen an den Ausgängen der Stufen V₁ und V₂ verhalten sich wie die Brückenglieder (in erster Näherung):

$$\frac{U_{a2}}{U_{a1}} \approx \frac{|Z_1|}{|Z_2|}, \quad U_{e1} \ll U_{a1}$$

im „Resonanz-Fall“ ist $R = \frac{1}{\omega C}$, d. h.

$$|Z_1| = R \sqrt{2}, \quad |Z_2| = \frac{R}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{U_{a2}}{U_{a1}} \approx \frac{R \sqrt{2}}{\frac{R}{\sqrt{2}}} = 2$$

Die größere Spannung U_{a2} wird über den Amplituden-Feinregler einer 3. Verstärkerstufe zugeführt, die den Ausgang

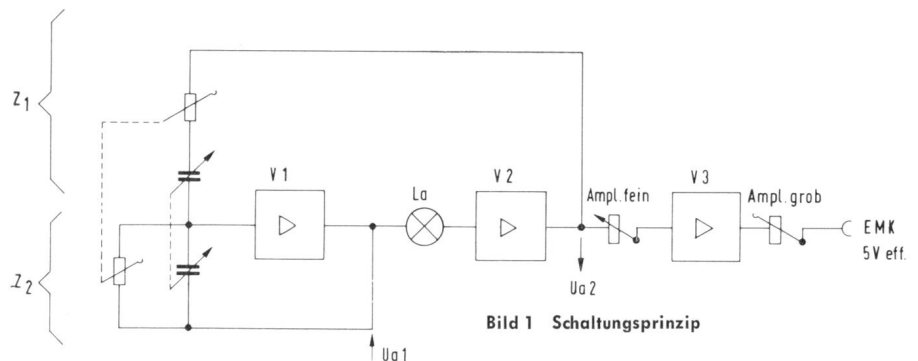


Bild 1 Schaltungsprinzip
¹⁾ GRUNDIG RC Generator TG 11
 GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN,
 Heft Oktober 1963, Seiten 632 ... 635



Bild 2 Gesamtschaltung des RC-Generators TG 20

vom Oszillator trennt, so daß am Ausgang nur der Grobteiler liegt und somit der Innenwiderstand des Generators konstant bleibt und eine Rückwirkung vom Ausgang auf den Oszillator praktisch vermieden wird (z. B. kein Einschwingen bei sprunghafter Laständerung).

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des GRUNDIG RC-Generators TG 20. Es fällt zunächst auf, daß jede Verstärkerstufe aus drei Transistoren aufgebaut ist: eine Treiberstufe und damit galvanisch gekoppelt eine Komplementärstufe in Kollektorbasisschaltung.

Es entsteht die Frage, ob nicht eine einfache Verstärkerstufe mit ohm'schem Kollektorwiderstand verwendet hätte werden können.

Dazu ist folgendes zu sagen:

a) Wegen des geringen Wirkungsgrades einer in A-Betrieb arbeitenden, belasteten Stufe mit einem ohm'schen Kollektorwiderstand ist eine wesentlich höhere Betriebsspannung nötig. (Beim Versuchsaufbau einer derartigen Ausführung wurde mit 30 V Kollektor-Emitterspannung und 60 V Betriebsspannung gearbeitet).

b) Wegen des geringen Wirkungsgrades ist ein höherer Ruhestrom in jeder Stufe nötig, d. h. es müssen Mittelleistungs-Transistoren verwendet werden; die Verlustleistung steigt; das Netzteil muß stärker dimensioniert werden, was kostenerhöhend wirkt und die Erwärmung des Gerätes erhöht.

c) Soll der Arbeitspunkt einer Stufe stabil sein, so ist eine weitere Verlustleistung für den Spannungsabfall am Emitterwiderstand aufzubringen, die Betriebsspannung muß noch höher werden.

Dieser Punkt ist deshalb entscheidend, weil der Klirrfaktor der Stufe nur bei einem bestimmten Arbeitspunkt ein Minimum hat und genügend klein bleibt. Sobald sich der Arbeitspunkt ändert, steigt der Klirrfaktor rasch an.

Aus diesen Gründen wurden Komplementär-Verstärkerstufen gewählt. Hier ist kein Abgleich nötig; der Arbeitspunkt ist sehr stabil wegen der Gleichstromkopplung und -gegenkopplung; die Betriebsspannung konnte auf 24 V verringert werden; die Verlustleistungen sind wesentlich geringer.

Der Klirrfaktor bleibt wegen der stabilen Stufen und der großen Gegenkopplungen praktisch unabhängig von Temperatur- und Exemplarstreuungen.

Die Eingangsstufe

Durch die Verwendung eines Feldeffekttransistors wurde es — wie schon eingangs erläutert — möglich, einen Drehkondensator als Abstimmelement zu verwenden.

Allerdings schwanken die Daten von FET's noch sehr; so schwankt die Gate-Source-Spannung der Type 2 N 3819 bei $J_D = 200 \mu A$ von $-0,5$ bis $-7,5$ V.

Daher mußte am Source-Widerstand ein genügend hoher Spannungsabfall gewählt werden; es lag daher nahe, die Eingangsstufe als Sourcefolger arbeiten zu lassen, dadurch wurde die Anpassung an die folgende Stufe auch günstiger.

Der FET erhält seine Gate-Vorspannung am günstigsten über die frequenzbestimmenden Widerstände des Parallelbrückenweiges. Die Änderung der Gate-Spannung durch Änderung der Widerstände bleibt auch bei $50^\circ C$ noch vernachlässigbar klein.

Anschluß und Bedienung des TG 20

Der Ausgang des Gerätes ist mit einer HF-Buchse ① versehen, an welche das Meßkabel anzuschließen ist. Zur Benutzung von Meßkabeln mit Bananensteckern ist eine Massebuchse ② vorgeesehen.

Mit dem Feinregler für die Amplitude ③ ist der Netz-Drehschalter gekoppelt.

Wird er nach rechts gedreht, ist das Gerät eingeschaltet. Die Betriebsanzeigelampe ⑦ leuchtet dabei auf.

Das Gerät ist sofort betriebsbereit. Zur Ermittlung genauester Ergebnisse emp-

fehlt sich eine Anlaufzeit von ca. 5 Minuten.

Der Spannungssteiler ④ ermöglicht eine genaue Teilung der Ausgangsspannung im Verhältnis 1:10 (20 dB) pro Stufe in vier Bereichen.

Der Frequenzbereich wird mit dem Frequenzbereichschalter ⑤ eingestellt, die Feineinstellung erfolgt mit dem Drehknopf ⑥.

Anwendungsgebiete des TG 20

In Verbindung mit dem RC-Sinusgenerator TG 20 lassen sich beliebige Vielpole, wie z. B. Bandpässe, RC-Glied, Filter, Brücken, Verstärker sowie Lautsprecher und Tonaufzeichnungsgeräte auf ihre Übertragungseigenschaft prüfen.

Hierzu ist vor allem ein für den Übertragungsbereich geeignetes Millivoltmeter (z. B. GRUNDIG RV 55, MV 20, MV 4) erforderlich. Mit einer zulässigen Klirrfaktorbrücke (z. B. GRUNDIG KB 55;

Technische Daten

Frequenzbereich:	10 Hz ... 1 MHz in 5 Bereichen
Frequenzunsicherheit:	$\leq \pm 3,5 \%$, $= \pm 5 \%$ im Bereich 10 bis 100 Hz
Temperatur-Koeffizient der Frequenz:	$\leq -0,6 \%$ / $10^\circ C$
Frequenzänderung bei Netzspannungsänderungen:	$\leq 0,15 \%$ / 10% U_N
Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz:	$\leq 2 \%$
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung:	$\leq 1,5 \%$ / $10^\circ C$
Grobteiler:	5 mV ... 5 V in 4 Stufen dekadisch
Unsicherheit der Teilung:	$\leq \pm 2 \%$
Feinregler:	$\cong 1:10$
Klirrfaktor:	$\leq 0,2 \%$, 40 Hz ... 80 Hz $\leq 0,15 \%$, 80 Hz ... 150 Hz $\leq 0,1 \%$, 150 Hz ... 20 kHz
Ausgangsimpedanz:	$200 \Omega \pm 2 \%$ 25 pF
Störspannungsabstand: (Feinregler voll aufgedreht, Ausgangsspannung > 100 mV)	$\cong 80$ dB
Restbrumm an der Ausgangsbuchse, Feinregler zuge dreht, Bereich x 1 mV:	$\leq 5 \mu V$
Arbeitstemperaturbereich:	0 ... $50^\circ C$
Netzanschluß:	Wechselspannung 110/220 V umschaltbar 40 ... 60 Hz; ein dreiadriges Kabel mit Schukostecker verbindet das Gehäuse mit dem Schutzleiter
Betriebsspannung des Wien-Oszillators:	24 V, stabilisiert
Stromaufnahme (ohne Skalenlampe):	ca. 40 mA
Leistungsaufnahme:	ca. 6 VA (netzseitig)
Sicherungen:	prim. 0,05 A mitr. bei 220 V 0,063 A mitr. bei 110 V sec. 0,125 A flink
Transistoren:	2 N 3819 (FET), 3 x 2 N 3703, 3 x 2 N 3705, 3 x BC 107, AD 162
Dioden:	Zenerdiode 24 V, 1324 c ECO
Lampen:	24 V 0,025 A BA 7 s (Skalenlampe) 60 V 0,02 A ungesockelt (Kaltleiter)
Gehäuse und Abmessungen:	Stahlblechgehäuse Breite: 166 mm (einschl. Griffkappen) Höhe: 204 mm Tiefe: 115 mm
Gewicht:	ca. 2,4 kg
Lieferbares Zubehör:	Anschlußkabel 6050 A Anschlußkabel 6050 B Satz Übergangsstücke Z 3

beschrieben auf den Seiten 226... 228 dieses Heftes) sind auch Klirrfaktormessungen mit großer Genauigkeit möglich.

Beispiele für die Aufnahme des Frequenzganges von Tonbandgeräten, Messungen von Frequenzen mit Hilfe eines Oszillographen, Bestimmung der Induktivität einer Spule sowie Bestimmung der Kapazität wurden im Heft Okt. 1963²⁾ der TECHNISCHEN INFORMATIONEN anlässlich der Beschreibung des GRUNDIG RC-Generators TG 11 gebracht. Hier soll lediglich noch ein Beispiel der Klirrfaktormessung folgen.

Klirrfaktor-Messung

Von den verschiedenen Methoden, den Klirrfaktor eines Signales zu bestimmen, wird die der Grundwellenausbeugung beschrieben. Die Meßanordnung ist in Bild 4 dargestellt.

Gibt man auf den Eingang eines nicht-linearen Systems eine rein sinusförmige Spannung mit der Frequenz f , so treten am Ausgang außer der Frequenz f noch Spannungen mit ganzzahligen Vielfachen der Frequenz f auf, sogenannte Oberwellen oder Harmonische.

Als Klirrfaktor wird definiert:

$$K_{\text{ges}} = \frac{\text{effektive Summe aller Oberwellen}}{\text{effektive Summe aus Grundwelle und Oberwellen}}$$

$$K_{\text{ges}} = \frac{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100 [\%]$$

Den Klirrfaktor erhält man also, wenn man den Effektivwert des verklärnten Signales einmal mit und einmal ohne Grundwelle (U_0) mißt und das Verhältnis beider Meßwerte bildet.

Die Klirrfaktorbrücke KB 55³⁾ enthält eine abstimmbare RC-Bandsperre, mit welcher die Grundwelle um mindestens 80 dB unterdrückt wird. Die Eingangsspannung wird so geteilt, daß bei $U_e = 1 \text{ V}$ in der Schaltstellung „Einstellen 25 mV“ 25 mV am Ausgang stehen und in Schaltstellung „k (mV) = %“ bei abgeglicherer Brücke die Anzeige in mV dem Klirrfaktor in % entspricht.

Die Meßfrequenzen der KB 55 sind: 40 Hz, 100 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 6,3 kHz und 12,5 kHz $\pm 10\%$.

Der Meßvorgang ist, wie **Bild 4** zeigt, folgendermaßen durchzuführen:

Mit dem klirrfreien RC-Generator TG 20 die zur Aussteuerung der zu prüfenden Verstärker notwendige Eingangsspannung mit der gewünschten Frequenz einspeisen; am Verstärkerausgang die Spannung auf die Klirrfaktorbrücke KB 55 geben; mit dem Regler „Einstellen 25 mV“ in der Schaltstellung „Einstellen 25 mV“ an dem an der Klirrfaktorbrücke angeschlossenen Millivoltmeter (z. B. MV 4, MV 20) 25 mV einstellen; die Klirrfaktorbrücke dann auf „k (mV) = %“ umschalten und mit den beiden Reglern „Minimum-Abgleich“ abwechselnd die Spannung am Millivoltmeter so lange auf Minimum abgleichen, bis der kleinste Spannungswert erreicht ist, der dem Klirrfaktor in % entspricht.

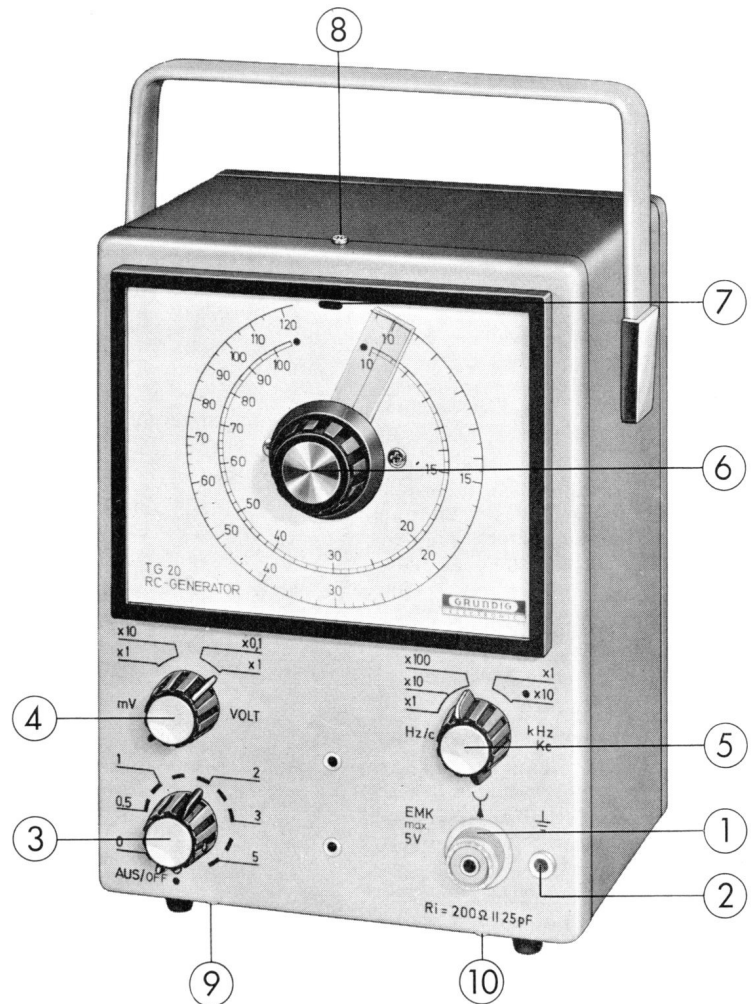


Bild 3 Die Bedienungsriffe des GRUNDIG RC-Generators TG 20

- | | |
|----------------------------|----------------------------|
| ① Ausgangsbuchse | ⑥ Frequenz-Feineinstellung |
| ② Massebuchse | ⑦ Betriebsanzeigelampe |
| ③ Spannungs-Feinregler | ⑧ } Befestigungsschrauben |
| ④ Spannungsteiler | ⑨ } |
| ⑤ Frequenzbereichsschalter | ⑩ } |

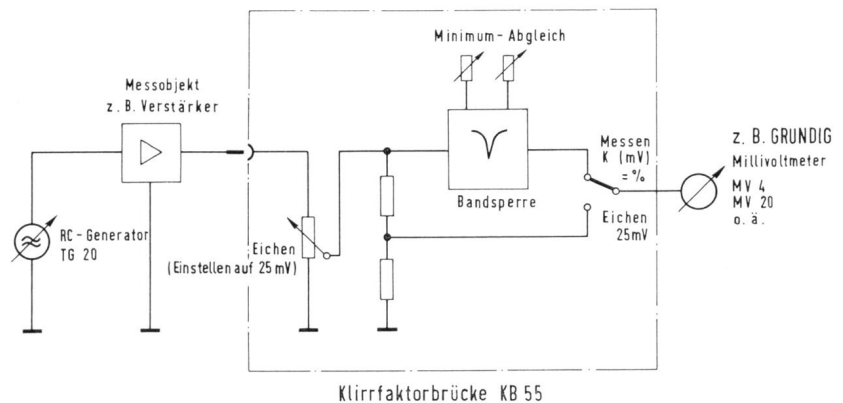


Bild 4 Klirrfaktormessung mit dem RC-Sinus-Generator TG 20, der Klirrfaktorbrücke KB 4 und dem Millivoltmeter MV 4

²⁾ GRUNDIG RC-Generator TG 11
GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN,
Heft Oktober 1963, Seiten 632... 635.

³⁾ Klirrfaktorbrücke KB 55, Seiten 226... 228 des
vorliegenden Heftes.

Die Klirrfaktorbrücke **KB 55**

Ein Zusatzgerät für die Millivoltmeter RV 55 oder MV 4

Eine wichtige Größe zur Ermittlung des Verzerrungsmaßes eines Vierpols ist der Klirrfaktor. Er ist definiert durch den Quotienten aus dem Effektivwert der Oberwellen zu dem Effektivwert der Grundwelle und der Oberwellen. Beim Messen des Klirrfaktors wird bekanntlich die Grundwelle in der Meßschaltung unterdrückt, während die Oberwellen diese unbeeinflusst passieren.

Zur Unterdrückung der Grundwelle gibt es mehrere Möglichkeiten. Hier wäre zunächst der Hochpaß zu nennen. Dessen Flankensteilheit müßte jedoch mindestens 60 dB/Oktave betragen, so daß nur mehrgliedrige LC-Filter in Frage kommen, die zunächst einmal verhältnismäßig aufwendig sind und zum anderen sich nur für einen schmalen Frequenzbereich eignen.

Die Grundwelle kann aber auch mit Hilfe von RC-Filtern unterdrückt werden.

Nach diesem Prinzip arbeiten die meisten der heute gefertigten Klirrfaktor-Meßgeräte. Als Grundschaltung sind hier die Wien-Brücke und das Doppel-T-Filter angeführt. Die Klirrfaktor-Meßbrücke KB 55 arbeitet nach dem letztgenannten Prinzip.

Messung des Klirrfaktors bei sechs Frequenzen im gesamten Tonfrequenzbereich

Die Klirrfaktor-Meßbrücke KB 55 ist ein passives Zusatzgerät zu dem elektronischen Voltmeter RV 55¹⁾ oder dem Millivoltmeter MV 4²⁾ und stellt mit diesem zusammen ein preisgünstiges Klirrfaktor-Meßgerät dar, welches es ermöglicht, nichtlineare Verzerrungen von Tonfrequenz-Generatoren, Verstärkern, Lautsprechern, Übertragern und sonstigen Übertragungseinrichtungen zu messen (Bild 1). Die sechs Festfrequenzen: 40 Hz, 100 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 6,3 kHz und 12,5 kHz gestatten Messungen innerhalb des in DIN 45500 (Hi-Fi-Norm) geforderten Übertragungsbereiches. Die Meßfrequenzen dürfen bis zu 10% von den genannten Sollwerten abweichen, um noch mit Hilfe von zwei Regelwiderständen auf die Grundwelle abstimmen zu können.

Klirrfaktormessung zwischen 0,05 und 30%

Mit der Kombination RV 55 — KB 55 oder MV 4 — KB 55 lassen sich Klirrfaktoren zwischen 0,05 und 30% messen. Da die Meßunsicherheit kleiner als 5% vom Meßwert ist, eignet sie sich für fast alle Meßaufgaben in der Elektroakustik.

Sollte statt der elektronischen Voltmeter RV 55 oder MV 4 ein anderes Gerät verwendet werden, dann ist unbedingt sicherzustellen, daß dieses Gerät den Effektivwert eines Signales mißt.

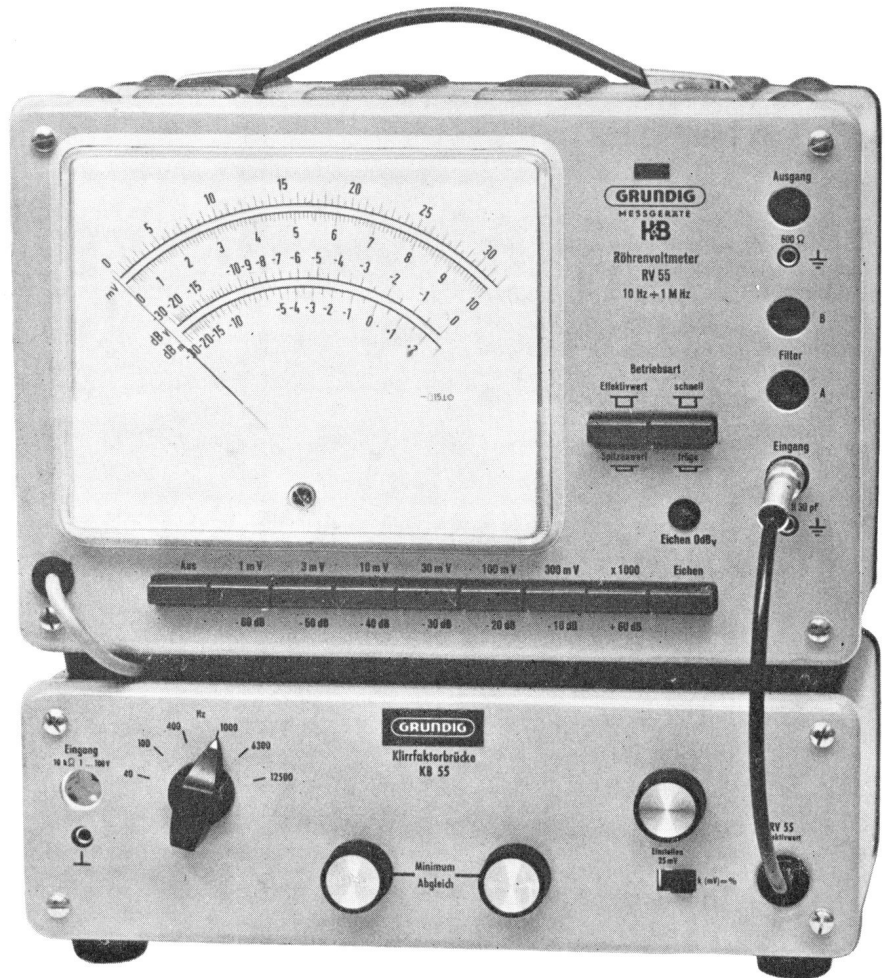


Bild 1 Klirrfaktorbrücke KB 55 mit Röhrevoltmeter RV 55

Messungen mit Voltmetern mit einer Mittelwert- oder Spitzenwertgleichrichtung führen zu erheblichen Meßfehlern, da die zu messende Oberwellenspannung fast nie eine sinusförmige Welle ist! Die Verwendung des volltransistorisierten Millivoltmeters MV 4 hat bei vielen Meßaufgaben den Vorteil der Erdfreiheit, so daß Meßfehler durch Brummschleifen vermieden werden.

Schaltungstechnik

Bild 2 zeigt das Prinzip-Schaltbild der Klirrfaktorbrücke. Zunächst ist ersichtlich, daß die Schaltung unsymmetrisch ist und demnach Eingang und Ausgang einen gemeinsamen Pol haben. Damit entfallen Schwierigkeiten, die bei einer Erdung der Geräte auftreten können. Das

Sperrfilter wird gebildet aus je einem parallel geschalteten Hoch- und Tiefpaß (C-C-R/2 und R-R-2 C). RC-Filter dieser Art haben jedoch noch einen Nachteil: Wie in dem Bild 3 zu sehen ist, wird zwar bei entsprechend sorgfältigem Abgleich die Grundwelle ausreichend unterdrückt, aber wegen der geringen Weitabselektion der Schaltung tritt bei der ersten Oberwelle noch eine Dämpfung von etwa 10 dB auf. Durch geeignete Maßnahmen ist nun dafür zu sorgen, daß der Frequenzgang von der ersten bis mindestens zur zehnten Oberwelle geradlinig verläuft.

Dabei kommt zunächst eine Eigenschaft der Schaltung dieser Forderung entgegen, weil die Eingangsimpedanz des Fil-

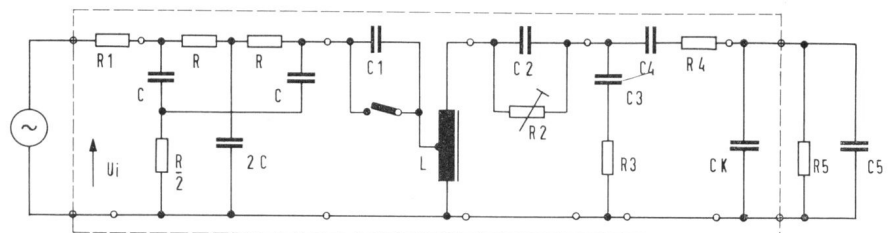


Bild 2 Prinzipschaltung

¹⁾ GRUNDIG Röhrevoltmeter RV 55, GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN, Heft Dezember 1964, Seiten 826... 829
²⁾ GRUNDIG Millivoltmeter MV 4, GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN, Heft Juli 1966, Seiten 81... 85

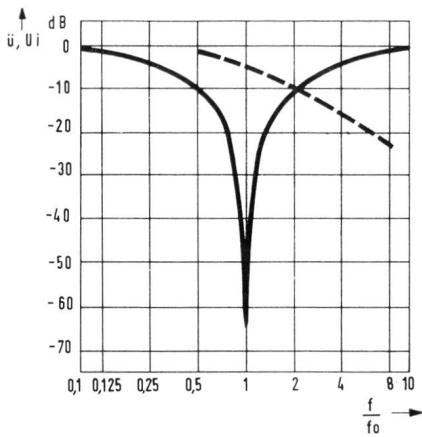


Bild 3 Übertragungsmaß U und Eingangsspannung U_i des Doppel-T-Filters (gestrichelt)

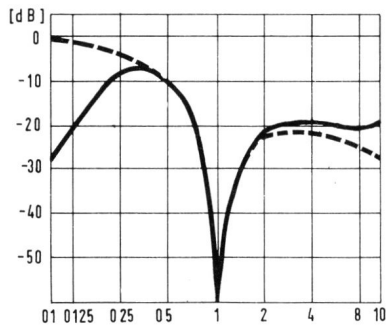


Bild 4 Frequenzgang des Meßgerätes bei 1 kHz. Desgleichen ohne Tiefenabfall und Höhenentzerrung gestrichelt gezeichnet.

ters mit ansteigender Frequenz kleiner wird. Da diese jedoch mit dem Widerstand R_1 einen Spannungsteiler bildet, ergibt sich mit ansteigender Frequenz ein in dem Bild 3 gestrichelt eingezeichneter Spannungsabfall U_i ; am Filterein-

Technische Daten der Klirrfaktorbrücke **KB 55**

Meßprinzip

Klirrfaktor (k)-Meßbereich unterteilt (bei Verwendung des RV 55 oder MV 4)

Meßunsicherheit
Meßfrequenzen (Grundwellen)

Abstimmbereich der einzelnen Meßfrequenzen

Dämpfung der Grundwelle
Dämpfung im Durchlaßbereich (k 2 bis k 10; $f_0 < 75$ kHz)

Eingang
Impedanz
benötigte Spannung
höchstzulässige Spannung
Ausgang (an Millivoltmeter)

Impedanz des nachzuschaltenden Millivoltmeters
Anzeigeart des nachgeschalteten Millivoltmeters
Gehäuse-Abmessungen
Gewicht

Doppel-T-Filter mit
Oberwellen-Entzerrung

0,05 bis 30 %
0 bis 1/0 bis 3/0 bis 10/0 bis 30 %

± 5 % v. E.

40/100/400/1000/6300/
12500 Hz

± 10 %

> 80 dB

20 dB $\pm 0,5$ dB

unsymmetrisch

≥ 10 k Ω

1 V

100 V_{eff}

Spannungswert (mV)
gleich k (%)

≥ 1 M $\Omega \leq 40$ pF

Effektivwert

296 x 94 x 165 mm

ca. 3 kg

gang. Damit entsteht ein Frequenzgang, wie er in Bild 4 gestrichelt dargestellt ist.

Zusätzliche Entzerrungen, die zwischen dem Doppel-T-Filter und dem Anzeigergerät liegen, sorgen für einen annähernd geraden Frequenzgang bis zur zwölften Oberwelle. Das RC-Glied $R_3 - C_3$ dient zur Anhebung der ersten und zweiten Oberwelle, während mit $R_2 - C_2$ eine Anhebung der fünften bis neunten Oberwelle vorgenommen wird. Die übrigen RC-Glieder ($R_4 - C_4$ sowie die Kabelkapazität C_k) sind so abgestimmt, daß bei einer Abschlußimpedanz $R_5 -$

C_5 von 1 M Ω und 30 pF (entspricht der Eingangsimpedanz der meisten elektronischen Voltmeter) die zehnte bis zwölfte Oberwelle entzerrt wird.

Zur Unterdrückung von etwaigen Brummspannungen wird bei den Frequenzen 400 Hz, 1 kHz, 6,3 kHz und 12,5 kHz zusätzlich ein LC-Halbglied C_1-L eingeschaltet. Die Induktivität L ist gleichzeitig als Transformationsglied ausgeführt, um Pegelverluste auszugleichen. Das vollständige Schaltbild der KB 55 ist in Bild 5 dargestellt.

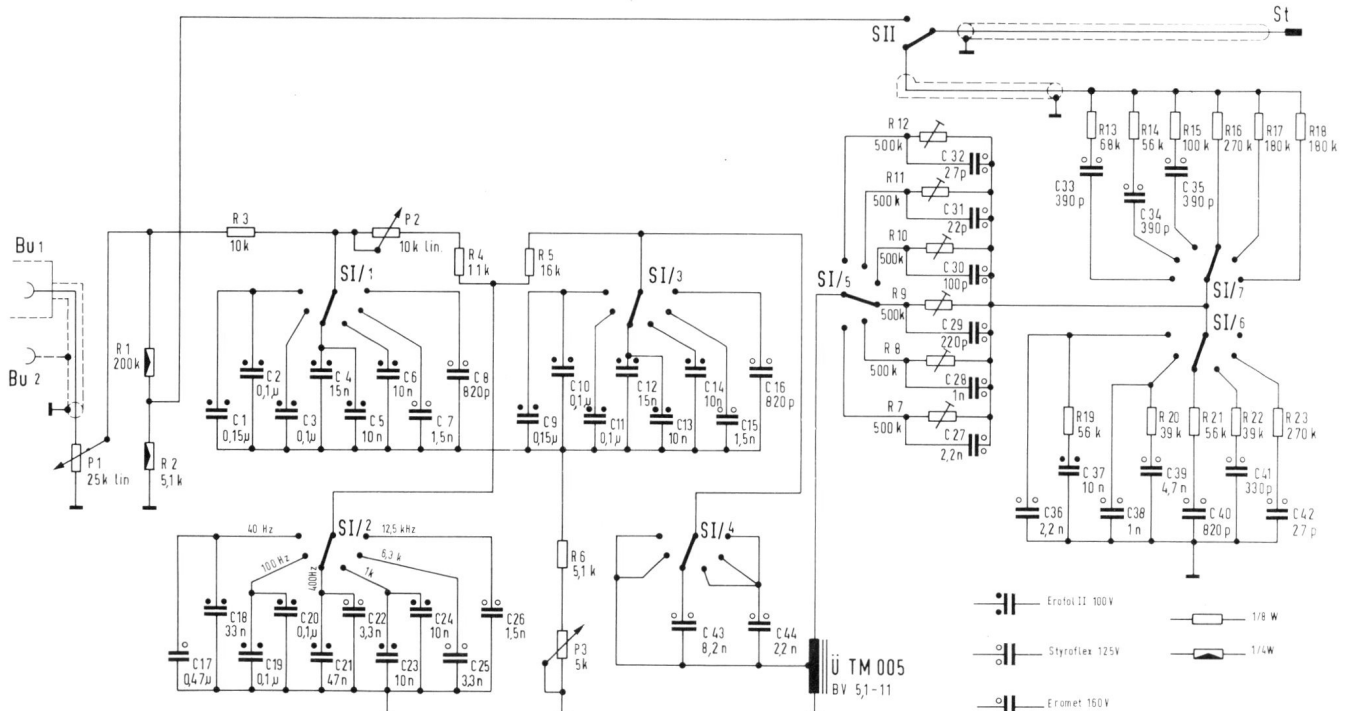


Bild 5 Gesamtschaltung der Klirrfaktorbrücke KB 55

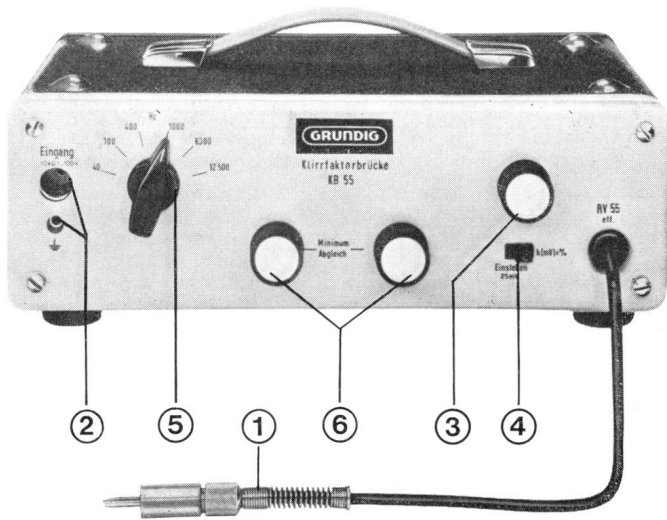


Bild 6 Die Bedienelemente der Klirrfaktorbrücke KB 55

Bedienung und Anwendung

Die Bedienung der Klirrfaktorbrücke (s. Bild 6) ist sehr einfach. Zunächst wird das aus der KB 55 herauskommende Kabel ① mit der Eingangsbuchse der elektronischen Voltmeter RV 55 oder MV 4 verbunden. (Bei Verwendung des M 4 sind Übergangsstücke Z 3 erforderlich.) Wegen der Frequenzgangentzerrung ist eine Verlängerung des Anschlusskabels unbedingt zu vermeiden. Dann wird der Bereichsschalter des RV 55 bzw. MV 4 auf „30 mV“ geschaltet und der Schiebeselector ④ der KB 55 in die Stellung „Einstellen 25 mV“ gebracht.

Mit dem Schalter ⑤ wird die zu messende Frequenz eingestellt. Danach wird Tonfrequenzspannung auf die Eingangsbuchse gelegt und mit Hilfe des Eingangspotentiometers ③ so eingestellt, bis das Voltmeter 25 mV anzeigt. Damit ist die KB 55 für die anliegende Eingangsspannung geeicht (bei Pegeländerungen ist das Eingangspotentiometer entsprechend nachzustellen).

Anschließend ist der Schiebeselector ④ in die Stellung „k (mV) = %“ umzuschalten. Mit den beiden Potentiometern „Minimum-Abgleich“ ⑥ ist wechselweise der Zeigerausschlag des Voltmeters auf Spannungsminimum abzugleichen, wobei der Meßbereichsschalter des Voltmeters gegebenenfalls auf einen empfindlicheren Bereich zu schalten ist. Die Zahl der angezeigten restlichen Spannung in „mV“ ergibt direkt den Klirrfaktor in Prozenten.

Das Bild 7 zeigt einige Anwendungsbeispiele für die Messung der Klirrfaktoren von Generatoren, Verstärker und Lautsprecher. Wegen des relativ niedrigen Eingangswiderstandes der KB 55 sind jedoch Messungen an hochohmigen Spannungsverstärkerstufen nicht ohne weiteres ausführbar. Sehr bewährt hat sich in diesem Fall die Meßmethode, ein weiteres Voltmeter RV 55 oder MV 4 zwischen Meßobjekt und KB 55 zu schalten, wobei nur der Vorverstärker zwischen dem Eingang und der Filterbuchse A benutzt wird. Dessen Übersteuerungssicherheit von 50 dB reicht aus, um dem Filteranschluß die für die KB 55 benötigte Eingangsspannung von 1 V verzerrungsfrei zu liefern. Die jeweils erforderliche Vorverstärkung kann bequem mit dem Meßbereichsschalter des RV 55 oder MV 4 eingestellt werden.

Weitere GRUNDIG Meßgeräte für die NF- und Hi-Fi-Technik, beschrieben in GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN

RC-Sinusgenerator TG 20

Frequenzbereich 10 Hz ... 1 MHz
 Klirrfaktor ca. 0,1%
 Ausgangsspannung 5 mV ... 5 V
 Ausgangsimpedanz 200 Ω

Beschreibung im vorliegenden Heft auf den Seiten 222 ... 225.

Millivoltmeter MV 4

Frequenzbereich 5 Hz ... 1 MHz
 Meßbereiche 1 — 3 — 10 — 30 —
 100 — 300 mV,
 1 — 3 — 10 — 30 —
 100 — 300 V
 — 85 ... + 50 dB

Anzeigeart Effektivwert oder Spitzenwert

Eingangsimpedanz 1 MΩ

Beschreibung in Heft 3/1966, Seiten 81 bis 85

Fortsetzung auf Seite 233

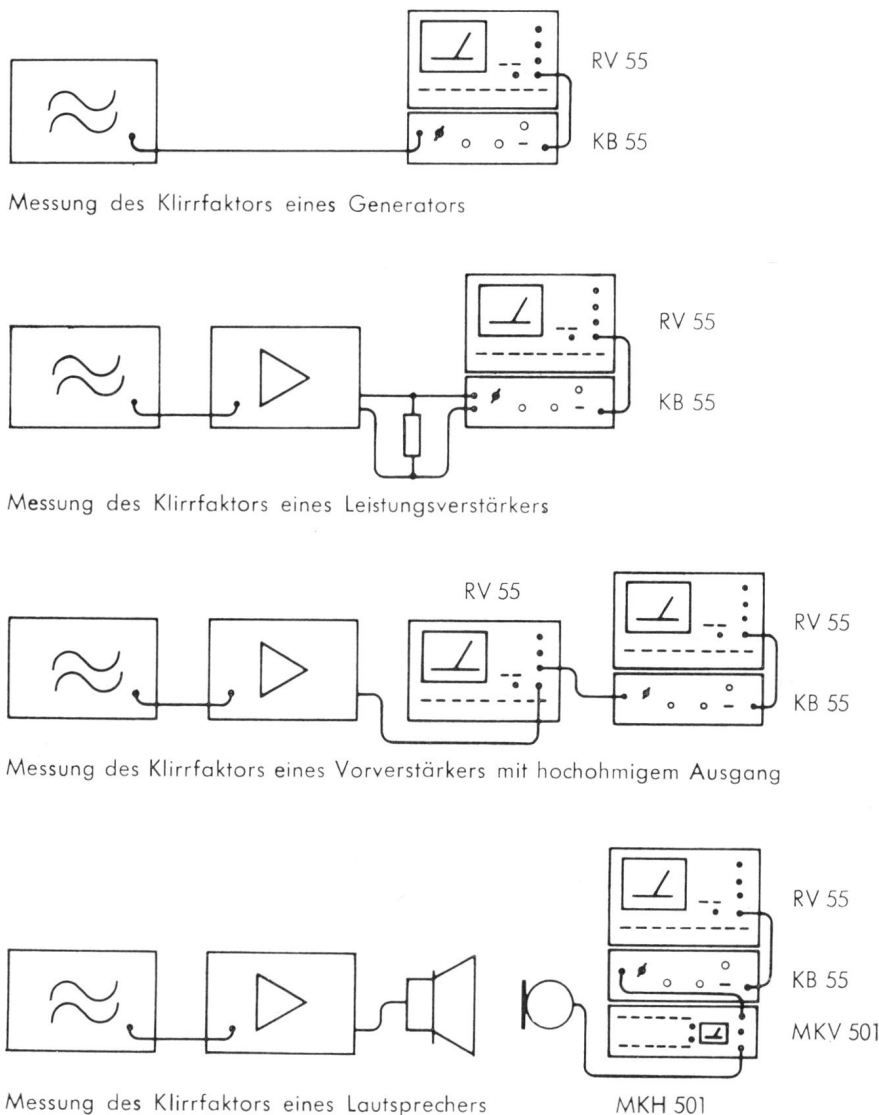


Bild 7 Anwendungsbeispiele für die Messung von Klirrfaktoren

Transistoren- und Dioden-Prüfgerät SEMITEST I

Mit dem zunehmenden Einsatz von Halbleitern in allen nur denkbaren Schaltungen kommt man auch in der Service-Praxis ohne Meßmöglichkeiten, die möglichst unkompliziert sind, nicht mehr aus. Deshalb wurden die beiden Transistoren- und Dioden-Prüfgeräte „Semitest I“ und „Semitest II“ geschaffen. Das im nachfolgenden Beitrag beschriebene Gerät „Semitest I“ ermöglicht statische Prüfungen vornehmlich für die in NF-Verstärkern eingesetzten Transistoren, da hier vor allem die Stromverstärkung interessiert. Für die dynamische Prüfung von vorwiegend in HF-Stufen eingesetzten Transistoren empfiehlt sich der Einsatz des „Semitest II“, das im zweiten Beitrag beschrieben wird. Mit beiden Geräten lassen sich auch Dioden prüfen.

In der Schaltungstechnik setzen sich Halbleiter (Dioden und Transistoren) immer mehr durch. Für den Service ergibt sich daraus eine Vielzahl von Problemen, vor allem meßtechnischer Art.

In den meisten Fällen reicht dabei eine einfache Funktionsprüfung des Halbleiters aus. Dazu bedarf es im allgemeinen keines komplizierten Meßaufbaues. Es genügt eine einfache Meßschaltung, mit der statisch die Stromverstärkung eines Transistors bzw. das Durchlaß- und Sperrverhalten einer Diode geprüft werden kann. Aus diesen Überlegungen heraus entstand das mit Batterien betriebene Transistoren- und Diodenprüfgerät „Semitest I“ (Bild 1). Es dient zur raschen Prüfung von „NPN“- und „PNP“-Transistoren sowie von Dioden und Gleichrichtern. Bei Transistoren läßt sich vor allem der Kollektorstrom, abhängig vom Basisstrom und damit indirekt die statische Stromverstärkung B messen.

Dioden sowie Germanium- und Silizium-Gleichrichter können auf ihr Durchlaß- und Sperrverhalten getestet werden.

Außerdem ist das Prüfgerät noch zur Kontrolle von Widerständen bis 10 k Ω geeignet.

Bild 2 zeigt das Prüfprinzip.

Transistorprüfschaltung

Der zu prüfende Transistor wird in Emitter-schaltung betrieben. In die Basis des Transistors wird während des Prüfvorganges (Taste „Test“ gedrückt) über einen Vorwiderstand R_v ein Basisstrom eingespeist. (Er beträgt bei $R_v = 39 \text{ k}\Omega$ ca. 100 μA , bei $R_v = 390 \text{ k}\Omega$ ca. 10 μA .)

Die Polarität der Betriebsspannung läßt sich für „NPN“- und „PNP“-Transistoren umschalten. Unter der Voraussetzung, daß die Restströme eines Transistors klein gegenüber dem Kollektorstrom sind, gilt für dessen Gleichstromverstärkung

$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

Darin ist I_C der am Anzeigeinstrument des Transistorprüfgerätes „Semitest I“ abgelesene Strom, I_B der eingestellte Basisstrom.

Es wird ein max. Kollektorstrom angezeigt, der sich aus folgender Beziehung ergibt

$$I_{C \text{ max.}} = \frac{U_B - U_{CE \text{ sat}}}{820 \Omega}$$

Darin ist U_B die Batteriespannung, $U_{CE \text{ sat}}$ die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung des Transistors von ca. 0,1 V bis 0,5 V. (Genauere Angaben über $U_{CE \text{ sat}}$ sind den Datenblättern der Transistoren zu entnehmen.)

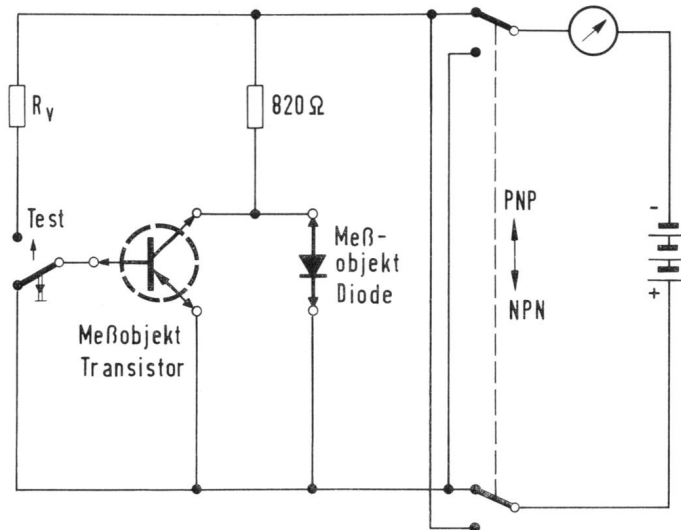


Bild 2 Prinzipschaltung des Semitest I

Daraus ergibt sich, daß die Gleichstromverstärkung eines Transistors bis zu einem B von 500 ziemlich genau gemessen werden kann. Die Gleichstromverstärkung gebräuchlicher Transistoren liegen in dieser Größenordnung. Transistoren werden von den Halbleiter-Herstellern üblicherweise nach ihrer Wechselstromverstärkung h_{21e} geprüft. Doch es besteht ein unmittelbarer Zusammenhang zwischen B und β . [1]. Für den Transistor BC 108 B z. B. wird die mittlere Gleichstromverstärkung mit „290“ für den Arbeitspunkt $I_C = 2 \text{ mA}$, $U_{CE} = 5 \text{ V}$ im Datenblatt angegeben.¹⁾ Eine genaue Einstellung des Arbeitspunktes ist bei einem einfachen Transistorprüfgerät nicht möglich und für eine Funktionsmessung auch nicht erforderlich.

Bei unbekanntem Transistoren ist es möglich, über die Schleusenspannung der Basis-Emitter-Diode eines Transistors festzustellen, ob es sich um ein Germanium- oder Silizium-Bauelement handelt. Ebenso lassen bei unbekanntem Transistoren die Anschlüsse über die miteinander verkettenen Dioden, Basis-Emitter und Basis-Kollektor, identifizieren.

Wegen des relativ geringen Kurzschlußstromes wird eine Zerstörung des Prüflings bei Falschpolung vermieden.

¹⁾ Jeder Halbleiter-Hersteller gibt für seinen Transistor den zur Messung der Stromverstärkung günstigsten Arbeitspunkt an.

Diodenprüfschaltung

Die zu prüfende Diode wird entweder in Durchlaß- oder Sperrrichtung betrieben. Dazu wird der PNP-NPN-Umschalter betätigt. Ist die Diode in Ordnung, fließt in Durchlaßrichtung (Umschalter in Stellung „NPN“) der durch die Eigenschaften der Diode bestimmte Durchlaßstrom und in Sperrrichtung (Umschalter in Stellung „PNP“) ein Sperrstrom.

Bei einiger Erfahrung kann man genau wie bei Transistoren feststellen, ob es sich um eine Germanium- oder Siliziumdiode handelt. Die Schleusenspannung von Si-Dioden liegt im Mittel bei 0,7 V, von Ge-Dioden aber nur bei 0,2 bis 0,3 V. Dies gilt jedoch nicht für Ge-Dioden mit relativ hohem Bahnwiderstand (Spitzendiode). Durch Parallelschalten von zwei Exemplaren solcher Spitzendiode läßt sich feststellen, ob die an den Dioden abfallende Spannung geringer wird. Das ist nämlich nicht der Fall, wenn z. B. zwei niederohmige Si-Dioden parallel geschaltet werden.

Das Arbeiten mit dem Semitest I

Bild 3 zeigt das Gesamtschaltbild, Bild 1 die Draufsicht auf die Bedienungsplatte. Transistoren der Gehäuseformen TO 3 (DIN 3 A 2) TO 5 (DIN 5 A 3), TO 7 (DIN 7 A 3) und TO 18 (DIN 18 A 3), die zum größten Teil Verwendung finden, lassen sich direkt in die entsprechenden Fassungen ⑥ ⑦ ⑧ (Bu 1, Bu 2, Bu 3) einsetzen.

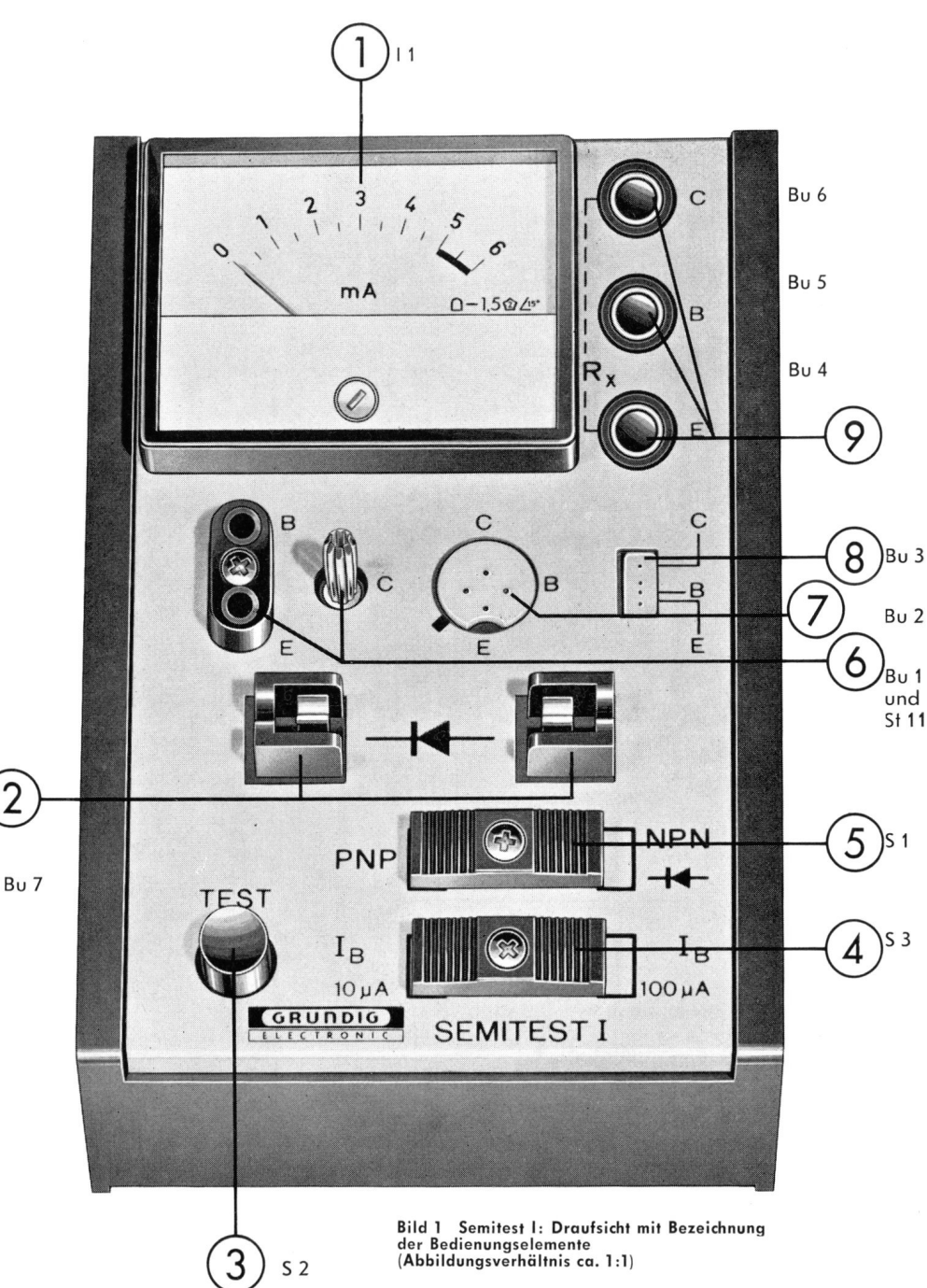


Bild 1 Semitest I: Draufsicht mit Bezeichnung der Bedienelemente (Abbildungsverhältnis ca. 1:1)

Am Instrument kann ein max. Kollektorstrom von ca. 5 mA abgelesen werden.

1.1 NPN-PNP-Unterscheidung

Diese Prüfung ist in einfacher Weise dadurch möglich, daß die Polarität der beiden im Transistor enthaltenen Dioden festgestellt wird. Jeder Transistor besteht im Prinzip aus zwei gegeneinandergeschalteten Dioden, deren gemeinsamer Anschluß in jedem Fall die Basis ist. So ist bei einem PNP-Transistor der gemeinsame Anschluß die Kathode der beiden Dioden, bei einem NPN-Transistor die Anode. Das bedeutet, daß bei Anlegen einer negativen Spannung gegen Basis die Kollektor- und Emitterschlüsse in jedem Fall bei PNP-Transistor in Sperrrichtung betrieben werden. Beim NPN-Transistor verhält es sich umgekehrt. Es ist deshalb möglich, aus dieser Messung bei nicht bekannten Anschlüssen den Basisanschluß zu erkennen. Ist der Schalter ⑤ in Stellung NPN, so liegt an der Diodenfassung ② der Minuspol der Batterie an der Kathode.

1.2 Identifizierung der Anschlüsse

Das Erkennen der Anschlüsse bei Transistoren, bei denen die Anschlußfolge nicht bekannt ist, ebenso möglich. Man stellt hier zuerst den gemeinsamen Pol (Basis) fest. Dies geschieht entsprechend den Hinweisen bei der NPN-PNP-Unterscheidung. Die weitere Feststellung, welcher Anschluß der Kollektor oder Emitter ist, beruht auf der Tatsache, daß der Transistor sowohl in Emittstellung wie auch bei Vertauschen des Kollektor-Emitteranschlusses, also bei inversem Betrieb eine Stromverstärkung aufweist. Diese Stromverstärkungen unterscheiden sich bei normalen Transistoren sehr stark. Eine Ausnahme bilden die sog. symme-

- ① Instrument I 1
- ② Diodenfassung Bu 7
- ③ Prüftaste S 2
- ④ I_B-Umschalter S 3
- ⑤ PNP-NPN-Umschalter S 1
- ⑥ Transistorfassung Bu 1 (DIN 3 A 2/TO 3)
- ⑦ Transistorfassung Bu 2 (DIN 5 A 3/TO 5)
- ⑧ Transistorfassung Bu 3 (DIN 7 A 3/TO 7)
- ⑨ Buchsen zur Prüfung von Widerständen, Transistoren und Dioden (Bu 4, Bu 5, Bu 6)

Andere, weniger gängige Typen können extern über die Anschlußbuchsen ⑨ (Bu 4, 5, 6) geprüft werden. Ebenso ist es über diese Einzelbuchsen möglich, Halbleiter-Bauelemente zu prüfen, die sich in Schaltkreisen befinden. Auch Durchgangsprüfungen an Schaltkreisen sind über diese Buchsen möglich.

Dioden werden in die Fassung ② (Bu 7) eingesetzt.

1. Prüfen von Transistoren

Der zu prüfende Transistor wird in die passende Mehrfassung ⑥, ⑦ oder ⑧ eingesetzt. Dann wird der Schiebeumschalter ⑤ „PNP-NPN“ so betätigt, daß am Instrument kein Ausschlag zu sehen ist. Nach Drücken der Taste ③ „Test“ (S 2) zeigt das Instrument den Kollektorstrom an. Dieser ist abhängig von der jeweiligen Stromverstärkung; d. h. kleiner Strom = kleine Stromverstärkung; großer Strom = große Stromverstärkung.

Die Stromverstärkung kann bei einem Basisstrom von 10 μA und 100 μA gemessen werden. Schalter ④ (S 3) ist entsprechend auf den gewünschten Bereich einzustellen.

Schalterstellung I_B = 10 μA zur Messung hochverstärkender Transistoren, B ≤ 500.
Schalterstellung I_B = 100 μA zur Messung niedrigverstärkender Transistoren, B ≤ 50.

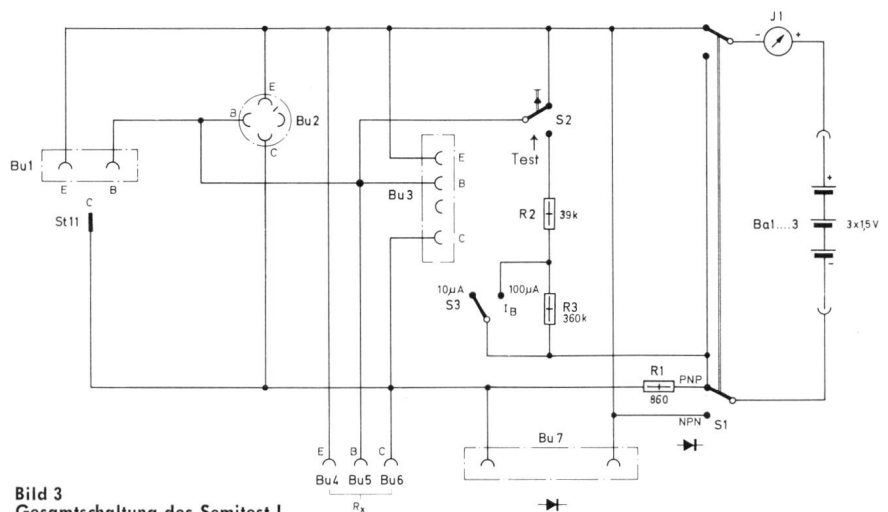


Bild 3 Gesamtschaltung des Semitest I

Transistoren- und Dioden-Prüfgerät SEMITEST II

H. PETERSEN

Mit dem Transistor-Prüfgerät Semitest II (Bild 1) lassen sich die dynamische Funktion und das Hochfrequenzverhalten von PNP- und NPN-Transistoren sowie von Dioden und Kapazitätsdioden in einfacher Weise prüfen. Den Strom liefern Batterien, wodurch das Gerät unabhängig von einem Netzanschluß betrieben werden kann.

1. Prüfmethode Transistoren

Das Prinzip der Prüfung (Bild 2) beruht darauf, daß der zu prüfende Transistor zusammen mit einem L-C-Schwingkreis in einer Oszillatorschaltung betrieben wird. Dabei läßt sich sein Schwingverhalten, das auch Aufschluß auf die HF-Verstärkung gibt, feststellen.

Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung. Die frequenzbestimmenden passiven Bauelemente des Oszillators sind im Gerät eingebaut und mit dem Schalter S 1 ③ auf die Prüffrequenzen 0,5; 3; 10; 40 und 100 MHz umschaltbar. Mit Schalter S 3 ⑨ läßt sich zwischen PNP- oder NPN-Transistorart umschalten. Ist der zu prüfende Transistor in die Fassung Bu 1 ④ oder Bu 2 ⑤ eingesetzt, beginnt der Oszillator zu schwingen. Hierbei wird die am Schwingkreis entstehende HF-Span-

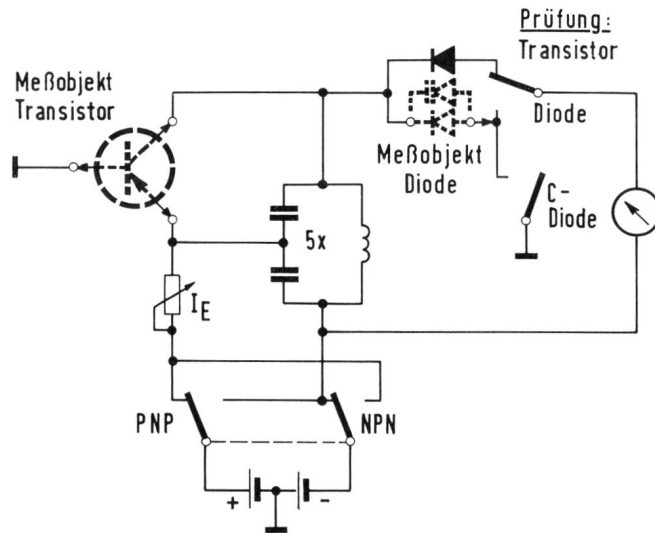


Bild 2 Prinzip der Semitest-II-Prüfschaltung

nung von der eingebauten Diode Gl. 1 gleichgerichtet und vom Instrument I 1 angezeigt. Durch Umschalten auf die einzelnen Prüffrequenzen (Schalter S 1 ③) kann man feststellen, bei welcher der fünf Frequenzen und mit welcher Amplitude der Transistor noch schwingt. Das Verhalten der Oszillatorschaltung gibt

Hinweise auf den darin verwendeten Transistor.

Schwingverhalten und Grenzfrequenz

Mit zunehmender Frequenz wird sich ein Abfall der Schwingamplitude bemerkbar machen, welcher Aufschluß über die Grenzfrequenz des Transistors gibt, in

trischen Transistoren. Bei diesen weist die Stromverstärkung in Emittterstellung den gleichen Wert auf, wie bei inversem Betrieb. Ist der Basisanschluß bekannt, so betreibt man die beiden unbekanntesten Anschlüsse einmal als Emittter bzw. Kollektor und dann umgekehrt. Die Stellung, welche den höheren Strom ergibt, zeigt die richtigen Anschlüsse.

1.3 Silizium- bzw. Germanium-Transistoren-Unterscheidung

Die Unterscheidung dieser Transistoren ist deshalb möglich, da die Schleusenspannung einer Silizium-Diode bei ca. 0,7 V liegt, die einer Germaniumdiode dagegen bei ca. 0,2 ... 0,3 V.

Durch Messen des Durchlaßstromes der Basis-Emitterdiode eines Transistors läßt sich deshalb feststellen, ob es sich um einen Silizium- bzw. Germanium-Transistor handelt. Der Durchlaßstrom, der bei einer Siliziumdiode fließt, beträgt bei einer Schleusenspannung von 0,7 V

$$\frac{(4,5 - 0,7) \text{ V}}{820 \Omega} = 4,6 \text{ mA};$$

Der Durchlaßstrom einer Germaniumdiode beträgt bei einer Schleusenspannung von 0,3 V

$$\frac{(4,5 - 0,3) \text{ V}}{820 \Omega} = 5,1 \text{ mA}.$$

Voraussetzung dafür ist eine Batteriespannung von 4,5 V. Sie kann durch Kurzschließen der Diodenklemmen ② überprüft werden.

2. Prüfen von Dioden oder Gleichrichtern

Hierzu ist das Meßobjekt in die Diodenklemme ② einzusetzen. Durch Betätigen des Schiebeschalters ⑤ „PNP-NPN“ läßt sich feststellen, ob die Diode

- Sperr- und Durchlaßzustand aufweist, also funktionsmäßig ist oder
- welche Anschlüsse Kathode u. Anode sind. (In Stellung NPN \rightarrow liegt an der Kathode Minus.)

Die Unterscheidung zwischen Silizium- und Germaniumdioden bzw. Silizium- und Germanium-Gleichrichtern kann ähnlich vorgenommen werden wie bei Transistoren. Selengleichrichter können nicht gemessen werden.

3. Prüfen von Widerständen

Die beiden Außenbuchsen ⑨ (Bu 4 und Bu 6 bzw. C und E) eignen sich neben Durchgangsprüfungen zur überschlägigen Bestimmung von Widerständen bis 10 k Ω .

$$R_x = \frac{U}{I} - 820 \Omega$$

Der zu messende Widerstand ist über Anschlußkabel mit entsprechenden Steckverbindungen anzuschließen.

4. Prüfen der Batterien

Durch Drücken der Taste ② kann die Batterie (3 Zellen) mit dem Meßinstrument überprüft werden. Der Zeiger soll sich im roten Bereich befinden. Die Batterien müssen ausgetauscht werden, wenn sich der Zeiger außerhalb dieses Bereiches befindet.

Literatur
[1] Der Zusammenhang zwischen B und β bei Transistoren. H. Mielke, Internationale Elektronische Rundschau, 1965, Heft 6

Technische Daten des Semitest I

Kurzschlußströme an den Diodenklemmen ca. 6 mA
zwischen Kollektor und Emittter ca. 6 mA
zwischen Basis und Emittter ca. 100 μ A

Polaritätswechsel (PNP-NPN) bzw. Dioden-Durchlaß- oder Sperrichtung durch Schiebeschalter

Stromversorgung 3 Stück 1,5-V-Trockenbatterien (z. B. Typ Pertrix Nr. 244)

Abmessungen (B x H x T) 82 x 135 x 65 mm

Gewicht ohne Batterien etwa 0,5 kg

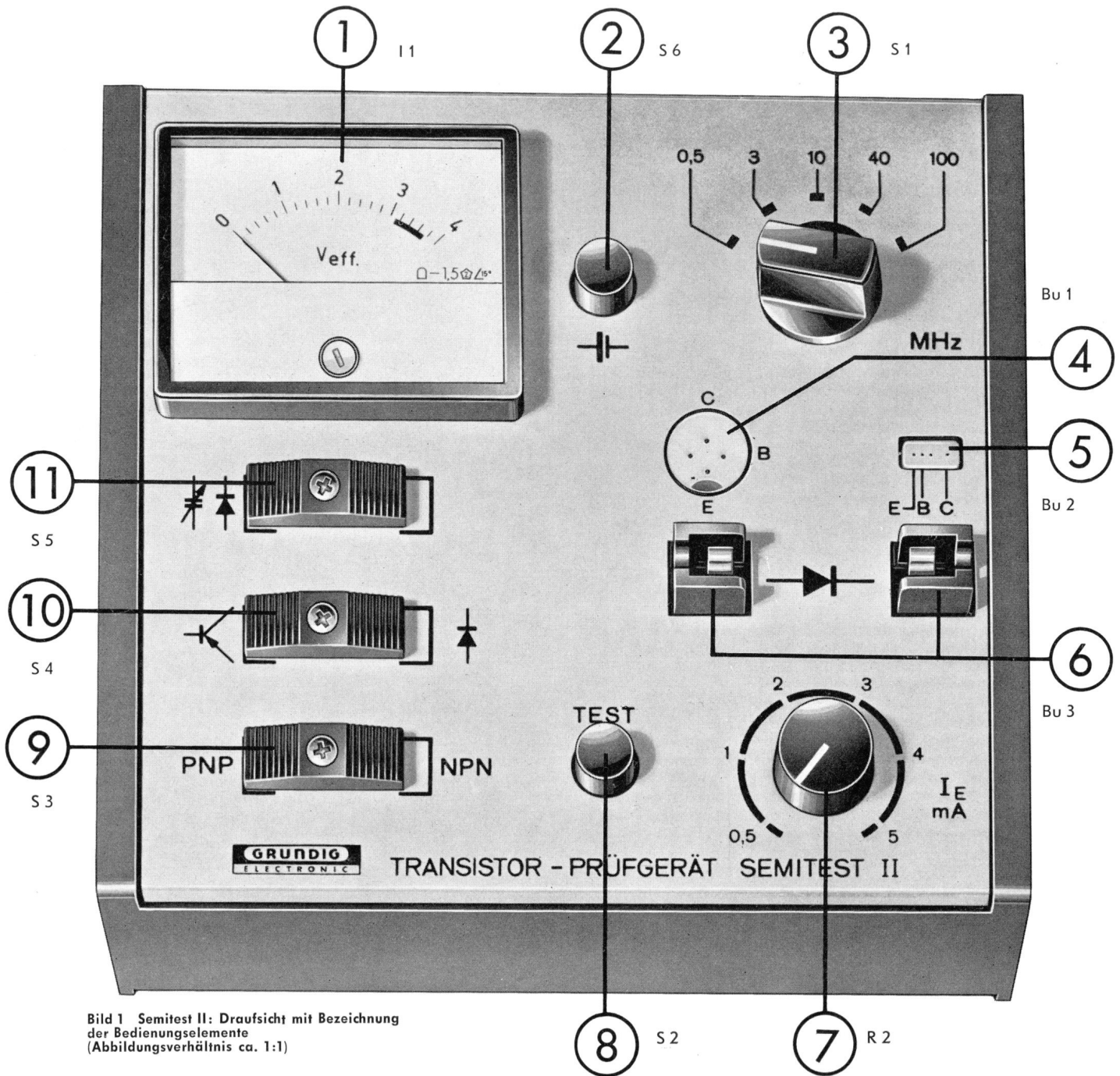


Bild 1 Semitest II: Draufsicht mit Bezeichnung der Bedienelemente (Abbildungsverhältnis ca. 1:1)

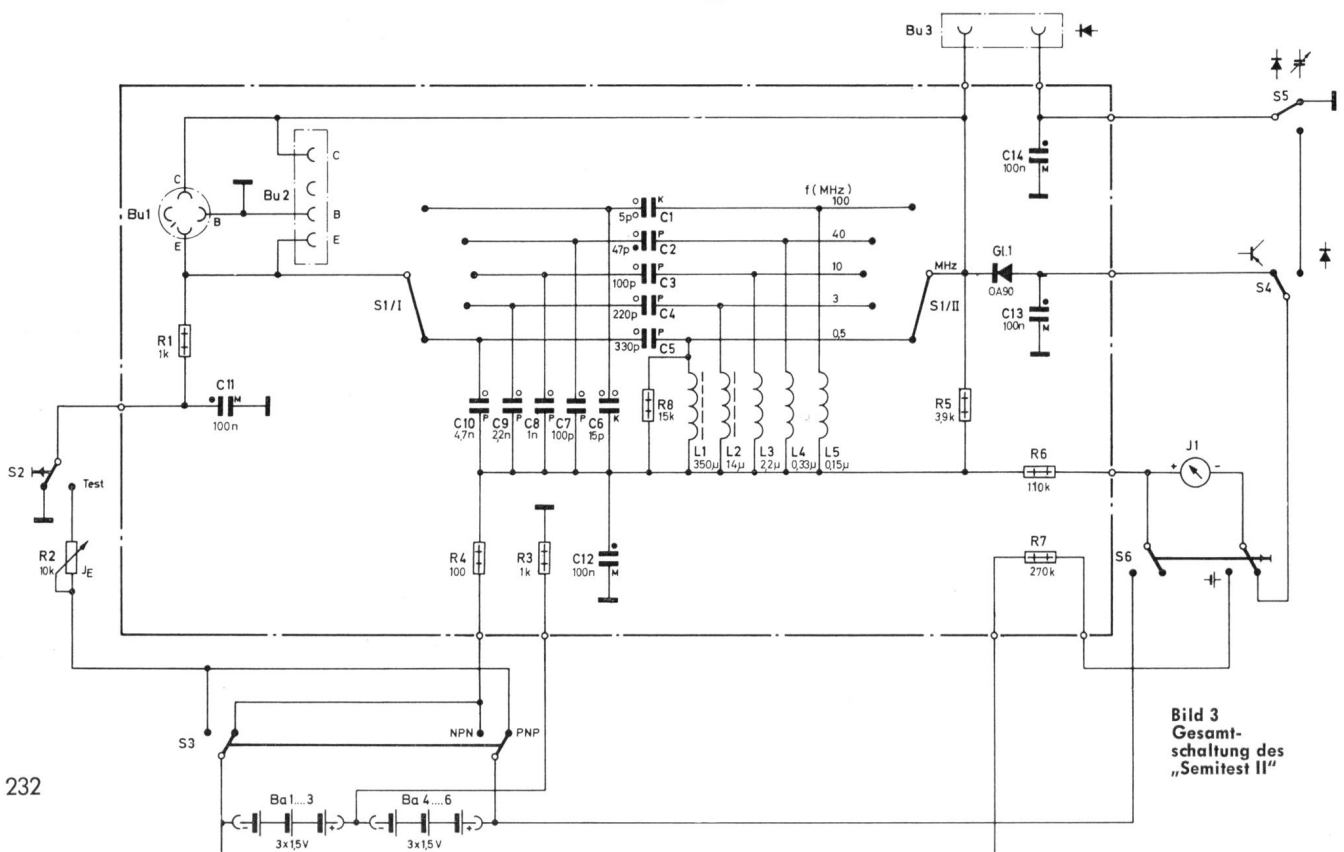


Bild 3 Gesamtschaltung des „Semitest II“

diesem Fall die Größe von f_{max} . Sie ist die Frequenz, bei der der Transistor unter Verwendung von verlustfreien Schwingkreis-Elementen gerade noch schwingt. Die in der Praxis zulässige Betriebsfrequenz muß ohnehin unterhalb dieser Grenzfrequenz liegen (Richtwert z. B. $0,5 f_{max}$), da in den meisten aller Betriebsfälle eine Verstärkung verlangt wird.

Der Emittierstrom — Regler R 2 ⑦ — wird zu Beginn der Prüfungen auf den linken Anschlag (0,5 mA) gestellt. Durch Drehen läßt sich die Schwingspannung steigern.

Unterschiede zwischen legierten und diffundierten Transistoren

Es läßt sich bei dieser Prüfung außerdem feststellen, ob es sich um einen legierten oder einen diffundierten Transistor handelt. Legierte NF-Transistoren schwingen im allgemeinen nur bei 0,5 MHz, legierte HF-Transistoren dagegen noch bei 3 oder 10 MHz. Diffundierte Transistoren (Planar-Transistoren, Mesa-Transistoren) schwingen im allgemeinen bis 100 MHz. Diffundierte Transistoren mit niedriger Grenzfrequenz (z. B. 50 MHz) schwingen nur noch bei 40 MHz. Aus der Amplitude bei der jeweils gewählten Meßfrequenz kann auf die Höhe der Grenzfrequenz geschlossen werden. Schwingt ein Transistor beispielsweise bei 100 MHz noch mit 3 bis 4 V, so heißt das, daß dieser eine sehr hohe Grenzfrequenz und damit eine hohe Leistungsverstärkung bei der gegebenen Frequenz hat. Die Bewertung der gefundenen Meßwerte ergibt sich aus der Erfahrung im Umgang mit dem Meßgerät.

Die auf dem Gerät angegebenen Frequenzen (0,5/3/10/40/100 MHz) stellen nur Richtwerte dar, da die tatsächliche Schwingfrequenz u. a. auch von der jeweiligen Ausgangskapazität des Transistors abhängig ist. Durch die Transistorstreuung kann die Frequenz bis zu $\pm 20\%$ schwanken. Ähnliches gilt auch für die am Emittierstrom-Regler angegebenen Werte.

Prüfen der Leistungsverstärkung

Die Leistungsverstärkung eines Transistors ist bei optimaler Anpassung durch folgenden Zusammenhang gegeben:

$$V_L = \frac{|Y_{21}e^2 I|}{4 \cdot Y_{11}e \cdot Y_{22}e}$$

Hierbei ist $Y_{21}e$ = Betrag der Steilheit
 $Y_{11}e$ = Realanteil des Eingangswiderstandes
 $Y_{22}e$ = Realanteil des Ausgangswiderstandes (in Emitterschaltung)

Die Rückkopplung der Schaltung ist so ausgelegt, daß die Leistungsverstärkung im wesentlichen vom Quadrat der Steilheit und damit vom Kollektorstrom abhängt.

Ein Maß für die Leistungsverstärkung ist die Schwingamplitude. Liegt die Schwingfrequenz des Transistors genügend weit unter seiner Grenzfrequenz und ist der Rückkopplungsgrad des Oszillators genügend groß, so erreicht die sich am Kreis einstellende Schwingspannung den Grenzwert, der möglich, und durch die Betriebsspannung vorgegeben ist. Der Arbeitspunkt des Transistors bewegt sich dann stabil zwischen zwei Zuständen und erzeugt eine HF-Spannung, deren Scheitelwert 4,5 V (Betriebsspannung des Prüfgerätes) betragen kann. Die Arbeitspunkteinstellung des Emittierstromes von 0,5 bis 5 mA durch den 10-k Ω -Regelwiderstand R 2 ⑦ gestattet außerdem festzustellen, inwieweit die Leistungsverstärkung sich mit dem Arbeitspunkt ändert. Bei einmal fixiertem Arbeitspunkt eignet sich das Semitest II vorzüglich für vergleichende Messungen. Z. B. kann man die Schwingamplitude des niederfrequenten Bereiches mit den Amplituden der höherfrequenten Bereiche vergleichen. Die Änderung der Schwingspannung gibt Aufschluß über das hochfrequente Verhalten des Transistors.

2. Prüfmethode Dioden

Zum Prüfen von Dioden verwendet man den Oszillator als Prüfgenerator. Dazu muß ein geeigneter Transistor in die Fassung B 1 ④ bzw. Bu 2 ⑤ gesteckt werden, der den Oszillator zum Schwingen bringt. Die zu prüfende Diode wird in die Fassung Bu 3 ⑥ gesteckt. Durch Vergleichsmessung läßt sich die Grenzfrequenz (Richtwirkungsgrad bei vorgegebener Frequenz) der zu prüfenden Diode abschätzen. Hierzu wird die durch das Meßobjekt gleichgerichtete Spannung Stellung „Diode“ des Schalters S 4 ⑩ mit der Spannung der eingebauten Diode (Schalterstellung „Transistor“) verglichen. Die eingebaute Diode G1 1 (OA 90) hat auch bei 100 MHz noch einen fast vernachlässigbaren Frequenzgang des Richtwirkungsgrades. Befindet sich in der Meßfassung ein Transistor mit einer hohen Grenzfrequenz, so kann der Richtwirkungsgrad von Dioden bei den Frequenzen 0,5 MHz, 3, 10, 40 und 100 MHz geprüft werden.

3. Prüfmethode Kapazitätsdioden

Schließlich läßt sich die Güte und die Kapazität von Kapazitäts-Dioden abschätzen. Mit einem eingesetzten Transistor wird eine Schwingung erzeugt, die von der eingebauten Diode angezeigt wird. Die Kapazitätsdiode wird nun so in die Meßfassung eingesetzt, daß sie im Sperrbereich ($-4,5$ V) arbeitet. Da sie parallel zum Schwingkreis liegt (siehe Bild 2, Schalterstellung C-Diode), wird die Frequenz und die HF-Amplitude am Oszillator entsprechend der Sperrschichtkapazität und der Dämpfung absinken. Ersetzt man die Kapazitätsdiode durch eine R-C-Parallelschaltung, mit welcher sich die gleiche Frequenzänderung und der gleiche Spannungsrückgang ergeben, so entsprechen die Nachbildkapazität und der Nachbildwiderstand dem Dämpfungswiderstand.

Technische Daten des Semitest II

Meßfrequenzen	umschaltbar auf ca. 0,5/3/10/40/100 MHz
Arbeitspunkt für Transistoren (PNP/NPN-Umschaltung)	$U_{CB} = \pm 4,5$ abhängig von der Batteriespannung $I_E = 0,5 \dots 5$ mA kontinuierlich einstellbar
Arbeitspunkt für Kapazitätsdioden	$-U_D = 4,5$ abhängig von der Batteriespannung
Maximal meßbare Sperrschicht-Kapazität	
bei 3 MHz	500 pF
10 MHz	350 pF
40 MHz	100 pF
100 MHz	25 pF
Meßbereich HF-Anzeige	0 ... 4 V _{eff}
Kurzschlußströme zwischen Kollektor und Basis	etwa 4 mA
Kollektor und Emittier	etwa 8 mA
Basis und Emittier	etwa 2 mA
Stromversorgung	6 Stück Batterien 1,5 V z. B. Pertrix Nr. 244, Daimon Nr. 298
Abmessungen, Gewicht:	145 x 135 x 70 mm; 500 g

GRUNDIG Meßgeräte für die NF- und Hi-Fi-Technik

(Fortsetzung von Seite 228)

Rechteckgenerator RG 3

Frequenzbereich	50 Hz ... 500 kHz in 8 Bereichen
Anstiegszeit	0,02 μ s
Abfallzeit	0,03 μ s
Ausgangsspannung	0,2 ... 6 V
Ausgangsimpedanz	150 Ω

Beschreibung im Heft /1962, Seiten 463 bis 466.

Oszillograph W 2/13

Frequenzbereich	3 Hz ... 500 kHz od. 3 Hz ... 2,5 MHz
Empfindlichkeit	20 mV/cm

Durch Vorsteckverstärker VB 1 oder VB 2 Empfindlichkeitserhöhung auf 0,2 mV/cm
Beschreibung im Heft August 1962, Seiten 590 ... 594.

Scheinwiderstandsprüfer ZP 2

Meßfrequenzen	250, 1000, 4000 Hz
Meßbereiche	1 Ω ... 1 M Ω

(Kapazitäten 40 pF ... 650 μ F; Induktivitäten 40 μ H ... 650 H)

Beschreibung im Heft 5/1966, Seiten 114 bis 115.

Die Beitragsreihe „Digitales Messen“ begann im Heft 1/1967 mit dem Teil 1: „Einleitung, Begriffe, Code und Codierung“. Es folgt nachstehend Kapitel 2: „Analog-Digital-Umsetzung“.

2. Analog-Digital-Umsetzung

Mit dem Begriff der Analog-Digital-Umsetzung bezeichnet man den Uebergang von der Darstellung einer physikalischen Größe durch eine andere „maßstäbliche“ Größe zur Darstellung in Ziffernform, d. h. durch Einzelschritte. Da die meisten meßtechnisch interessierenden physikalischen Größen als analoge Größen vorliegen, ist die Analog-Digital-Umsetzung die Grundlage digitalen Messens.

Die Vorteile der digitalen Meßwertverarbeitung hinsichtlich der Genauigkeit wurden bereits im ersten Teil des Berichtes hervorgehoben. Wenn also digitale Meßwerte ohne Einbuße an Genauigkeit übertragen und weiterverarbeitet werden können, hängt die im gesamten System erzielbare Meßgenauigkeit von der Güte des Analog-Digital-Umsetzers ab.

Der bei der Umsetzung auftretende Fehler kann auf zwei Ursachen zurückgeführt werden. Der systemabhängige Anteil des Gesamtfehlers entsteht durch die Abweichungen der Gerätedaten von den Nennwerten unter Einfluß von Änderungen der Umgebungsbedingungen oder Alterung. Dieser Fehler, der von Temperatur- und Versorgungsspannungsänderungen und sonstigen Störungen hervorgerufen wird, ist besonders bei indirekt arbeitenden Analog-Digital-Umsetzern interessant. Indirekte Analog-Digital-Umsetzer wandeln die analoge Meßgröße zunächst in eine für die Umsetzung geeignetere andere Analoggröße um. Beispiele für solche Geräte werden im Rahmen der Gerätebeschreibungen gegeben.

Der zweite Fehleranteil ist prinzipieller Natur, er ist durch die Auslegung der Umsetzterdaten direkt gegeben.

Wie bereits erwähnt, erfolgt die digitale Darstellung einer Größe durch die Angabe der Anzahl von Einheitsschritten, die in der betrachteten Analoggröße enthalten sind. Definitionsgemäß können Zwischenwerte, die innerhalb der Breite des Einheitsschrittes liegen, nicht unterschieden werden. Damit tritt beim Digitalisieren eines Analogwertes eine prinzipielle Abweichung von $\pm 0,5 \times$ der Größe des Einheitsschrittes auf. Diese Abweichung wird als Quantisierungsfehler oder Quantisierungsgeräusch bezeichnet.

Beispiel: Eine Gleichspannung von 1 V werde digitalisiert, wobei der Umsetzer mit einer Schrittgröße von 1 mV arbeitet. Vom Prinzip her ist der Spannung 999,6 mV bis 1000,5 mV die digitale Aussage „eintausend“ zugeordnet. Im praktischen Aufwand läßt sich eine so exakte Trennung der einzelnen Zuordnungsbereiche jedoch kaum erreichen, so daß mit Abweichungen von ± 1 Einheitsschritt gerechnet werden muß. Grundsätzlich läßt sich aber der Quantisierungsfehler durch entsprechende Wahl der Größe des Einheitsschrittes und damit der Stellenzahl des Analog-Digital-Umsetzers beliebig klein halten, wenn auch durch Aufwand und physikalische Einflußgrößen Grenzen gesetzt sind.

2.1 Verfahren

Physikalische Größen werden in der Analogtechnik meßtechnisch durch andere physikalische Größen dargestellt, wobei der Zusammenhang durch einen Maßstabfaktor gegeben ist. Um eine solche analoge Größe zu digitalisieren, lassen sich verschiedene Verfahren anwenden.

Auf der analogen Seite des Umsetzers wird die zu messende Größe meist in eine für die Umsetzung geeignetere Größe umgeformt. Neben derartigen indirekt arbeitenden Analog-Digital-Umsetzern, bei denen die zweite Analoggröße häufig eine Spannung oder ein Strom ist, gibt es auch direkt arbeitende Verschleißer, die ohne Zwischenschaltung einer zweiten Analoggröße direkt den Meßwert digitalisieren. Beispiele für beide Gerätearten werden in den folgenden Abschnitten gegeben.

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

Bevor jedoch auf die einzelnen Umsetzertypen näher eingegangen wird, soll noch auf einen Unterschied auf der digitalen Seite des Umsetzers hingewiesen werden. Bei der im ersten Teil des Berichtes vorgenommenen Begriffsbestimmung wurde bereits die im täglichen Leben meist unbewußt vorgenommene Analog-Digital-Umsetzung erwähnt, die stets beim Ablesen eines mit einer Skala versehenen Meßinstrumentes erfolgt. Ob eine Länge an der Stricheinteilung eines Lineals abgelesen wird, oder ob der Ausschlagwinkel eines Zeigerinstrumentes an der zugehörigen Skala erfaßt wird; stets wird die Anzahl der Teilstriche als Maß verwendet. Bild 6 zeigt die Skalen-Einteilung eines gebräuchlichen Zeichenlineals.



Bild 6
Gemischt inkremental-
absoluter Maßstab

Bei diesem Lineal ist nur jeder zehnte Teilstrich beziffert, Zwischenwerte werden durch Abzählen der Teilstriche vom letzten bezifferten Strich aus abgelesen. Prinzipiell wäre jedoch auch eine Skala ohne jede Bezifferung ebenso geeignet wie eine, deren Teilstriche alle eine Bezifferung tragen. Beide Möglichkeiten, die des unbezifferten Maßstabes und die des vollbezifferten, werden in der Meßtechnik verwendet.

Die Methode des unbezifferten Maßstabes ist gekennzeichnet durch das Abzählen der einzelnen Skalenstriche und die Addition der Teilschritte. Wegen dieser Addition wird sie auch als Zuwachsmethode oder Inkrementalmethode bezeichnet.

Bei der inkrementalen Methode werden Meßwerte stets durch Abzählen der Zahl der Einheitsschritte oder Skalenteile von einem Bezugspunkt aus erhalten. Da alle Skalenstriche gleich sind, kann jeder von ihnen als Bezugspunkt verwendet werden. Diesem Vorteil steht jedoch als Nachteil gegenüber, daß die Kenntnis des dem Meßwert zunächstliegenden Skalenstriches keinerlei Aussage zuläßt, erst die Kenntnis aller bis zum Be-

zugspunkt vorhandener Striche läßt eine eindeutige Bestimmung zu. Inkremental arbeitende Analog-Digital-Umsetzer sind stets Zählverfahren mit freier Wahl des Bezugspunktes.

Die zweite Methode, die Skalenstriche des Maßstabes einzeln zu beziffern, kommt mit der Kenntnis des dem Analogwert zunächstliegenden Skalenstriches aus, da die Bezifferung die absolute Lage des Striches, bezogen auf den Skalenbezugswert, angibt. Damit ist dieser allerdings festgelegt und kann ohne Rechenoperation nicht verändert werden. Wegen der absoluten Lagebestimmung jedes Skalenteiles werden diese Verfahren als Absolutverfahren bezeichnet.

Beide Verfahren haben ihren Eingang in die Meßtechnik gefunden und werden dort mit Erfolg angewandt. Bei der Betrachtung der einzelnen Umsetzer wird auf ihre Vor- und Nachteile näher eingegangen.

2.2 Umsetzer für mechanische Größen

Die wichtigsten mechanischen Größen, die für eine direkte Analog-Digital-Umsetzung infrage kommen, sind die geometrischen Größen Länge und Winkel. Andere Größen werden von der Umsetzung entweder in eine dieser beiden oder in eine elektrische Größe umgeformt. Natürlich können auch Längen und Winkel in elektrische Analoggrößen umgeformt werden, z. B. durch Dreh- oder Schiebewiderstände, Drehmelder, Stelltransformatoren und ähnliche Geräte.

Für die direkte Umsetzung können beide Größen prinzipiell auch durch nur eine von ihnen dargestellt werden, indem z. B. eine Längsbewegung durch Zahnstange und Ritzel in eine Drehbewegung oder umgekehrt, eine Drehbewegung durch eine Gewindespindel mit Spindelmutter in eine Längsbewegung umgeformt werden. Einer solchen mechanischen Umformung hatten jedoch die Fehler der Übertragungselemente an, so daß sich Umsetzer für beide Größen entwickelt haben. Diese Umsetzer arbeiten sowohl nach dem inkrementalen, als auch nach dem absoluten Verfahren.

Inkremental arbeitende Umsetzer für Drehbewegungen

Die einfachsten Umsetzer arbeiten inkremental, sie bestehen aus einem Impulsgeber und einem angeschlossenen Zählgerät. Als Impulsgeber kann ein Zahnrad verwendet werden, das starr mit der Welle, deren Drehbewegung gemessen werden soll, verbunden ist, und dessen Zähne einen mechanischen Kontakt öffnen und schließen. Dieser mechanisch betätigte Kontakt kann natürlich durch ähnliche Bauteile ersetzt werden.

Verwendet man ein Zahnrad, dessen Zähne kleine Dauermagnete tragen, so kann damit ein hermetisch gekapselter Reedkontakt betätigt werden. Ganz ohne Kontakte kommt die Anordnung aus, wenn die Drehung des Zahnrades durch eine Spule abgetastet wird, in der beim Vorbeidrehen der magnetisch aktiven Zähne jeweils ein Spannungsimpuls induziert wird, den das angeschlossene Zählgerät registriert. Ist dieses Verfahren wegen zu geringer Drehgeschwindigkeit und der damit verbundenen geringen Induktionsspannung nicht anwendbar, kann die Spule mit Hochfrequenz gespeist werden und durch ein Zahnrad aus magnetisch weichem Material impulsartig bedämpft werden.

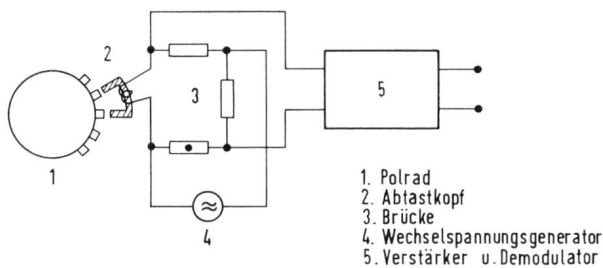


Bild 7 Induktiver Geber für Drehbewegungen

Bild 7 zeigt das Prinzipschaltbild eines solchen Gebers. Andere, ebenfalls induktiv arbeitende Umsetzer verwenden auf dem Halleffekt beruhende Sonden zur Abtastung der magnetischen Feldstärkeänderung bei der Drehung des Zahnrades. Neben den einfachen mechanischen bzw. elektromechanischen Umsetzern werden in hohem Maße fotoelektrisch arbeitende Geräte verwendet. In der einfachsten Ausführung unterbricht das auf der Welle sitzende Zahnrad den Lichtstrom zwischen einer Glühlampe und einem lichtempfindlichen Empfänger (Fotodiode, Fotoelement, Fototransistor). Anstelle des Zahn-

rades werden meist Glasscheiben, die mit einem feinen Strichraster versehen sind, verwendet. Mit solchen Strichrastern kann die Winkeldrehung von 360° in 10000 und mehr Digital-schritte unterteilt werden. An die Präzision derartiger Anordnungen werden erhebliche Anforderungen gestellt. Auf Einzelheiten im Aufbau kann hier nicht näher eingegangen werden. Zur weiteren Information sei auf das Literaturverzeichnis verwiesen.

Die bisher beschriebenen Analog-Digital-Umsetzer für Winkel bzw. Drehbewegungen arbeiten alle nach dem inkrementalen Verfahren und benötigen neben dem Impulsgeber ein Zählgerät. In der besprochenen Ausführung sind die vom Impulsgeber abgegebenen Signale jedoch unabhängig von der Drehrichtung der zu messenden Welle. Differenzmessungen sind nur durch Umschaltung der Zählrichtung des Zählgerätes bei Drehrichtungsumkehr der Welle möglich. Um praktisch auswertbare, genaue Meßwerte zu erhalten, ist es erforderlich, die Zählrichtungsumkehr automatisch und ohne zeitliche Verzögerung von der Drehrichtung der Impulsgeberwelle zu steuern.

Um diese automatische Umschaltung zu gewährleisten, werden die Impulsgeber so aufgebaut, daß die an das Zählgerät gelieferten Impulse eine Kennzeichnung der Bewegungsrichtung tragen.

Bild 8 zeigt das Prinzip der Kennzeichnung der Bewegungsrichtung an einer Strichscheibe.

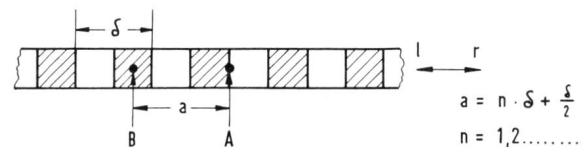


Bild 8 Bewegungsrichtungsabhängige Abtastung eines Maßstabes

Die hellen und dunklen Felder stellen in starker Vergrößerung die lichtdurchlässigen bzw. undurchlässigen Zonen einer von den Fotoelementen A und B abgetasteten Strichscheibe dar. Die Scheibe wird von einer Lichtquelle so beleuchtet, daß das durchtretende Licht die Fotoelemente trifft. Der Abstand der beiden Dioden beträgt ganze Vielfache der Teilung δ plus $\delta/2$. Damit haben die bei Bewegung der Scheibe in den Fotoelementen entstehenden Spannungen eine Phasenverschiebung von 90° el. Betrachtet man die Spannung an Fotoelement A als Bezugsspannung, so eilt die Phase der Spannung B bei einer gedachten Bewegung der Scheibe von links nach rechts nach, bei der Bewegung in umgekehrter Richtung entsprechend vor. Differenziert man den Spannungsverlauf an B, so läßt sich eine in Bild 9 gezeigte Auswertung der Drehrichtung vornehmen.

Wie aus Bild 9 weiter ersichtlich, kann durch Auswerten der Impulse beider Polarität die Größe des Digital-schrittes halbiert und bei Verwendung auch der Bezugsspannung A zur Zählung, sogar um den Faktor vier verringert werden.

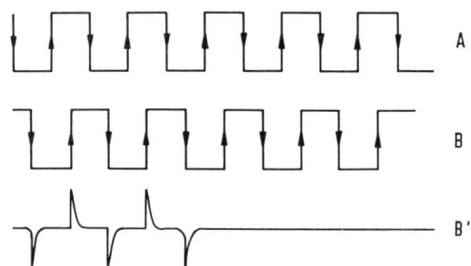


Bild 9 Die Pfeile entsprechen der Bewegungs-„L“-Richtung, wobei der obere Pegel helles Feld bedeutet. Gezählt werden die positiven Nadelimpulse, wenn der Kanal A den oberen Pegel aufweist. Aussage: Bewegung in Richtung „L“. Für die Bewegung in Richtung „R“ sind die Pfeile umzukehren. Verdopplung der Auflösung: Positive und negative Impulse werden gezählt; Vervielfachung: Beide Kanäle werden differenziert.

Beide Möglichkeiten werden in praktisch ausgeführten Anordnungen ausgenutzt, stellen jedoch ziemlich hohe Anforderungen an die Herstellung der Strichscheiben und den Aufbau der Impulsgeber sowie die Eigenschaften der angeschlossenen Zählgeräte.

Zum Abschluß der Betrachtungen über inkremental arbeitende Umsetzer für Drehbewegungen sei noch auf eine Besonderheit hingewiesen. Bei der Umformung einer linearen Bewegung in eine Drehbewegung mit anschließender Analog-Digital-Umsetzung, erscheint bei der Umrechnung Länge — Winkel die Zahl π . Um ohne Rechnung oder komplizierte Zahnradübersetzungen die lineare Bewegung in ihrer Maßeinheit mm oder Bruchteilen davon anzuzeigen, benutzt man spezielle Impulsgeber, mit denen die Zahl π möglichst genau wiedergegeben wird. Eine bewährte Ausführung verwendet Strichscheiben mit 7854 Strichen/Umdrehung, aus denen durch die beschriebene Verdopplung 15708 Imp./Umdr. erhalten werden. Geht man von den mechanischen Größen, Auflösung der Linearbewegung auf 10^{-2} mm und Durchmesser der Antriebsritzeln von 50 mm aus, so wird die Zahl π durch den Geber mit $15708:50000 = 3.141600$ bestimmt. Die Abweichung vom tatsächlichen angenäherten Wert mit 3.141592 beträgt also nur 8×10^{-6} .

Inkremental arbeitende Umsetzer für lineare Bewegungen

Die inkremental arbeitenden Umsetzer für lineare Bewegungen sind Meßgeräte für Längen. Sie sind im Prinzip genau so aufgebaut, wie die Umsetzer für Drehbewegungen, nur daß an die Stelle des Zahnrades bzw. der Strichscheibe die Zahnstange oder der Strichmaßstab tritt.

In der gerätemäßigen Ausführung sind Umsetzer für lineare Bewegungen schwieriger herzustellen, da sie einen über den gesamten Verstellbereich genau geteilten Maßstab erfordern, der gegen störende Umgebungseinflüsse geschützt werden muß. Strichmaßstäbe für inkrementale Linearmeißsysteme werden aus Metall oder Glas hergestellt und fotoelektrisch im Durchlicht- oder Aufrichtverfahren abgetastet. Die Abtastbaugruppe ist gekapselt in einem Meßkopf untergebracht, der zugehörige Zähler wird meist getrennt davon aufgestellt und über Kabel mit dem Meßkopf verbunden.

Diese Kabelverbindung muß besonders gut gegen die Einstrahlung von Störpulsen abgeschirmt werden, da durch diese Meßimpulse vorgetäuscht und das Meßergebnis verfälscht würden. Ein weiterer wichtiger Gesichtspunkt bei der Auslegung derartiger Umsetzer ist, neben der erwähnten Festlegung der Größe des Einheitsschrittes, die Beachtung der durch die maximale Zählfrequenz des angeschlossenen Zählers gegebene höchste Bewegungsgeschwindigkeit des Maßstabes gegenüber dem Abtastkopf bzw. umgekehrt.

Absolut arbeitende Umsetzer für Linear- und Drehbewegungen

Neben den inkremental arbeitenden Umsetzern werden für die Meßaufgaben auch absolut messende Geräte eingesetzt. Wie bereits erwähnt, trägt hierbei jeder Skalenstrich die zugehörige Bezifferung, die durch einen Code festgelegt ist.

Von den im ersten Teil des Berichtes erwähnten binären Codes eignet sich grundsätzlich jeder zur Beschriftung eines derartigen Maßstabes. Die Auswahl wird nach den Anforderungen bei der Weiterverarbeitung getroffen.

Im Gegensatz zu der „einspurigen“ Skalenteilung des Inkrementalmaßstabes trägt der codierte Maßstab die Bezifferung in mehreren Spuren. Die Anzahl der Spuren richtet sich nach der Zahl der zu erfassenden Einzelschritte (Skalenstrichen) und errechnet sich nach der Beziehung $Z = 2^n$. Für die Erfassung eines Weges auf Promille benötigt man demnach genau 10 Spuren. ($2^{10} = 1024$).

Die Spuren eines absolut codierten Maßstabes werden, ebenso wie beim Inkrementalmaßstab, durch entsprechende Fühler abgetastet. Die Anbringung einer Richtungsunterscheidung ist allerdings nicht erforderlich, da die Bewegungsrichtung aus der Aufeinanderfolge der Zahlen hervorgeht. Allerdings muß je Maßstabspur mindestens ein Abtaster vorhanden sein. Verwendet man einen nach dem Dualcode verschlüsselten Maßstab, so treten bei der Ablesung unter Umständen erhebliche Fehler auf. Wie im ersten Teil des Berichtes bereits angedeutet, kann der Fehler bis zum doppelten des wirklichen Meßwertes anwachsen. Zwischenwerte sind natürlich wegen des nicht gleichzeitigen Schaltens aller Fühler beim Übergang über die Feldergrenzen ebenfalls möglich. **Bild 10** zeigt einen Ausschnitt aus dem dual verschlüsselten Maßstab.

Abhilfe bringt die Verwendung eines zyklischen Codes zur Beschriftung des Maßstabes. Wegen der schwierigen Weiterverarbeitung kann diese Maßnahme jedoch nicht immer angewandt werden. Die nächstliegende Möglichkeit ist dann die Verwendung einer Taktspur, die die Fühler an den Über-

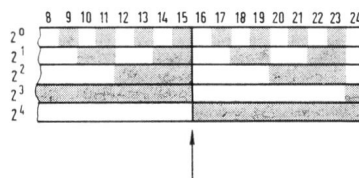
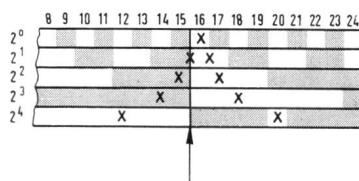


Bild 10 Dualcodierter Maßstab



x Lage der Ableiter

Bild 11 Zonen- oder V-Abtastung zur Vermeidung von Lesefehlern

gangsstellen sperrt. Diese Taktspur muß jedoch eine doppelt so feine Teilung wie die feinste Meßspur aufweisen und gegenüber den Felderkanten dieser Spur exakt um eine halbe Teilung versetzt sein. Eine solche Spur stellt herstellertechnisch so hohe Anforderungen an den Maßstab, daß sich eine andere Lösung weitgehend eingeführt hat.

Die sogenannte Zonen- oder V-Abtastung verwendet, mit Ausnahme der feinsten Spur, zwei Abtaster je Codespur. Wie aus **Bild 11** ersichtlich, sind die Abtaster in V-Form angeordnet, wobei der Abstand zwischen den Abtastern einer Spur nach Potenzen von 2 zunimmt. Ist die Breite des Einheitsschrittes b , so ist der Abstand der ersten beiden Abtaster $2^0 \times b$, der folgenden $2^1 \times b$, $2^2 \times b$ usw.

Durch diese Anordnung wird unter allen Umständen eine eindeutige Ablesung gewährleistet, da die Auswahl unter den beiden Abtastern je Spur vom Codezeichen selbst ausgelöst wird. Wie sich aus dem Bildungsgesetz des Dualcodes leicht ableiten läßt, muß die Auswahl, beginnend bei der feinsten Codespur, nach folgendem Schema erfolgen:

Wird in einer Codespur das Codesymbol „1“ gelesen, ist in der nächstfolgenden Spur der Abtaster zu verwenden, der in Richtung auf kleinere Codezahlen liegt. Für eine gelesene „0“ gilt entsprechend der andere Abtaster.

Absolut arbeitende Analog-Digital-Umsetzer werden sowohl für Linearbewegungen als auch für Drehbewegungen eingesetzt. Die Schwierigkeiten liegen einmal in der Herstellung entsprechend genauer und vielspuriger Maßstäbe bzw. Codescheiben, zum anderen in dem beträchtlichen Aufwand für die Auswertung der parallel anfallenden Information.

Für Drehbewegungen haben sich zwei Gebertypen eingeführt. Die eine verwendet dezimal untersetzte über Getriebe gekoppelte Scheiben, die ihrerseits in einem vierspurigen Code verschlüsselt sind.

Die Ausgabe erfolgt dann in einem BCD (binary coded decimals) Code, der sehr einfach weiterverarbeitet werden kann. Eine andere Gebertypen verwendet den reinen Dualcode mit entsprechend dual unteretzten Zwischengetrieben. Als Codescheiben werden meist geätzte Glasscheiben verwendet, die von lichtempfindlichen Halbleiterelementen abgetastet werden.

Umsetzer für Linearbewegungen und Drehbewegungen finden vorwiegend ihren Einsatz als Weg- bzw. Winkelmeßgeräte bei Meßmaschinen, numerischen Werkzeugmaschinensteuerungen, Waagen- und Komparatoren, bei denen die Stellung des Vergleichspotentiometers digital erfaßt werden soll.

Einen Sonderfall nehmen die sogenannten Skalenstreckenumsetzer ein, bei denen eine den beschriebenen Maßstäben entsprechende Skala von dem Lichtstrahl eines analog messenden Lichtzeigerinstrumentes abgetastet wird. Das von den Skalenstrichen (unbezifferter Maßstab) reflektierte Licht gelangt auf Fotodioden, an denen der Lichtzeigerbewegung entsprechende Impulse abgenommen werden können. Ein derartiger Umsetzer stellt einen indirekten Umsetzer für elektrische Meßgrößen dar, denen der folgende Abschnitt gewidmet ist.

(Fortsetzung folgt)

Untersuchungen über den Einfluß des Wohnraumes bei der Hi-Fi-Wiedergabe

Sinn einer Hi-Fi-Anlage ist es, Klänge, deren Charakteristik bereits festliegt, mit einem Maximum an Naturtreue wiederzugeben. Allerdings müssen wir hierbei auch den Wohnraum mit einbeziehen. Er ist aber als eigenständiges, nur bedingt veränderbares Glied unserer Übertragungskette zu betrachten.

Die Einflüsse des Wohnraumes sind zwar strengen physikalischen Gesetzen unterworfen, aber auf Grund der Vielzahl führen sie sehr schnell auf ein so komplexes Gebiet, daß sie rechnerisch nur schwer zu beherrschen sind. Man kann zwar mit ausreichender Genauigkeit z. B. die Nachhallzeit eines beliebigen Raumes bestimmen, man kann für einzelne Aufstellungsorte von Schallgeber und Empfänger bei Einzelfrequenzen sehr genaue Messungen der Übertragungseigenschaften machen, jedoch das Übertragungsverhalten für jeden Platz bei den verschiedensten Frequenzgemischen (Musik) vorherzuberechnen, wäre eine zu aufwendige Arbeit. Darum soll hier an verschiedenen Beispielen gezeigt werden, welche Einflüsse auftreten können.

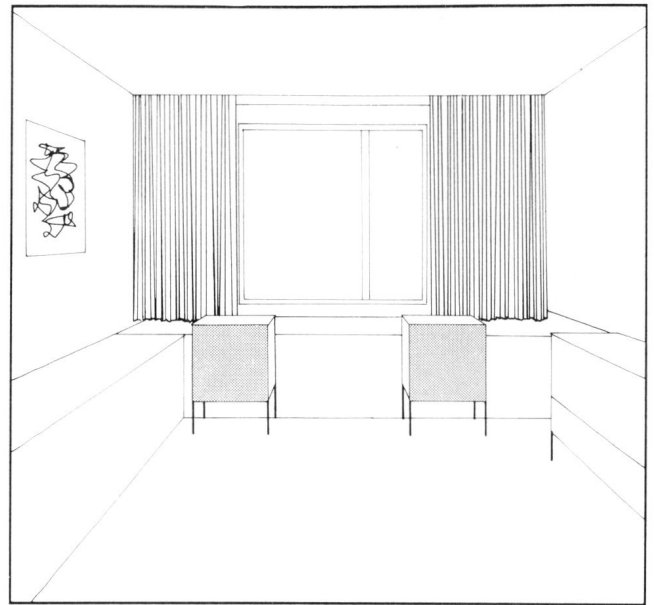


Bild 1

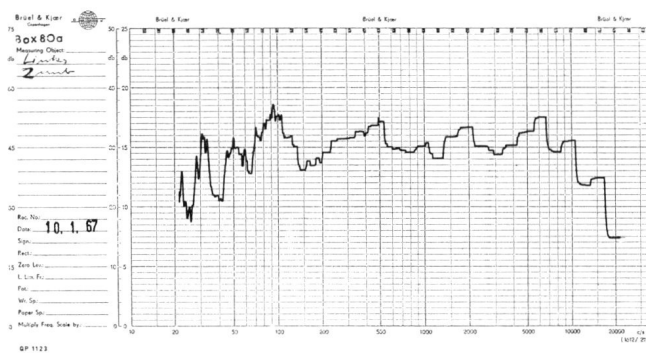


Bild 2

Für die folgenden Messungen wurde ein Raum mit den Abmessungen von ca. 5,3 x 3,7 x 2,7 m benutzt, was ein Volumen von 53 m³ ergibt. Es entspricht damit weitgehend einem normalen Wohnraum. Aus folgender Skizze (Bild 1) kann man ersehen, daß die Einrichtung in ihrer Art auch etwas einem Wohnraum angeglichen wurde.

Der Boden ist mit Teppich ausgelegt, die Decke mit Dämmplatten verkleidet. Die Gardinen sind aus mittelschwerem, nicht synthetischem Vorhangstoff und waren bei den Messungen vor das Fenster gezogen. Die Lautsprecherboxen (GRUNDIG Hi-Fi-Boxen 80¹⁾) waren im Abstand von 40 cm zur Wand aufgestellt, um nicht eine Verfälschung im Bassbereich zu bekommen. Zu den Messungen wurde Terzbandrauschen verwendet, was der Musik ähnlicher ist als reine Sinustöne. Allerdings rufft die statistische Amplitudenverteilung einen stark schwankenden Pegel bei tiefen Frequenzen hervor.

Schon bei der Betrachtung der ersten beiden Kurven wird man erstaunt sein, welche Auswirkungen die Raumeigen-

¹⁾ Ein Beitrag über die GRUNDIG Box 80 folgt im nächsten Heft.

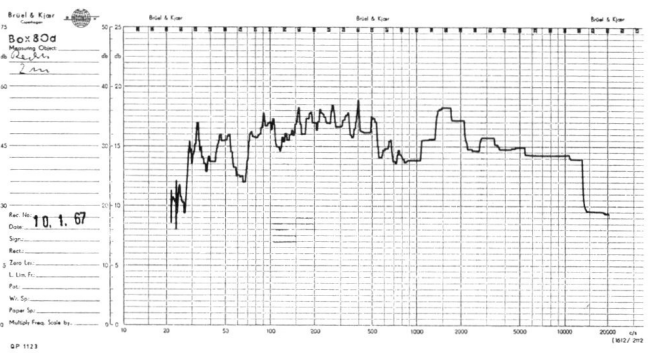


Bild 3

schaften haben. Das Mikrofon stand auf der Mittelachse zwischen zwei Hi-Fi-Lautsprecherboxen 80 in einem Abstand von 2 m in Ohrhöhe eines sitzenden Zuhörers. Bild 2 zeigt den Schalldruckverlauf der linken Box, Bild 3 den der rechten. Die im reflexionsarmen Messraum aufgenommenen Kurven zeigten eine maximale Abweichung der beiden Boxen von 1 dB. Betrachtet man die Unterschiede der im Wohnraum gemessenen Terzen Kurven, so sind bei verschiedenen Terzen Unterschiede von 6 dB festzustellen. Als nächstes wurde dann auf beide Boxen das gleiche Signal gegeben. Das Mikrofon blieb auf der Mittelachse. Bild 4 zeigt den Schalldruckverlauf die-

ser Messung. Am auffälligsten ist hier die starke Linearisierung zwischen 1 und 10 kHz. Bildet man aus den Kurven 1 und 2 in diesem Bereich den Mittelwert, so ergibt sich nicht diese Kurve, d. h. daß im Messpunkt die Signale der linken und rechten Box außer dem Betragsunterschied auch eine verschiedene Phasenlage haben. Da das Mikrofon zu beiden Boxen symmetrisch stand, tritt hier also bereits eine sehr starke Komponente von reflektiertem Schall auf.

Bild 5 zeigt den Verlauf bei einer Aufstellung des Mikrofones in 2 m Abstand auf der Achse der linken Lautsprecherbox. Der Verlauf zeigt wiederum einen Ausgleich des Frequenzgebietes 1...

Bei allen Kurven gilt die links stehende Dezibel-Teilung (jeweils 10 dB zwischen zwei stärkeren Linien, insgesamt also 50 dB)

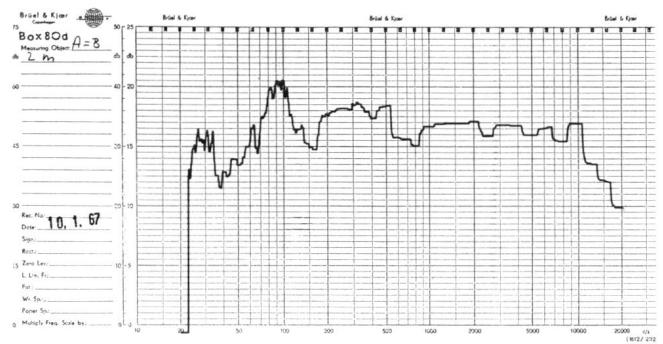


Bild 4

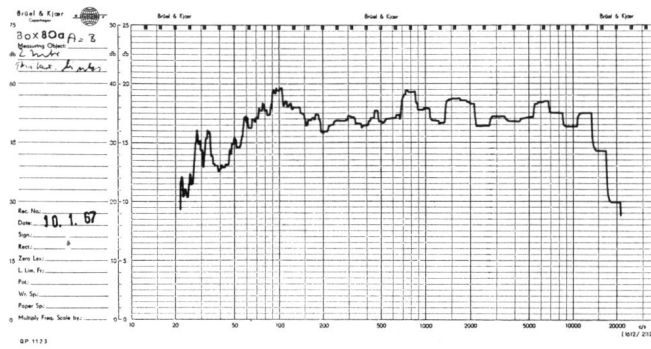


Bild 5

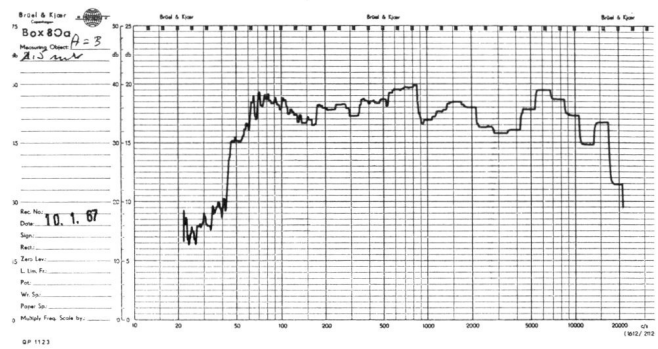
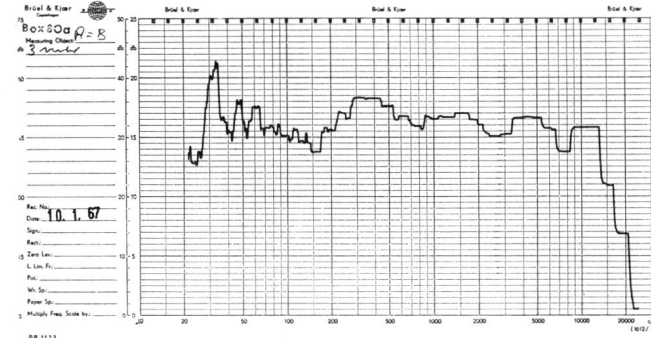


Bild 6



Bei allen Kurven gilt die linke dB-Einteilung (jeweils 10 dB zwischen zwei stärkeren Linien, insgesamt also 50 dB)

Bild 7

10 kHz, wobei jedoch deutlich die Charakteristik der linken Boxaufstellung überwiegt. Bei diesen Kurven ist der hohe Pegel der 25- und 31,5-Hz-Terz bemerkenswert. Er ergibt sich aus der Position der Boxen im Raum und zum Mikrofon. Die Kurven 5 und 6 machen das deutlich. Bei der Messung im Abstand 1,5 m auf der Mittelachse (Bild 6) bilden sich unter 50 Hz so gut wie keine Bässe aus. Der Hauptbereich 500... 5000 Hz ist stark zerklüftet. Bei der Messung in 3 m Abstand (Bild 7) bildet sich in der 31,5-Hz-Terz eine ausgeprägte stehende Welle aus, die zu einer starken Ueberhöhung dieses Frequenzbereiches führt (ca. 4-fache Schalleistung). Bei den im Wohnraum gemessenen Kurven fällt der starke Abfall oberhalb der 12,5-kHz-Terz auf, obwohl der Pegel

bei der Freifeldkurve noch über 20 kHz hinausreicht. Durch die mit Dämmplatten verkleidete Decke, den Teppichboden sowie die verhältnismäßig rauen Wände, bilden sich bei diesen Frequenzen keine Reflexionen mehr aus. Hinzu kommt die Bündelung durch die Hochtonlautsprecher und das Mikrofon, so daß bei dieser Aufstellung des Mikrofonen der direkte Schall nicht mehr mit genügender Intensität aufgenommen wird.

Aus Bild 8 ersehen wir den Schalldruckverlauf bei 2 m Mikrofonabstand von zwei GRUNDIG Hi-Fi-Lautsprecherboxen 4. Benutzt man hierbei den Baßregler für eine leichte Anhebung, so erreicht man bei den vorliegenden Raumgegebenheiten auch einen sehr ausgeglichene-

nen Frequenzgang, der sich auch im Hörvergleich mit der Box 80 immer wieder bestätigt hat. Jedoch wurde hierbei meist auf eine Benutzung des Baßreglers verzichtet, und dafür wurde von den bei dem Spitzenverstärker SV 80 vorhandenen beiden Konturmöglichkeiten (Kontur I für Box 80, Kontur II für Box 4) Gebrauch gemacht, indem sie mit den Boxen zugleich umgeschaltet wurden.

Als Abschluß dieser Untersuchungen wollen wir den Einfluß zeigen, den eine Verpolung der Lautsprecher im unteren Übertragungsbereich ausübt. Die Messung erfolgte in 3 m Abstand bei der Verstärkereinstellung Kontur II mit den Lautsprecherboxen 4. Die untere Kurve stellt den Schalldruckverlauf bei verpolten, die obere den bei gleichgepolten Boxen dar (Bild 9).

Diese Beispiele mögen genügen, um die Größe der Einflüsse, die der Raum und die Aufstellung der Boxen ausüben kann, zu verdeutlichen. Vielfach liegt es einfach an der Anordnung der Lautsprecherboxen oder der Hörerplätze, ob in dem vorhandenen Raum eine optimale Wiedergabe erzielt wird oder aus optischen oder architektonischen Gründen Zugeständnisse gemacht werden. Aber mit der nötigen Liebe und etwas Verständnis wird es sicher gelingen, eine befriedigende Lösung zu finden, um eine Hi-Fi-Anlage zu einer Quelle der Freude und Entspannung werden zu lassen.

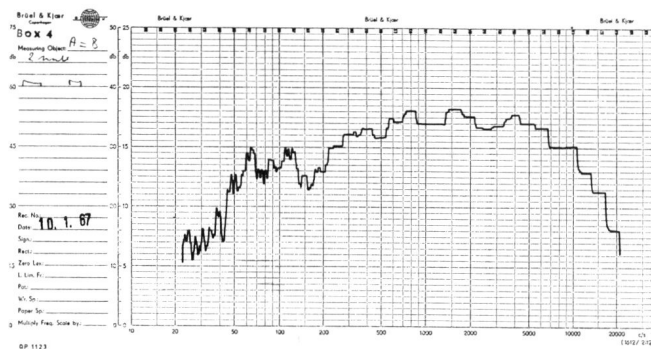


Bild 8

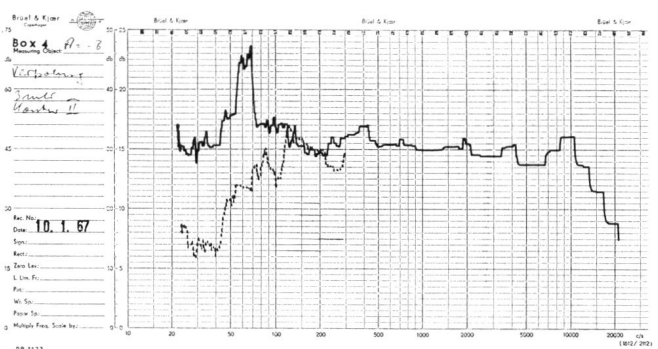


Bild 9

Eine Anleitung zum Einbau der GRUNDIG Hi-Fi-Lautsprecher-Kombinationen und der Selbstbau von Gehäusen für Hi-Fi-Lautsprecher

„Die Art des Lautsprecher-Einbaues ist bezüglich Wirkungsgrad und Klirrfaktor mindestens ebenso wichtig wie das Lautsprechersystem selbst.“ Das schrieb ein bekannter Lautsprecher-Fachmann schon vor einigen Jahren in der „Funkschau“ (Heft 22/1961). GRUNDIG liefert nicht nur komplette Hi-Fi-Boxen, sondern auch entsprechende Hi-Fi-Stereo-Lautsprecher-Kombinationen für den Selbsteinbau. Jedem GRUNDIG Lautsprecher-Bausatz wird ein „Lautsprecher-Baubuch“ beigegeben. Es ist jetzt in 7. Auflage neu erschienen. Umfang 28 Seiten mit 35 Abbildungen. Hier wird alles gesagt, was bei dem Selbsteinbau von Hi-Fi-Lautsprecherboxen beachtet werden muß. Jeder Fachhändler sollte diese Broschüre griffbereit haben, um bei den heutigen individuellen Kundenwünschen bezüglich des Einbaues von Hi-Fi-Lautsprechern fachgerechte Ratschläge geben zu können. Neben wichtigen allgemeingültigen Regeln, genauen Bauhinweisen sowie Schallbildern, werden ausführliche Tabellen der Abmessungen und technischen Daten aller für Hi-Fi-Anlagen verwendbaren GRUNDIG Lautsprecher gebracht. Das GRUNDIG Lautsprecher-Baubuch wird an Hi-Fi-Interessenten, die einen Selbsteinbau von Lautsprecher-Kombinationen beabsichtigen, kostenlos abgegeben.

GRUNDIG Werke GmbH., 8510 Fürth/Bay., Kurgartenstraße 37



Cassetten-Heimtonbandgerät



C 110 für Netzbetrieb

Unterschiede gegenüber den Batterie/Netz-Geräten C 100 oder C 100 L: Größeres Gehäuse · Größerer Lautsprecher · Noch größere Klangfülle · Netzanschluß (Wechselstrom) · Netzstrom-Motor · Verschiebbare Cassettenfach-Abdeckung · Aufnahme-Kontrollampe

Weitere neue Musik-Cassetten des „System DC-International“

Für die Cassetten-Tonbandgeräte AC 50, AC 60, C 100, C 100 L, C 110. Erstklassige Programme mit namhaften Künstlern.

Wiener Bonbons
autoplay MCR 2021 (DM 9.80)

Das haut hin!
autoplay MCR 2022 (DM 9.80)

Klavierkonzert Nr. 5, Es-Dur, Op. 73 von Ludwig van Beethoven
autoplay MCR 2210 (DM 9.80)

Musik, Musik . . .
autoplay MC 5024 (DM 15.80)

Tanzmusik – bunt gemischt
autoplay MC 5025 (DM 15.80)

Jung und verliebt
autoplay MC 5026 (DM 15.80)

Musical-Rhythmen
autoplay MC 5027 (DM 15.80)

Zauber des Südens
autoplay MC 5028 (DM 15.80)

Mr. Trumpet: Roy Etzel
autoplay MC 5029 (DM 15.80)

Eins, zwei – g'suffa!
autoplay MC 5030 (DM 15.80)

Zwischen Nacht und Morgen
autoplay MC 5032 (DM 15.80)

Stimmung ganz groß
autoplay MC 5033 (DM 15.80)

Im Rhythmus der Freude
autoplay MC 5036 (DM 15.80)

Sweet And Lovely
autoplay MC 5037 (DM 15.80)

Auf geht's!
autoplay MC 5038 (DM 15.80)

Party Time
autoplay MC 5039 (DM 15.80)

Peter Alexander – Vico Torriani mit unvergessenen Schlagererfolgen
autoplay MC 5040 (DM 15.80)

Schlager-Cocktail mit Camillo Felgen
autoplay MC 5041 (DM 15.80)

Wir bitten zum Tanz
autoplay MC 5047 (DM 15.80)

Hallo Cherie!
autoplay MC 5051 (DM 15.80)

Swing Time
autoplay MC 5052 (DM 15.80)

Musik gehört dazu!
autoplay MC 5054 (DM 15.80)

Melodie der Nacht
autoplay MC 5056 (DM 15.80)

Let's Dance!
autoplay MC 5059 (DM 15.80)

Schlager-Karussell
autoplay MC 5061 (DM 15.80)

Verliebt mit Musik
autoplay MC 5064 (DM 15.80)

Spitzenstars mit unvergessenen Film-Schlagern
autoplay MC 5065 (DM 15.80)

Hit Parade
autoplay MC 5070 (DM 15.80)

Beat, Beat
autoplay MC 5071 (DM 15.80)

Sweet And Swingin'
autoplay MC 5072 (DM 15.80)

Lachen ist Trumpf: Herbert Hisel
autoplay MC 5081 (DM 15.80)

Charlys Tante
autoplay MC 5076 (DM 15.80)

Porgy And Bess
autoplay MC 5077 (DM 15.80)

Von 8 bis 8 wird getanzt
polyband MC 21 (DM 15.80)

Bei dir an der Bar
polyband MC 22 (DM 15.80)

A bailar Muchachos
polyband MC 32 (DM 15.80)

Kornblumenblau
polyband MC 41 (DM 15.80)

Wenn am Sonntag abend die Dorfmusik spielt
polyband MC 46 (DM 15.80)

Beim Heurigen in Wien
polyband MC 50 (DM 15.80)

Alte Kameraden
polyband MC 51 (DM 15.80)

Operettenlieder-Potpourri
polyband MC 63 (DM 15.80)

Dufte Party
polyband MC 84 (DM 15.80)

Swing & Sweet
polyband MC 86 (DM 15.80)

Bunte Mischung 1
polyband MC 87 (DM 15.80)

Bunte Mischung 2
polyband MC 88 (DM 15.80)

Top Hits 1
polyband MC 92 (DM 15.80)

Top Hits 2
polyband MC 94 (DM 15.80)

Beat, Beat, Beat
polyband MC 95 (DM 15.80)

Egerländer
polyband MC 96 (DM 15.80)

The Play-Boys bitten zur Party
polyband MC 99 (DM 15.80)

Musikalische Palette
polyband MC 103 (DM 15.80)

Pablo Rotero and his Méxican Brass Boys
polyband MC 104 (DM 15.80)

(Ungebundene Preise)



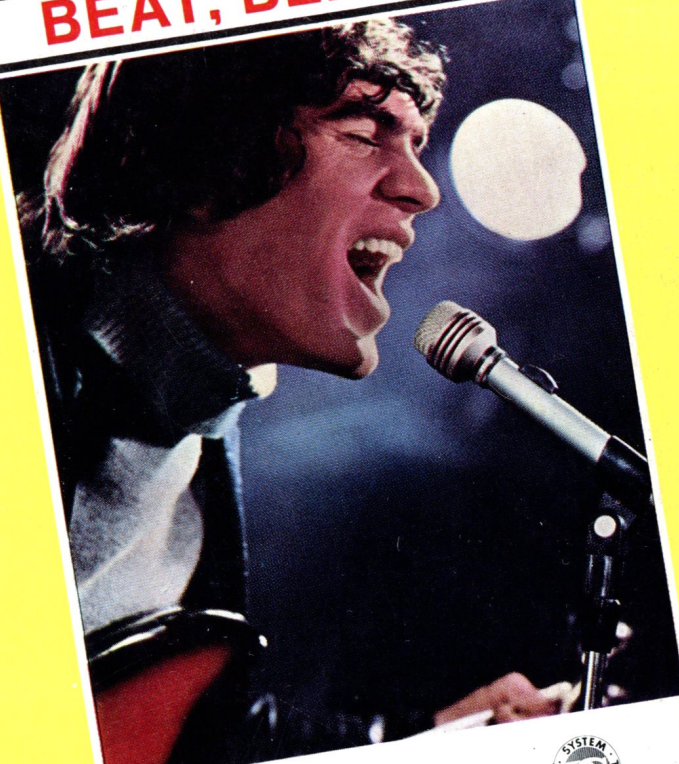
Charley's Tante

Eine
Melodienfolge
aus dem
erfolgreichen
MUSICAL
von
Ralph Maria Siegel
gespielt vom
Orchester
Gert Wilden


auto**play**
MUSIK-CASSETTE



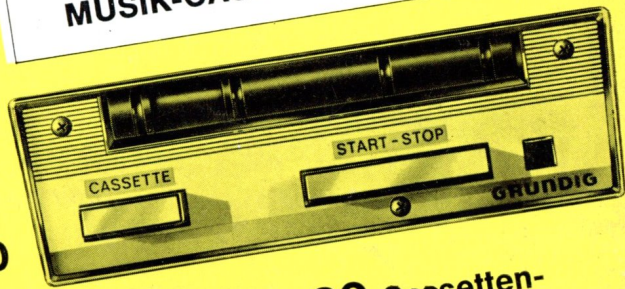
BEAT, BEAT



auto**play**
MUSIK-CASSETTE



für C100, C100L
C110,
AC 50, AC 60



30 Cassetten-
Neuerscheinungen
der Marken
AUTOPLAY
und
POLYBAND
für das
System
»DC International«

SWEET AND LOVELY



auto**play**
MUSIK-CASSETTE



SPITZENSTARS
mit unvergessenen
Schlager-Erfolgen

**PETER
ALEXANDER**

**VICO
TORRIANI**



auto**play**
MUSIK-CASSETTE

