

DC 96 DF 97 DF 96 DK 96 DAF 96 DL 96 DM 70 DM 71

**25 mA**

**BATTERIE-RÖHREN  
UND IHRE SCHALTUNGEN**

HERAUSGEGEBEN VON DER VALVO G. M. B. H. HAMBURG 1

25 mA  
BATTERIE-RÖHREN  
UND IHRE SCHALTUNGEN

DC 96 · DF 97 · DK 96 · DF 96 · DAF 96 · DL 96  
DM 70/DM 71



Alle den Inhalt und den Versand dieses Heftes betreffenden Zuschriften sind an die VALVO GmbH, Dokumentationsabteilung, Hamburg 1, Burchardstraße 19, VALVO-Haus, zu richten.

Die VALVO GmbH übernimmt keinerlei Gewähr, daß die in diesem Heft angegebenen Schaltungen frei von Patentrechten Dritter sind.

Nachdruck verboten

November 1955

# Inhaltsverzeichnis

<b>Vorbemerkung</b> .....	5
<b>I. Allgemeines</b> .....	7
<b>II. Hinweise für den Betrieb von 25 mA Batterieröhren</b> .....	11
1) Betriebsspannungen und Heizungsschaltungen in Geräten für Batterie-, Gleichstrom- und Wechselstrom-Betrieb (BGW) .....	11
1. a) Parallelheizung .....	11
1. b) Serienheizung .....	15
1. c) Ableitung der Katodenströme .....	14
2) Erzeugung der Gittervorspannung .....	17
3) Eine Anmerkung zum Mikrofonie-Effekt .....	19
<b>III. Daten und Kennlinien von 25 mA Batterieröhren</b> .....	25
1) Die UKW-Mischtriode DC 96 .....	25
2) Die Regelpentode DF 97 .....	26
2. a) Die DF 97 als ZF-Verstärkerröhre .....	26
2. b) Multiplikative Mischung mit der DF 97 .....	26
2. c) Anwendung als additive Mischstufe für UKW-Empfang .....	28
3) Die regelbare AM-Mischheptode DK 96 .....	35
3. a) Spannungsverhältnisse bei der DK 96 .....	35
3. b) Zusammenhang von Oszillatorspannung und Anodenstrom .....	35
3. c) Anmerkungen zur Oszillatorschaltung .....	36
3. d) Kopplung zwischen Oszillatorsystem und Eingangskreis .....	36
3. e) Aufbau einer Mischstufe mit der DK 96 .....	38
4) Die Regelpentode DF 96 .....	44
5) Die Diode-NF-Pentode DAF 96 .....	48
6) Die Endröhre DL 96 .....	51
7) Die Abstimmanzeigeröhren DM 70 und DM 71 .....	58
7. a) Aufbau und Wirkungsweise .....	58
7. b) Regelbereich .....	59
7. c) Verwendung der DM 70 bei Batteriebetrieb .....	59
7. d) Verwendung der DM 70 bei Netzbetrieb .....	59

<b>IV. Empfängerbeschreibungen</b> .....	65
1) Ein 4-Röhren-AM-Empfänger für Batteriebetrieb mit den Röhren DK 96, DF 96, DAF 96 und DL 96 .....	66
1. a) Beschreibung .....	66
1. b) Ströme und Spannungen .....	67
1. c) Empfindlichkeit .....	67
1. d) Dimensionierung der Spulen für den Oszillator .....	69
2) Ein 4+1-Röhren-AM-BGW-Empfänger mit den Röhren DK 96, DF 96, DAF 96, DL 96 und DM 70 .....	70
2. a) Beschreibung .....	70
2. b) Dimensionierung der Spulen .....	73
2. c) Ströme und Spannungen .....	73
2. d) Empfindlichkeit .....	74
3) Ein 6-Röhren-FM/AM-Empfänger für Batterie- und Wechselstromnetz- Betrieb .....	75
3. a) FM-Teil .....	76
a. 1) HF-Eingangskreis .....	76
a. 2) Mischstufe .....	77
a. 3) 1. ZF-Stufe .....	78
a. 4) 2. ZF-Stufe .....	79
a. 5) 3. ZF-Stufe und Ratio-Filter .....	79
a. 6) Gesamtverstärkung und Empfindlichkeit .....	82
a. 7) NF-Verstärker .....	82
a. 8) Rauschzahl und Signal/Rauschverhältnis .....	82
a. 9) Empfindlichkeit in den einzelnen Stufen .....	83
3. b) AM-Teil .....	85
b. 1) HF-Vorstufe .....	83
b. 2) Mischstufe .....	84
b. 3) ZF-Stufe .....	84
b. 4) Regelung .....	84
b. 5) Ströme und Spannungen .....	85
b. 6) Empfindlichkeit .....	85
4) Ein 7-Röhren-FM/AM-Empfänger für Batterie- und Allstromnetz- Betrieb .....	86
4. a) FM-Teil .....	86
a. 1) HF-Eingangskreis .....	86
a. 2) Mischstufe .....	87
a. 3) ZF-Verstärkung .....	90
a. 4) Demodulation und AM-Unterdrückung .....	92
4. b) AM-Teil .....	93
4. c) NF-Teil .....	95

## VORBEMERKUNG

Die Entwicklung von Reise-Empfängern und anderen tragbaren Geräten — auch von stationären Geräten, welche nicht am Netz betrieben werden sollen — ist von jeher in gewisser Weise problematisch gewesen. Eine solche Entwicklung hat das Ziel, ein brauchbares Verhältnis zwischen Leistung und Güte der Geräte einerseits und Gewicht sowie verträglicher Gebrauchsdauer der Stromquellen andererseits zu schaffen.

Früher verwendete man für Batterie-Geräte im allgemeinen Röhren der D 91/92er-Serie mit einem Heizstrom von 50 mA. Seitdem es jedoch gelungen ist, mit den D 96er-Röhren eine vollständige 25 mA Miniaturröhren-Serie zu entwickeln, ergibt sich gegenüber früheren Geräten eine Verminderung des Gesamtstromverbrauchs um mehr als die Hälfte und, wie sich herausgestellt hat, eine fast dreifache Verwendungsdauer der Batterien.

Durch diese Vorteile wird es also möglich, entweder die Zahl der Zellen zu reduzieren oder die Gebrauchsdauer der Batterien erheblich heraufzusetzen.

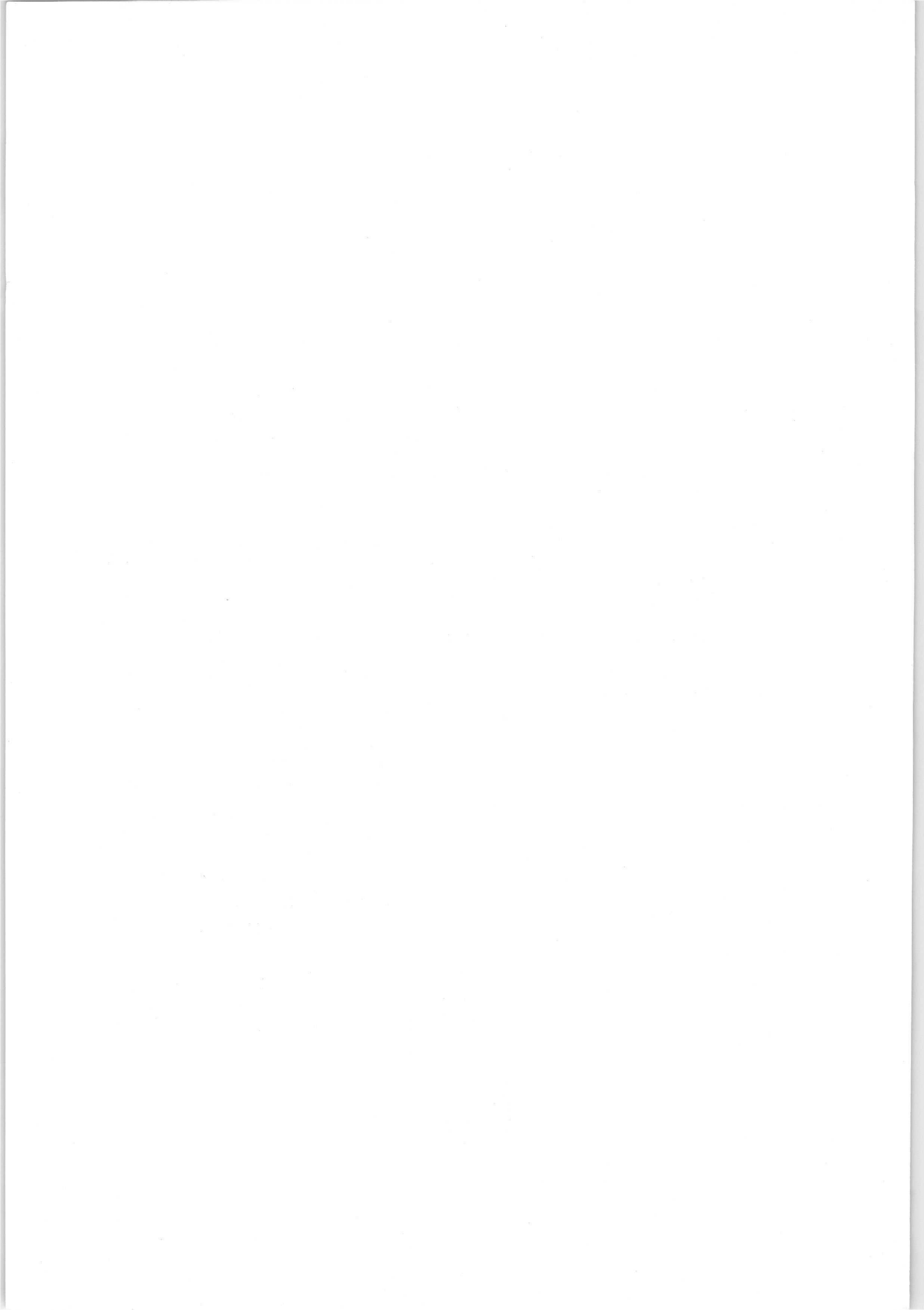
Die Serie bestand zuerst aus den Typen DAF 96, DF 96, DK 96, DL 96 und DM 70 bzw. DM 71. Analog zur Entwicklung der UKW-Netzempfänger brauchte man für den UKW-Empfang mit Batteriegeräten zusätzlich eine Triode als Eingangsröhre, wozu dann noch die Forderung nach einer AM-Mischröhre kam, die bei UKW-Empfang eine gute ZF-Verstärkung liefert. Zur Erfüllung dieser Forderungen ist die Serie durch zwei weitere 25 mA Röhren, die DC 96 und die DF 97, ergänzt worden.

Durch Einführung dieser beiden Röhren wurde dann die Auslegung von Schaltungen für UKW-FM/AM-Batterie-Empfänger mit 25 mA Heizstrom möglich, ohne daß dabei ein Rückgriff auf Röhren der 50 mA Serie erforderlich wäre, sofern man nicht besonders hohe Ausgangsleistungen verlangt.

In den Schaltungsbeschreibungen im Abschnitt IV am Schluß dieses Heftes ist in der Weise vorgegangen worden, daß zuerst zwei reine AM-Empfänger und dann zwei FM/AM-Empfänger beschrieben wurden. In diesen Beschreibungen werden die bei Batteriegeräten allgemein auftretenden und die für den UKW-FM-Empfang im besonderen noch hinzukommenden Fragen ausführlich diskutiert. Es wurde versucht, die Probleme so deutlich herauszuarbeiten, daß sich mit der Beschreibung dieser Empfänger und mit den grundsätzlichen Erläuterungen bei der Beschreibung der einzelnen Röhren auch andere Schaltungen ohne größere Schwierigkeiten entwerfen lassen.

Es entspricht dem Zweck dieses Heftes, den Geräteherstellern die Erfahrungen unserer Applikationslaboratorien für die praktische Anwendung und eine günstige Ausnutzung dieser Röhren zugänglich zu machen.





## I. ALLGEMEINES

Um die Verhältnisse bei der Verwendung von Batterieröhren der D 96er-Serie richtig beurteilen zu können, erscheint es erforderlich, zunächst einmal die allgemeinen, mit der Verwendung direkt geheizter Röhren zusammenhängenden Probleme näher zu betrachten.

Ein wesentlicher Unterschied zwischen diesen neuen 25 mA Röhren und denen mit 50 mA Heizstrom ist, daß die Heizfäden der ersteren aus Wolfram, die der letzteren hingegen aus Nickel bestehen. Die Nickel-Fäden der 50 mA Röhren sind relativ weich. Für einen Heizstrom von 25 mA wären sie ungeeignet, da sie bei dem hierzu erforderlichen Durchmesser von 17  $\mu$  eine zu geringe mechanische Festigkeit hätten. Wolfram dagegen läßt sich bis zu einem Durchmesser von 8  $\mu$  und noch weniger ausziehen. Die 10 mA Heizfäden der Hörgeräte z. B. bestehen daher aus Wolfram. Die Durchmesser der Heizfäden in den 25 mA Röhren betragen 11  $\mu$ , wobei die Fäden mittels einer Feder mit einer durchschnittlichen Kraft von 5 pond straff gehalten werden. Dieser Wert liegt bei der sich einstellenden Betriebstemperatur noch unterhalb der Elastizitätsgrenze.

Fertigung, Verfahrenstechnik und Behandlung derart dünner Drähte (die Dicke eines menschlichen Haares liegt bei 70  $\mu$ ) verlangen selbstverständlich große Erfahrung, da Unregelmäßigkeiten in Struktur, Durchmesser und Länge schwerwiegende Folgen hätten.

Nickel- und Wolfram-Heizfäden unterscheiden sich auch noch darin, daß der Zusammenhang zwischen der Heizspannung  $U_f$  und dem Heizstrom  $I_f$  bei beiden Materialien nicht gleich ist. Diese Beziehung ist für Nickel-Heizfäden gegeben durch die Funktion:

$$U_f = c_1 \cdot I_f^{1,4}$$

Für Wolfram-Heizfäden gilt:

$$U_f = c_2 \cdot I_f^{1,85}$$

Die betreffenden Kurven sind in Abb. 1<sub>1</sub> aufgetragen. Die ausgezogene Linie gilt für eine durchschnittliche 50 mA Röhre im Bereich von 42 bis 56 mA. Die gestrichelte Linie gilt für eine durchschnittliche 25 mA Röhre im Bereich von 21 bis 28 mA. Bei Nickel-Fäden in Serienschaltung ergibt eine Änderung von 1 mA im Heizkreis (d. i. eine relative Änderung um 2%) eine Spannungsänderung von 0,04 V. Bei Wolfram-Fäden bewirkt eine

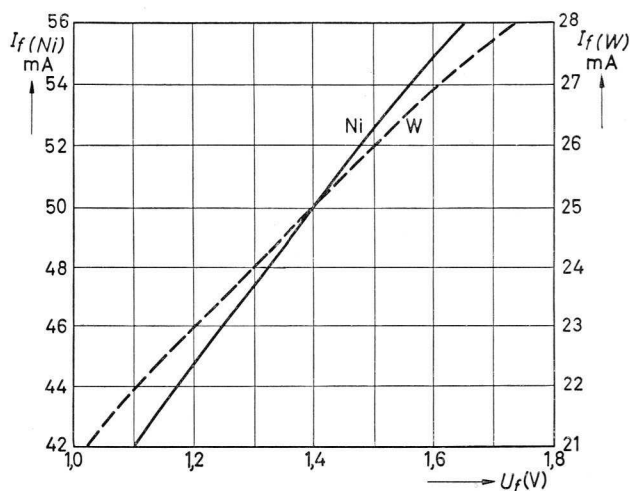
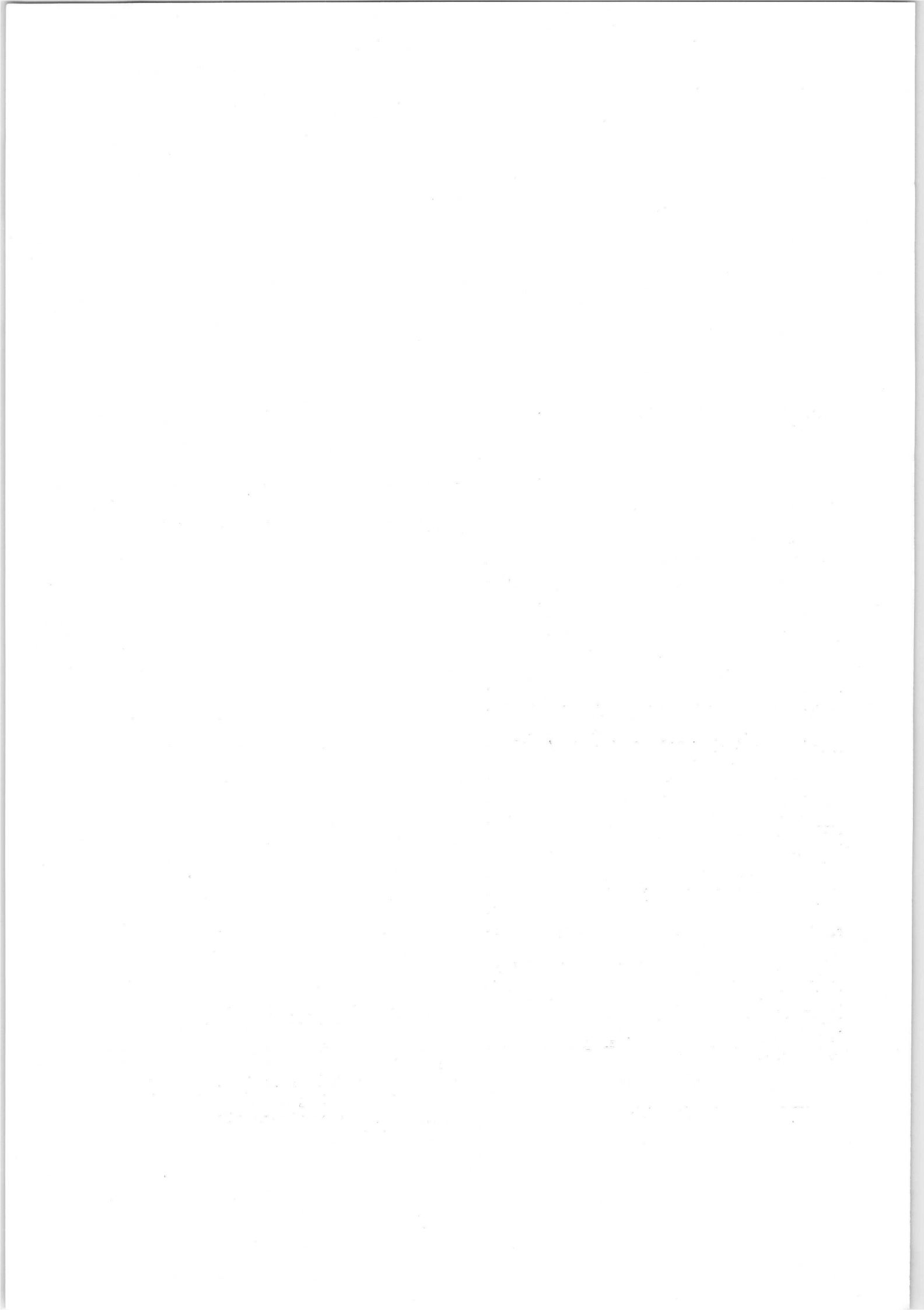


Abb. 1<sub>1</sub> Heizstrom/Heizspannungskurven durchschnittlicher Batterieröhren. Ausgezogene Kurve: Nickel-Faden,  $I_f = 50$  mA; gestrichelte Kurve: Wolfram-Faden,  $I_f = 25$  mA

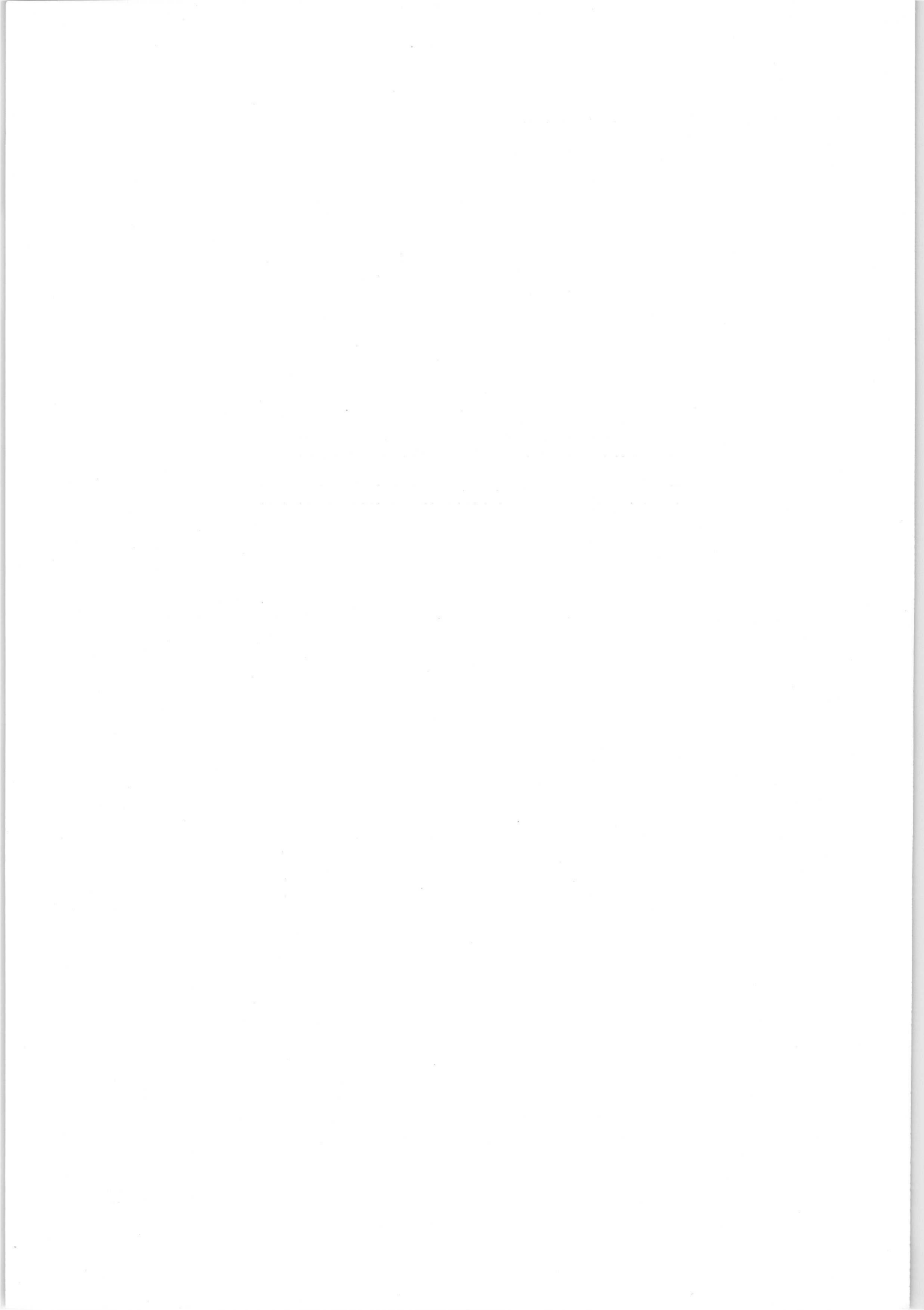
Änderung von 0,5 mA (also gleichfalls eine relative Änderung um 2%) eine Heizspannungs-Änderung von 0,05 V, das ist ein höherer Wert als im ersten Fall. Aus diesem Grunde werden die Toleranzen der 25 mA Heizfäden bei der Fertigung besonders genau überwacht. Der Gerätebauer seinerseits muß dafür Sorge tragen, daß der im Heizkreis fließende Strom so wenig wie möglich vom Nennwert abweicht.





## II.

# HINWEISE FÜR DEN BETRIEB VON 25 mA BATTERIE-RÖHREN



## II. 1) Betriebsspannungen und Heizungsschaltungen in Geräten für Batterie-, Gleichstrom- und Wechselstrombetrieb (BGW)

Die Röhren der D 96er-Serie sind in Miniaturtechnik mit einem 7 Stift Sockel ausgeführt und haben einen 25 mA Heizfaden für eine Spannung von  $U_f = 1,4$  V. Das Endrohr DL 96 hat deren zwei (für je 1,4 V, 25 mA).

Die optimale Batteriespannung beträgt  $U_b = 90$  V. Die Röhren arbeiten jedoch auch noch bei 67,5 V einwandfrei, da die Verstärkerröhren für eine Schirmgitterspannung von etwa 60 V ausgelegt sind. Der Gesamt-Anoden- und Schirmgitterstrombedarf ist geringer als bei der D 91/92er-Serie (in etwa gleichwertigen Schaltungen im Mittel um 30%). Mit Abnahme der Batteriespannung ist — wie aus den im Abschnitt III gezeigten Kennlinien hervorgeht — freilich eine Minderung der Ausgangsleistung und der Verstärkung bzw. der Empfindlichkeit verbunden.

Die Röhren können mit Gleichstrom-Heizung in Parallel- oder Serienschaltung betrieben werden. Die der Röhrenkonstruktion zugrunde gelegten Heizspannungswerte sind:

Mittlere Speisespannung	$U_f$	=	1,40 V
Zulässige Minimalspannung	$U_{fmin}$	=	1,1 V
Zulässige Maximalspannung	$U_{fmax}$	=	1,57 V

Im folgenden sollen die Schaltungen nach Parallel- und Serienheizung getrennt eingehender betrachtet werden.

### II. 1. a) Parallelheizung

Bei Parallelheizung bietet der Heizkreis keine größeren Schwierigkeiten und hat gegenüber der Serienheizung eine Reihe wesentlicher Vorteile, welche noch erörtert werden sollen. Bei Parallelheizung können selbstverständlich auch andere Batterieröhren mit 1,4 V, jedoch höherem Heizstrom (also z. B. die DL 94 für höhere Ausgangsleistungen) zusammen mit den 25 mA Röhren verwendet werden, wenn man den Heizstrom nicht gerade minimal zu halten braucht.

Die Heizspannung ändert sich je nach dem Zustand der Heizbatterie innerhalb gewisser Grenzen. Dieser Zusammenhang ist durch die Kurve der Abb. 1<sub>II</sub> dargestellt, in der die ausgezogene Linie wieder die Heizstrom/Heizspannungs-Charakteristik eines durchschnittlichen 25 mA Heizfadens aus Wolfram darstellt. Die gestrichelten Linien in Abb. 1<sub>II</sub> geben die äußeren Grenzwerte ( $\pm 4\%$ ) an, die in der Praxis durch Streuungen des

Heizfaden-Widerstandes zu erwarten sind. Die Standard-Abweichungen (für 68% der Röhren) des Heizfaden-Widerstandes liegen noch niedriger. Die Röhren arbeiten noch zufriedenstellend, wenn die Batteriespannung auf 1,1 V gefallen ist, und sie erleiden keine Beschädigung, wenn eine neue Batterie mit 1,57 V Spannung verwendet wird. Das in der Abb. 1<sub>II</sub> gezeigte Parallelogramm gibt also das Gebiet an, in dem die Röhre richtig arbeiten kann. In dem Diagramm sind noch die den verschiedenen Heizleistungen  $N_f$  entsprechenden Linien eingetragen. Wie man sieht, liegt die Leistung bei extremen Bedingungen zwischen 25 und 45 mW. Versuche haben erwiesen, daß die Röhren der D 96er-Serie durchaus diesen hohen Anforderungen genügen, ohne daß ihre Lebensdauer dadurch wesentlich beeinträchtigt wird.

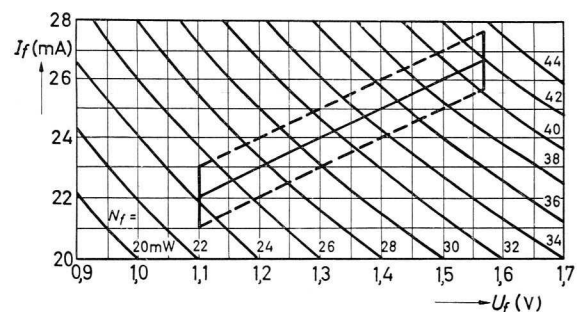


Abb. 1<sub>II</sub> Heizstrom/Heizspannungskurven von 25 mA Batterieröhren (Wolfram-Faden) bei Parallelheizung und Speisung durch Trockenbatterien (1,57 V bis 1,1 V)

Meist verwendet man zur Speisung der Heizfäden Trockenbatterien mit einer Nennspannung von 1,5 V. **Beim ersten Einschalten darf ihre Spannung bis zu 1,60 V betragen (Luft-Sauerstoff-Batterien 1,65 V)**, unter der Bedingung, daß sie 30 Minuten nach dem Einschalten auf 1,57 V absinkt. Der Mindestwert der Heizspannung für guten Betrieb liegt bei etwa 1,1 V.

Die Entladungskurve (bei täglich vierstündiger Stromentnahme) einer 1,5 V Leclanché-Trockenbatterie in Abb. 2<sub>II</sub> zeigt allerdings deutlich die Nachteile bei der Verwendung dieser Heizspannungsquellen.

An Stelle von Trockenbatterien lassen sich auch Sammler mit 1,2 V Nennspannung verwenden (z. B. Nickel-Cadmium-Zellen, s. u.). Wenn deren Nennspannung auch kleiner als die von Trockenbatterien ist, so liegt sie doch innerhalb der Be-

triebsgrenzen der Heizfäden. Der bemerkenswert guten Spannungskonstanz dieser Zellen (Abb. 3<sub>II</sub>) ist es zuzuschreiben, daß die durchschnittliche Spannung nicht kleiner ist als die von Trockenbatterien mit ihrer während des Betriebes fallenden Spannungskurve.

NiCd-Sammler stellen für Batterie-Empfänger ideale Energiequellen dar. Sie sind sehr robust und halten sowohl vollständige Entladung wie auch Überladung während einiger Tage ohne Beschädigungen aus. Ihre Lebensdauer ist sehr groß. Sie eignen sich auch zur Hergabe der Anodenspannung, nur dürfte der Preis hierbei zu hoch werden.

Eine rechteckige Zelle mit den Abmessungen  $54 \times 34 \times 60$  mm hat eine Kapazität von 1,7 Ah. Ein mit D 96er-Röhren ausgerüsteter Empfänger kann mit einer Ladung fünf Tage lang bei täglich dreistündiger Entladung betrieben werden. Solange keine Ladung der Zelle möglich ist, kann man auch eine Trockenbatterie an Stelle der Zelle einsetzen.

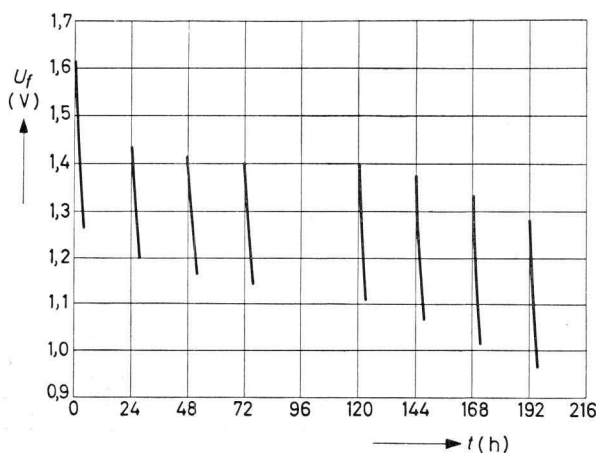


Abb. 2<sub>II</sub> Entladungskurve einer 1,4 V Trockenbatterie bei täglich 4 Stunden Entladung über  $10 \Omega$ . Die Zelle regeneriert in den Zwischenzeiten

Gegebenenfalls können auch Bleisammler verwendet werden. Man muß dann allerdings einen Serienwiderstand in den Heizkreis einfügen, bei 5-Röhren-Empfängern (Heizstrom 125 mA) z. B.  $(2,0 - 1,4)/0,125 \approx 5 \Omega$ .

In gleicher Weise wie ein zu hoher Innenwiderstand der Heizstromquelle bewirkt dieser Widerstand aber in Verbindung mit den Widerständen der Heizfäden eine starke Rückwirkung, die je nach dem Phasenwinkel der Schaltung und nach der Röhrenzahl positiv oder negativ sein kann. Im ersten Fall kann diese Rückkopplung ein „Blubbern“ verursachen, d. h. eine Selbsterregung im NF-Bereich, im zweiten Fall einen beträchtlichen Verstärkungsrückgang. Zur Beseitigung dieser

Effekte müßten die Heizfäden mit einem Kondensator überbrückt werden, der so groß ist, daß der Wechselstrom-Widerstand bei den sehr niedrigen Frequenzen hinreichend klein ist. Dies würde unhandliche Kondensatoren mit mindestens  $1600 \mu\text{F}$  erfordern. Aus diesem Grunde versieht man jede

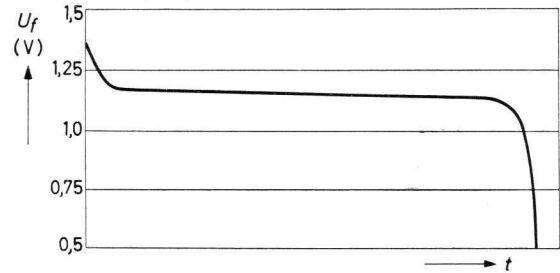


Abb. 5<sub>II</sub> Entladungskurve eines Nickel-Cadmium-Sammlers

Röhre des Empfängers bei Speisung aus Bleisammern mit einem eigenen Vorwiderstand. Die Überbrückungs-Kondensatoren werden dann überflüssig.

Werden bei Empfängern für Batterie- und Wechselstromnetz-Betrieb die Heizfäden parallel geschaltet, so empfiehlt es sich, diese über einen Selen-Gleichrichter aus einer Wicklung des Netztransformators zu speisen. Die gleichgerichtete Spannung muß dann zur Vermeidung von Brumm ausreichend geglättet werden. Auch hält man dabei den Wechselstrom-Widerstand zweckmäßig klein, damit sich nicht durch unerwünschte Kopplungen zwischen den Katodenkreisen der einzelnen Röhren Schwierigkeiten ergeben, wie schon bei der Speisung mit Hilfe von Bleiakkumulatoren erläutert worden ist.

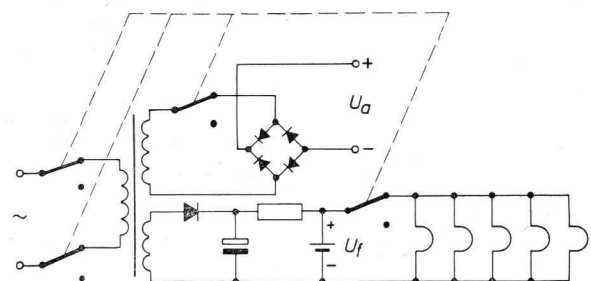


Abb. 4<sub>II</sub> Schaltung eines NC-Sammlers in Batterie-Netzgeräten. Der Sammler arbeitet bei Batteriebetrieb als Heizquelle, bei Netzbetrieb als Glättungskondensator und Spannungsstabilisator

Als Siebkondensator kann man sehr gut einen NiCd-Sammler verwenden (s. Abb. 4<sub>II</sub>). Der Sammler hat als Kondensator eine Kapazität von etwa  $10^5 \mu\text{F}$ . Gleichzeitig wirkt er als Spannungsregul-

lator, denn bei Pufferbetrieb (Ladung mit sehr kleiner Stromstärke) liegt die Spannung bei ca. 1,55 V. Unbedingt notwendig ist, daß der Übergangswiderstand an den Zellenkontakten sehr niedrig gehalten wird, weshalb man die Zelle am besten in die Schaltung einlötet.

## II. 1. b) Serienheizung

Die Serienheizung ist mit größeren Schwierigkeiten verbunden. Sie ist jedoch praktisch die einzige Möglichkeit, wenn der Heizkreis aus der Anodenspannungsquelle gespeist werden muß.

Bei Serienheizung soll man mit Rücksicht auf die bei Speisespannungs-Schwankungen entstehenden Änderungen der Heizleistung die Heizdaten 1,5 V und 24 mA je Heizfaden zugrunde legen.

Zunächst sei hier der Fall betrachtet, daß die Heizfäden über einen Vorwiderstand, der groß gegen den des Heizkreises ist, an der Anodenspannung liegen. Hat man den Heizstrom bei Nennspannung auf 24 mA eingestellt, so ist zufriedenstellender Betrieb auch bei Netzspannungsschwankungen bis zu  $\pm 10\%$  sichergestellt, denn

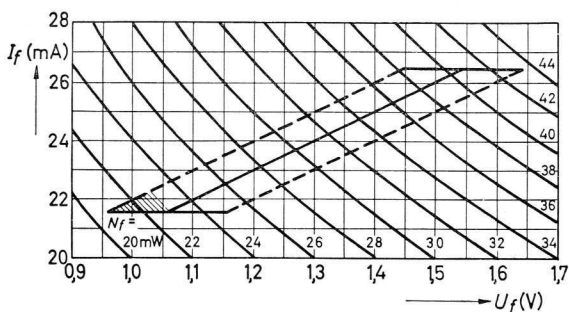


Abb. 5<sub>II</sub> Diagramm entsprechend Abb. 4<sub>II</sub>, jedoch für Serienschaltung der Heizfäden und Schwankungen der Speisespannung von 10%

in solchen Schaltungen wird der Strom praktisch nur durch den Vorwiderstand bestimmt. Die relativen Heizstromänderungen können dann als proportional zu den relativen Netzspannungs-Schwankungen angenommen werden. Das bedeutet, daß der Heizstrom zwischen 21,6 und 26,4 mA schwankt, und er sich somit etwas weniger ändert als bei dem oben erwähnten Fall der Parallelschaltung (s. Abb. 1<sub>II</sub>). Aus Abb. 5<sub>II</sub> ist zu erkennen, daß die Heizspannung dabei zwischen 0,96 und 1,64 V variiert. Da die Stromschwankungen kleiner sind, liegt die Heizleistung im Bereich von 21 bis 45 mW; d. h. also, daß der Betriebsbereich, der äußerstenfalls durch zulässige Fadenwiderstands-Streuungen und Netzspannungs-Schwankungen gegeben ist, bei den größten Leistungen ungefähr der gleiche ist, wie der entsprechende Bereich bei Par-

allelspeisung aus Batterien mit 1,57 bis 1,1 V Spannung, während er bei den geringsten Leistungen nur um die schraffierte Zone größer ist. Die Röhren der D 96er-Serie werden auch diesen noch etwas gesteigerten Anforderungen gerecht.

Man stellt den Heizstrom im Heizkreis mit einem Vorwiderstand ein. Dieser wird bei n Röhren im Kreis

$$R_s = \frac{(U_b - 1,5 n)}{24} \left[ \begin{array}{l} U_b: V \\ R_s: k\Omega \end{array} \right]$$

Es empfiehlt sich, einen Festwiderstand und einen kleineren veränderlichen Widerstand hintereinander zu schalten. Der Hauptwiderstand nimmt den Großteil des Spannungsabfalles auf, während man mit dem veränderlichen Widerstand den Heizstrom auf  $24 \text{ mA} \pm 2\%$  bei Nennspannung einstellt. Hat man mit Netzen zu rechnen, die im allgemeinen nur geringe oder gar keine Überspannungen aufweisen, empfiehlt es sich, die Serienheizketten nicht für 24 mA, sondern für 25 mA auszulegen. Die Begrenzung des Parallelogramms darf dabei allerdings nicht verschoben werden.

Einstellen auf vorgegebene Heizspannungswerte ist nicht zu empfehlen, da der Heizfadenwiderstand neuer Röhren nicht konstant ist. Er steigt langsam an, bis sich nach fünf bis sechs Stunden der endgültige Wert eingestellt hat. Das Einstellen der Heizspannung würde unter diesen Umständen zu einem ungenauen Heizstrom und damit zu unrichtigen Heizleistungen für die einzelnen Röhren führen.

Damit der eingestellte Heizstrom unabhängig vom Widerstand der eingeschalteten Heizfäden ist, soll bei Serienheizung mit Vorwiderstand die Speisespannung mindestens zehnmal so groß sein wie die Spannung der Heizfadenkette.

Liegen die Heizfäden in Serie an einer Batterie, deren Spannung gleich der Summe der einzelnen Heizspannungen ist, dann beeinflussen Streuungen in den Widerständen der einzelnen Röhren den Gesamtwiderstand des Heizkreises in der Regel kaum. Der Heizstrom wird in erster Linie durch die Batteriespannung bestimmt. Die in der Praxis auftretenden Betriebsbedingungen können wieder durch ein Parallelogramm dargestellt werden, das dem in Abb. 5<sub>II</sub> ähnlich, jedoch etwas kleiner ist. Die Heizleistung kann in diesem Fall unter extremen Bedingungen zwischen 22 und 40 mW liegen.

Als Heizquelle kann man eine dem Heizkreis entsprechende Anzahl von Trockenbatterien bzw. von NiCd- oder Bleisammlern verwenden. Für Bleisammler legt man eine Spannung von 2,0 V je Zelle zugrunde, wenn der Sammler nicht ständig geladen wird, bzw. 2,5 V je Zelle, wenn der Samm-

ler während des Betriebes geladen wird. Die überschüssige Spannung muß durch einen Serienwiderstand vernichtet werden. Um immer Widerstände zu haben, die nahe genug an dem berechneten Wert liegen, empfiehlt es sich, Werte aus der internationalen Normenreihe E 24 (24 Werte pro Dekade,  $\pm 5\%$  Toleranz) zu nehmen. Zur Vermeidung unerwünschter Kopplungen ist der Serienwiderstand mit einem Kondensator geeigneter Größe zu überbrücken.

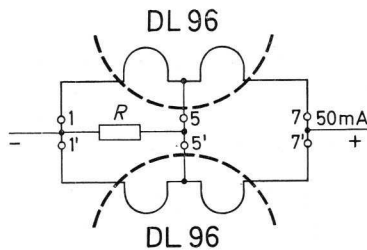


Abb. 6<sub>II</sub> Heizfadenschaltung für zwei DL 96 in Gegentakt-Betrieb bei 50 mA Serienspeisung

Es lassen sich neben reinen 25 mA Heizketten auch Kombinationen von Ketten und Parallelkreisen schalten, wenn man z. B. 50 mA Röhren mit verwenden will. Man legt dann jeweils zwei parallel geschaltete 25 mA Röhren mit einer 50 mA Röhre in Serie. Entsprechendes gilt auch für die Endröhre DL 96, bei welcher sich insgesamt folgende Möglichkeiten ergeben:

Im Eintakt-Betrieb kann man entweder beide Fäden parallel schalten (50 mA), oder beide in Serie (25 mA); in Sparschaltung ist nur ein Faden (25 mA) eingeschaltet.

Im Gegentakt-Betrieb schaltet man entweder alle vier Fäden parallel (100 mA) oder zwei 50 mA Ketten zu je zwei Fäden. Dann werden die Stifte mit gleichen Kennziffern verbunden, wie in Abb. 6<sub>II</sub> angegeben.

## II. 1. c) Ableitung der Katodenströme

Die Emissionsströme der einzelnen Röhren fließen bei Serienheizung über den gesamten Heizkreis. Diese Ströme können bei den Röhren der D 96er-Serie die folgenden Werte annehmen ( $U_b = 85$  V):

DC 96	.....	1,9 mA	DF 96	.....	2,2 mA
DF 97	.....	2,4 <sup>1)</sup> mA	DAF 96	.....	0,09 mA
DK 96	.....	2,4 mA	DL 96	.....	4,5 mA
			DM 70	.....	0,1 mA

<sup>1)</sup> Dieser Wert gilt für die Schaltung als ZF-Verstärkerröhre. Als AM-Mischer hat die DF 97 einen Katodenstrom von 1,34 mA, als FM-Mischer 1,7 mA.

Man sieht, daß diese zusätzlichen Ströme bei dem geringen Heizstrom von 25 mA schon beträchtlich ins Gewicht fallen, was nach den Diagrammen der Abbildungen 1<sub>II</sub> und 5<sub>II</sub> nicht mehr zulässig ist. Es müssen daher geeignete Maßnahmen zur Ableitung dieser Ströme getroffen werden.

Hierfür sind zwei Schaltungen gebräuchlich:

- Ableitung durch Ableitwiderstände nach  $-U_b$ ,
- Ableitung durch jeweils den Heizfäden parallel geschaltete Widerstände (Shunts).

Bevor diese Schaltungen näher erläutert werden, seien an Hand der Abb. 7<sub>II</sub> einige grundsätzliche Überlegungen angestellt.

Die Potentialdifferenz zwischen Faden und Gitter nimmt vom negativen Fadenende (Punkt a) zum positiven Ende (Punkt b) hin zu. Entsprechend nimmt die Emission des Heizfadens zum positiven Ende hin ab. Da die zur Ablösung der Elektronen erforderliche Energie der Katode entzogen wird, senkt der Emissionsstrom deren Temperatur, und zwar in der Umgebung des Punktes a mehr als bei b. Die Verteilung des Emissionsstromes  $I_k$  längs des Heizfadens ist daher nicht gleichmäßig. Man wird den Bedingungen der Röhre hinlänglich gerecht, wenn man bei der Rechnung den Emissionsstrom zu  $4/5$  auf das negative und zu  $1/5$  auf das positive Ende des Heizfadens verteilt annimmt.

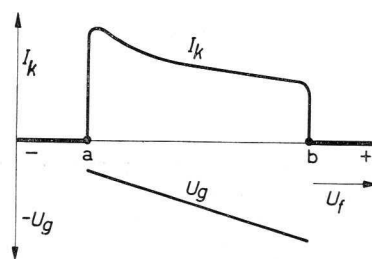


Abb. 7<sub>II</sub> Schematische Darstellung des Emissionsstromes ( $I_k$ ) in direkt geheizten Röhren. Das negativere Heizfadenende (bei Punkt a) liefert einen größeren Beitrag zum Gesamt-Emissionsstrom als das positivere Ende (bei Punkt b), da das Gitter bezüglich Punkt b negativer ist als bezüglich Punkt a

Die Endröhre bedarf in diesem Zusammenhang einer besonderen Betrachtung. Falls man sie nicht in Sparschaltung mit nur einem Heizfaden betreibt, soll man die Röhre als zwei Teilröhren betrachten. Vom gesamten Emissionsstrom setzt man dann 65 % des Stromes für die erste Teilröhre (auf der negativen Heizfadenseite) und 35 % für die zweite Teilröhre in Rechnung.

Für den Fall a) ist in Abb. 8<sub>II</sub> im Prinzip der Heizkreis wiedergegeben und der Emissionsstrom der n-ten Röhre ersatzweise eingezeichnet.

Für den Fall b) zeigt die Abb. 9<sub>II</sub> das entsprechende Prinzip. (Die Shunts sind mit einem ' versehen zur Unterscheidung von den Ableitwiderständen nach  $-U_b$ ).

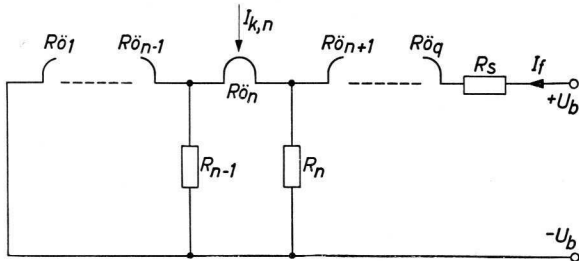


Abb. 8<sub>II</sub> Prinzipschaltbild des Heizkreises für die Ableitung der Emissionsströme nach  $-U_b$

Unter Berücksichtigung obiger Überlegungen liest man für die Größe der Widerstände aus den Schaltungen 8<sub>II</sub> und 9<sub>II</sub> ab:

$$a) \quad R_n = \frac{n U_f}{\frac{1}{5} I_{k,n} + \frac{4}{5} I_{k,n+1}}$$

für Ableitung nach  $-U_b$  (Abb. 8<sub>II</sub>).

$$b) \quad R_n' = \frac{U_f}{\frac{1}{5} \sum_{p=n}^{p=q-1} I_{k,p} + \frac{4}{5} \sum_{p=n+1}^{p=q} I_{k,p}}$$

für Ableitung durch Nebenwiderstände (Abb. 9<sub>II</sub>).

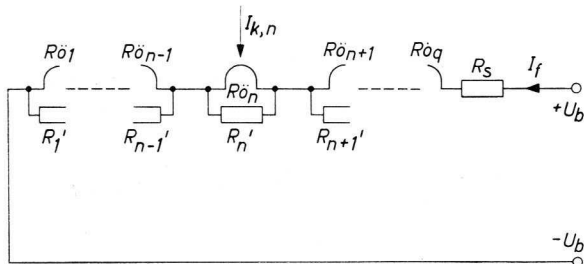


Abb. 9<sub>II</sub> Prinzipschaltbild des Heizkreises für die Ableitung der Emissionsströme durch Nebenwiderstände (Shunts)

Hierin bedeuten:

- n = Index der betrachteten Röhre (in Richtung auf  $+U_b$ )
- n + 1 = Index der nächstfolgenden Röhre
- p = Laufender Index
- q = Gesamtzahl der Röhren des Gerätes.

Da der eintretende Strom durch den Serienwiderstand auf den Einstellwert gebracht wird,

braucht der letzte Faden (plus-Ende der Heizfadenkette) nicht geschuntet zu werden.

Zahlenbeispiel:

Ein Empfänger sei mit den Röhren DK 96, DF 96, DAF 96, DM 70 und DL 96 bestückt. Die Ableitwiderstände sind zu berechnen.

Zweckmäßig ordnet man die Röhren im Heizkreis wie folgt an (von minus nach plus):  $R_{\ddot{o}1}$  - DAF 96,  $R_{\ddot{o}2}$  - DK 96,  $R_{\ddot{o}3}$  - DF 96,  $R_{\ddot{o}4}$  - DM 70,  $R_{\ddot{o}5}$  - DL 96 (erster Heizfaden mit  $I_k = 3,0$  mA),  $R_{\ddot{o}6}$  - DL 96 (zweiter Faden mit  $I_k = 1,5$  mA).

Für die Berechnung sei nur ein Fall herausgegriffen. Bei  $n = 5$  z.B. erhält man, wenn man die eingangs dieses Abschnittes angegebenen Werte für die Emissionsströme verwendet:

$$R_5 = \frac{5 \cdot 1,5}{\left[ \frac{1}{5} \cdot 2,2 + \frac{4}{5} \cdot 0,1 \right]} = 7,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_5' = \frac{1,5}{\left[ \frac{1}{5} (2,2 + 0,1 + 3,0) + \frac{4}{5} (0,1 + 3,0 + 1,5) \right] \cdot 10^{-3}} = 275 \Omega$$

Der Röhrensatz dieses Beispiels ist in dem im Abschnitt IV.2 beschriebenen Empfänger verwendet.

Alle Widerstände müssen für den Strom bemessen sein, der bei Unterbrechung des Heizkreises auftreten kann, z. B. wenn eine Röhre bei eingeschaltetem Gerät herausgezogen wird oder ein Faden durchbrennt. Die Spannung über dem jeweiligen Widerstand kann dann die unter normalen Betriebsbedingungen auftretende Spannung beträchtlich überschreiten. (Dasselbe gilt für Elektrolytkondensatoren zur Überbrückung. Auch sie müssen für die höhere Spannung bemessen sein.)

Schließlich sei mit der Abb. 10<sub>II</sub> noch eine Hilfe für die Bestimmung der Shunt-Werte angegeben. Das Diagramm ist nichts anderes als die grafische Darstellung des Rechnungsergebnisses, wobei der Emissionsstrom der betrachteten Röhre bereits mit einem mittleren Wert in der Kurve berücksichtigt ist. Man berechnet den eintretenden Strom  $I_{ges}$  aus dem Nennheizstrom plus dem Gesamt-Emissionsstrom aller vorhergehenden Röhren und liest dann die Größe des Nebenwiderstandes direkt ab. Die ausgezogene Linie gilt für die Nennheizspannung, die gestrichelten Linien entsprechen den zulässigen Toleranzen.

Um immer Widerstände zu haben, die den berechneten Werten nahe genug kommen, werden für Shunts unter  $350 \Omega$  Widerstände der internationalen Normenreihe E 24 (24 Werte pro Dekade,  $\pm 5\%$  Toleranz) empfohlen. Für höhere Werte genügen Widerstände der Normenreihe E 12



(12 Werte pro Dekade,  $\pm 10\%$  Toleranz). Die Grenze ist in Abb. 10<sub>II</sub> durch die ausgezogene, horizontale Linie angedeutet. Widerstände der DIN-Reihe R 10 (10 Werte pro Dekade) als Nebenwiderstände zu verwenden, ist nicht ratsam, da sie

nicht immer im Toleranzbereich des geforderten Wertes liegen.

Für Ableitwiderstände nach  $-U_b$  kommt man mit Widerständen der internationalen Normenreihe E 12 aus.

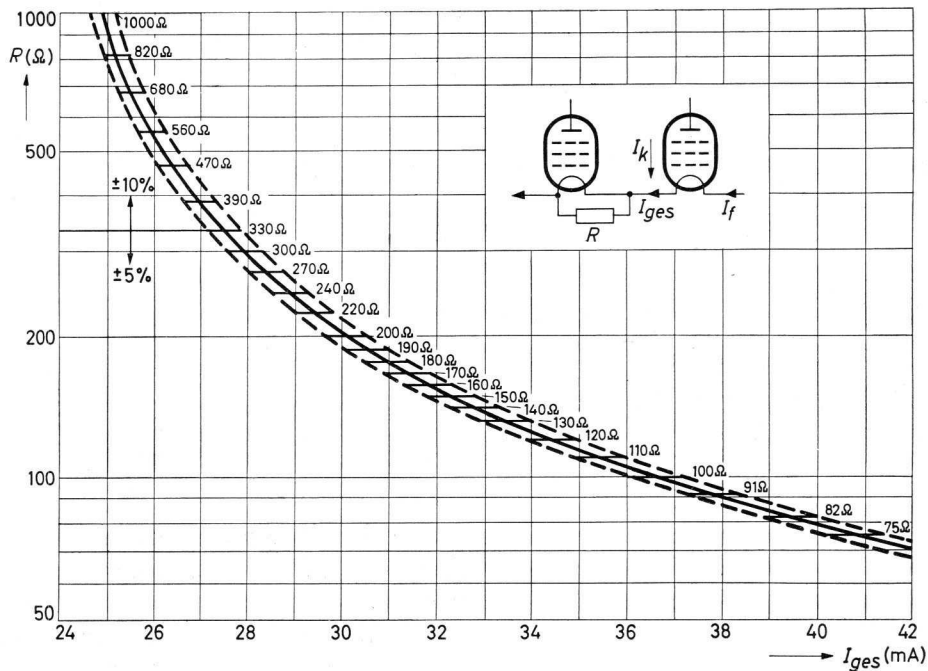


Abb. 10<sub>II</sub> Diagramm zur Bestimmung der Nebenwiderstände in 25 mA Heizketten mit Wolfram-Fäden.  $I_{ges}$  ist die Summe aus dem Nenn-Heizstrom und den Emissionsströmen der in der Heizkette vorhergehenden Röhren

#### Anmerkung

Rechnet man die Ableitwiderstände aus, so ergeben sich im allgemeinen Werte, die nicht den genormten Nennwerten entsprechen. Es soll daher an dieser Stelle die zulässige Toleranz untersucht bzw. abgeschätzt werden.

Die nebenstehende Abb. 8a<sub>II</sub> stellt ein Ersatzbild der Ableitung der Emissionsströme nach  $-U_b$  (siehe Abb. 8<sub>II</sub>) dar. Es wird angenommen, daß alle Nachbarwerte konstant sind. Der eingezeichnete Strom  $I_k'$  entspricht der Summe aus  $1/5 I_{k,n-1}$  und  $4/5 I_{k,n}$ ; entsprechend ist  $I_k'' = 1/5 I_{k,n} + 4/5 I_{k,n+1}$ . Die Ströme  $I'$  und  $I''$  stellen die durch die Widerstände  $R_{n-1}$  bzw.  $R_n$  fließenden Ströme dar.

Unter Anwendung der Kirchhoff'schen Regeln erhält man nun folgende Gleichungen:

$$I_{f,n-1} - I_k' + I' - I_{f,n} = 0 \quad (1)$$

$$-I_{f,n+1} - I_k'' + I'' + I_{f,n} = 0 \quad (2)$$

$$R_f \cdot I_{f,n} - R_n \cdot I' + R_{n-1} \cdot I'' = 0 \quad (3)$$

Aus diesen drei Gleichungen ergibt sich:

$$I_{f,n} = \frac{R_n (I_k'' + I_{f,n+1}) - R_{n-1} (I_k' - I_{f,n-1})}{R_n + R_{n-1} + R_f} \quad (4)$$

Eine Änderung  $dI_{f,n}$  des Heizstromes durch Variation der Ableitwiderstände stellt sich bei konstanten Emissionsströmen dar als totales Differential

$$dI_{f,n} (R_n, R_{n-1}) = \frac{I_{f,n}}{R_n} dR_n + \frac{I_{f,n}}{R_{n-1}} dR_{n-1}$$

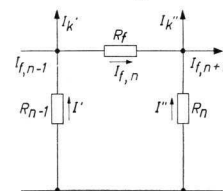


Abb. 8a<sub>II</sub> Ersatzschaltbild für die Berechnung von Heizstromänderungen

Die partiellen relativen Änderungen sind dann

$$\frac{\partial_1 I_{f,n}}{I_{f,n}} = k_n \frac{\partial R_n}{R_n}$$

$$\frac{\partial_2 I_{f,n}}{I_{f,n}} = k_{n-1} \frac{\partial R_{n-1}}{R_{n-1}}$$

wobei  $k_n$  und  $k_{n-1}$  noch zu berechnende Faktoren sind, die das Verhältnis der relativen Änderungen bestimmen.

Nach Differentiation der Gl. (4) läßt man  $I_{f,n+1}$  und  $I_{f,n-1}$  nach  $I_f$  gehen und setzt weiter die oben angegebenen Werte

$$R_n = \frac{n U_f}{I_k''} \quad R_{n-1} = \frac{(n-1) U_f}{I_k'}$$

ein. Dann wird

$$k_n = \frac{n \cdot I_k' I_k''}{I_k' I_k'' + I_f [n I_k' + (n-1) I_k'']}$$

Für  $I_k', I_k'' \ll I_f$  und  $I_k' \approx I_k'' \approx I_k$  (gleiche Größenordnung), vereinfacht sich der Faktor zu

$$k_n \approx \frac{n}{2n-1} \cdot \frac{I_k}{I_f}$$

Entsprechend berechnet sich

$$k_{n-1} = \frac{(n-1) I_k' I_k''}{I_k' I_k'' + I_f [n I_k' + (n-1) I_k'']}$$

und mit den gleichen Vereinfachungen:

$$k_{n-1} \approx \frac{n-1}{2n-1} \cdot \frac{I_k}{I_f}$$

Es ergeben sich also für die Fehlerabschätzungen die relativen Fehler partiell zu:

$$\frac{\partial_1 I_{f,n}}{I_{f,n}} \approx \left( \frac{n}{2n-1} \cdot \frac{I_k}{I_f} \right) \frac{\partial R_n}{R_n}; \quad \frac{\partial_2 I_{f,n}}{I_{f,n}} \approx \left( \frac{n-1}{2n-1} \cdot \frac{I_k}{I_f} \right) \frac{\partial R_{n-1}}{R_{n-1}}$$

Bedeutet  $\partial R_n/R_n$  und  $\partial R_{n-1}/R_{n-1}$  einen gegebenen, gleichen Toleranzwert  $m$ , so ergibt sich als ungünstigster Fehler

$$\frac{d I_{f,n}}{I_f} = \left\{ \frac{n}{2n-1} + \frac{n-1}{2n-1} \right\} \frac{I_k}{I_f} \cdot m = \frac{I_k}{I_f} \cdot m$$

Beispiel: 4 Röhren in einer Heizkette mögen einen mittleren Katenstrom  $I_k \approx 2$  mA haben.

$$\text{Dann ist} \quad \frac{d I_f}{I_f} \leq 0,08 \frac{d R}{R}$$

Hat man also z. B. Widerstände mit einer Toleranz von  $\pm 10\%$ , so muß man mit Heizstromänderungen von  $\pm 0,8\%$  (also beinahe  $1\%$ ) rechnen. Nachdem schon durch die Schwankungen der Speisespannung der Spielraum für die zulässigen Heizstrom-Änderungen nahezu ausgefüllt ist, bleibt für weitere Änderungen nicht mehr viel Raum. Die Toleranz von  $\pm 10\%$  sollte daher auf keinen Fall überschritten werden.

Entsprechende Rechnungen für die Ableitung der Emissionsströme durch Nebenwiderstände ergeben Fehler der gleichen Größenordnung.

## II. 2) Erzeugung der Gittervorspannung

Bei Parallelheizung ergeben sich bezüglich der Gittervorspannung keine wesentlichen Probleme. Die Vorspannungen werden für die HF-Röhren durch den Anlaufstrom der Diode am Belastungswiderstand erzeugt, für die NF-Röhre durch den Gitterableitwiderstand. Die Vorspannung der Endröhre erhält man entweder durch eine besondere Batterie, oder sie wird von der Anodenbatterie oder schließlich an einem kapazitiv überbrückten Widerstand in der Anodenrückleitung abgegriffen. In Gegentakt-B-Endstufen bedarf es stets einer gesonderten Batterie.

Sind jedoch die Heizfäden in Serie geschaltet, so bietet insbesondere die Vorspannung für die Endröhre einige Probleme. In Empfängern mit Serienheizung soll die Endröhre nur als Klasse-A-Verstärker betrieben werden. Bei gemeinsamer Heiz- und Anodenbatterie läßt sich der Spannungsabfall an den in Serie geschalteten Heizfäden der anderen Röhren als Vorspannung für die Endröhre verwenden. Besondere Vorsichtsmaßnahmen sind dann nicht erforderlich, da gleichzeitig mit der Heizspannung auch die Gittervorspannung abnimmt, wenn sich die Batterie erschöpft. Allerdings ist diese Lösung sehr unwirtschaftlich, da der mit dem Heizstrom belastete Teil schneller verbraucht wird als der Anodenspannungsteil, und auf diese Weise beim Auswechseln auch der noch brauchbare Teil mit entfernt wird.

Anders bei Verwendung getrennter Heiz- und Anodenbatterien. Man könnte auch hier den Spannungsabfall der Heizfadenkette zur Vorspannungserzeugung für die Endröhre benutzen (Abb. 11<sub>II</sub>). Die so erzeugte Vorspannung ist dann zwangsläufig vom Zustand der Heizbatterie abhängig.

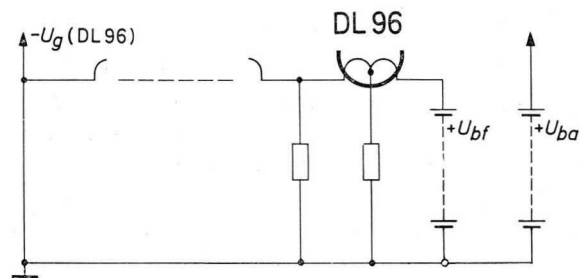


Abb. 11<sub>II</sub> Nicht zulässige Schaltung für einen Heizkreis mit DL 96 bei Verwendung getrennter Batterien für Heizung und Anodenspannung. Die Gittervorspannung der Endröhre wird durch den Spannungsabfall der Heizkette erzeugt

Das kann sich in der Praxis ungünstig auswirken, da der Verbrauch der Anoden- und der Heizbatterie nicht gleichmäßig vor sich geht, und da demzufolge die Batterien vielfach einzeln ausgewechselt werden müssen. Wird z. B. bei fast verbrauchter Anodenbatterie nur die Heizbatterie erneuert, so steigt die negative Gittervorspannung wieder

auf einen relativ hohen Wert, – die Verstärkung geht dann bei der kleinen Anodenspannung auf einen noch kleineren Wert zurück. Im umgekehrten Fall, wenn man bei schwacher Heizbatterie die Anodenbatterie erneuert, wird wegen der kleinen Gittervorspannung an der Endröhre diese mit einem unzulässig hohen Strom belastet. Darum erscheint die Verwendung getrennter Batterien in dieser Weise zunächst nicht möglich. Es lassen sich jedoch durch geeignete Schaltungen noch brauchbare Bedingungen erzielen.

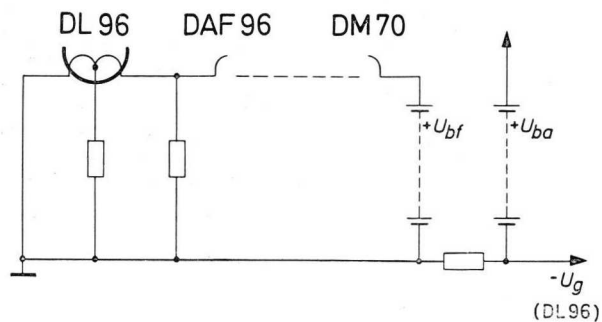


Abb. 12II Heizkreisschaltung, die für die Verwendung der DL 96 ebenfalls nicht zulässig ist. Die Gittervorspannung der Endröhre ist von der Regelspannung abhängig

Eine andere Lösung des Problems besteht darin, daß man die Endröhre an das negative Ende des Heizkreises legt und ihre Gittervorspannung mit einem Widerstand in der Anodenrückleitung erzeugt (s. Abb. 12II). Hierbei wird die Gittervorspannung der Endröhre vom Zustand der Heizbatterie praktisch unabhängig. Wenn jedoch der von der Anodenbatterie gelieferte Gesamtstrom mit Einsetzen der Regelspannung abnimmt, geht auch die Vorspannung der DL 96 zurück, was bei starken Empfangssignalen zu einer Überschreitung des höchstzulässigen Katodenstromes führt. Es muß dabei auch berücksichtigt werden, daß der zulässige Katodenstrom der DL 96 bei Serienschaltung der Heizfäden kleiner als bei Parallelschaltung ist. Die Röhre arbeitet also im ersten Fall näher an den Grenzwerten als im zweiten Fall.

Ein Nachteil dieser Schaltung ist auch, daß das negative Heizfadenende der DAF 96 ein Potential von 2,6 V gegen Chassis hat, wodurch der Regelkreis ungünstiger und die Anzeige des Abstimmanzeigers DM 70 unempfindlicher wird. Weitere Schwierigkeiten entstehen dadurch, daß die DL 96 und die DAF 96 nebeneinander liegend einen Multivibrator bilden, wobei der Heizfaden der DL 96 als gemeinsamer Katodenwiderstand wirkt. Zwar läßt sich das Auftreten von Schwingungen durch einen Kondensator über dem Heizfaden der

DL 96 verhindern, jedoch muß dieser einen Wert von etwa 500  $\mu\text{F}$  haben. Damit wird der Kondensator sehr unhandlich, zumal er für etwa 50 V bemessen sein muß (Sicherung gegen Überspannung bei Bruch eines Heizfadens).

Diese Schwierigkeiten werden überwunden durch die in Abb. 13II wiedergegebene Schaltung. Die Ableitwiderstände sind mit der Anodenrückleitung verbunden, die jedoch nicht an das negative Ende des Heizkreises angeschlossen ist. Legt man den Gitterableitwiderstand der DL 96 an den negativen Pol der Anodenbatterie, dann ist das Potential zwischen Steuergitter und Heizfaden hauptsächlich durch den Katodenstrom bestimmt und nicht, wie in der Schaltung in Abb. 11II, durch den Spannungsabfall über den Heizfäden der anderen Röhren. Auch ist die Gittervorspannung der DL 96 weniger von der Regelspannung abhängig als bei der Schaltung in Abb. 12II. Der Elektrolytkondensator zur Glättung der Heizspannung ist mit einem Widerstand von 3,9 k $\Omega$  überbrückt, damit die Spannung über dem Kondensator bei Bruch eines Heizfadens nicht zu sehr aufläuft.

Diese Heizkreis-Schaltung wurde bei dem im Abschnitt IV. 2 beschriebenen Empfänger verwendet.

Die hier zusammengestellten Empfehlungen für die Ausbildung der Schaltung zur Erzeugung der Gittervorspannung gelten grundsätzlich natürlich

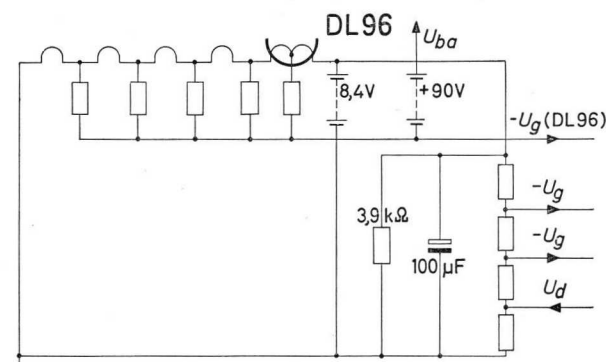


Abb. 15II Verbesserte Schaltung des Heizkreises. Die Anoden-Rückleitung hat gegen den Heizfaden der Endröhre ein Potential, das der erforderlichen Gittervorspannung entspricht. Die Ableitwiderstände müssen entsprechend berechnet werden

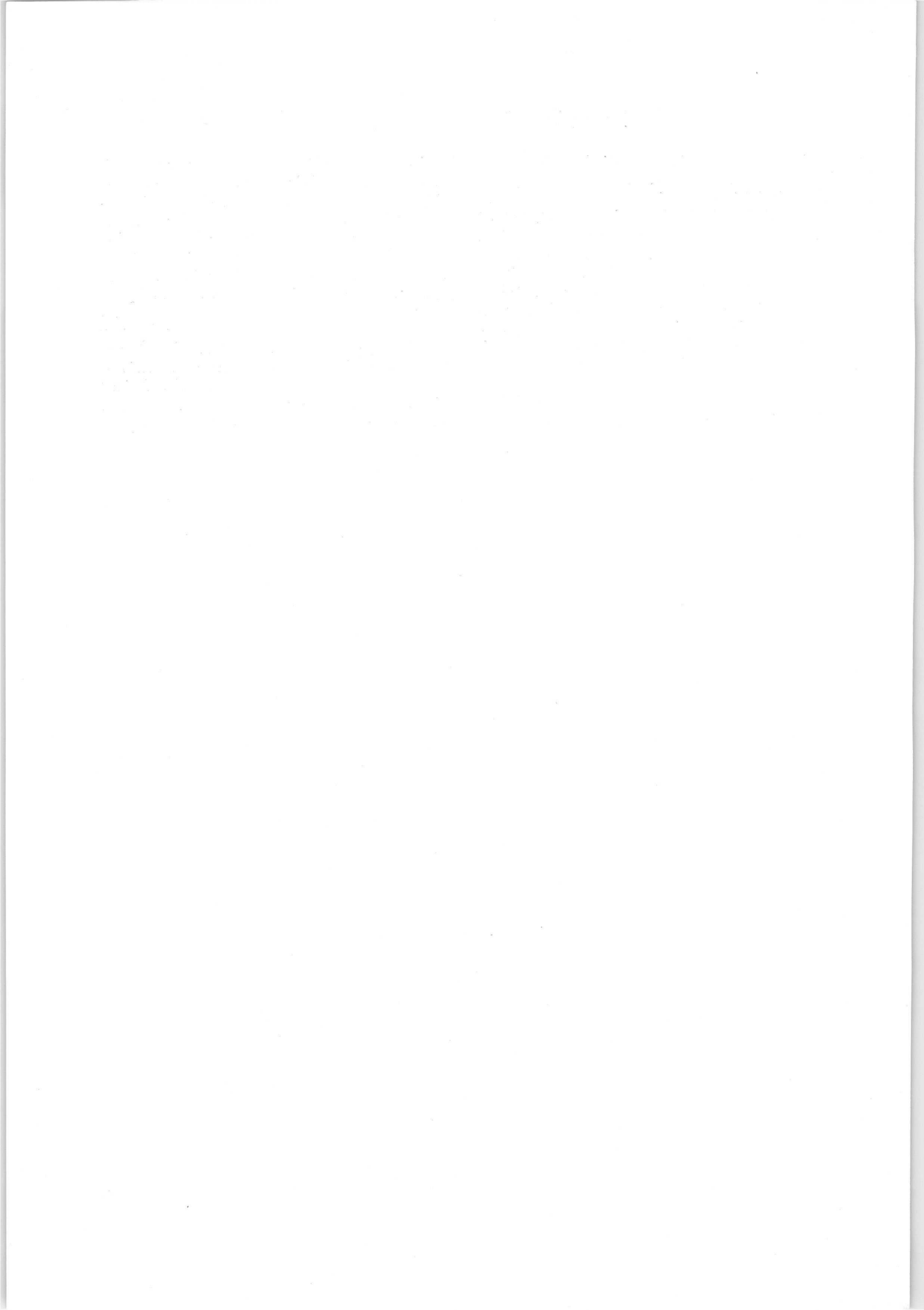
auch für die 50 mA Röhren DL 92 und DL 94, jedoch hat man bei den normalen Betriebsdaten für diese Röhren einen weit größeren Abstand von den zulässigen Grenzwerten als bei der DL 96, so daß man mit 50 mA Röhren auch mit den Schaltungen nach Abb. 11II und 12II arbeiten kann.

### II. 3) Eine Anmerkung zum Mikrofonie-Effekt

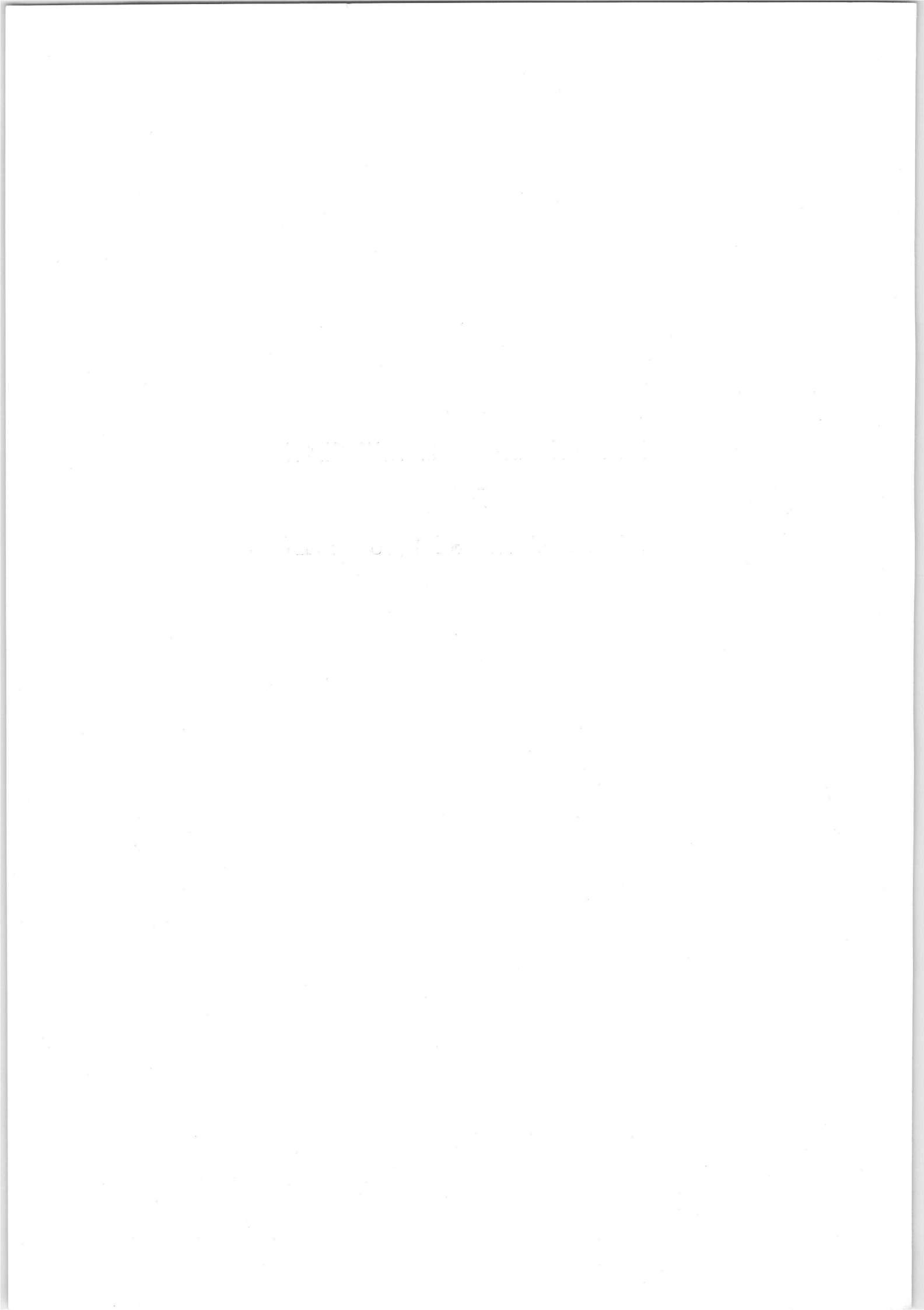
Die Möglichkeit einer akustischen Rückkopplung zwischen Lautsprecher und Röhrensystem (Mikrofonie) ist abhängig von den Eigenfrequenzen der Teile. Die Erfahrung hat gezeigt, daß bei Batterieröhren das Mitschwingen des Heizfadens den weitaus größten Beitrag zum Mikrofonie-Effekt liefert. Die Mikrofonie-Empfindlichkeit des Fadens wächst mit der dritten Potenz der Fadenlänge (bei gegebener mechanischer Spannung). Aus diesem Grunde wird der Faden bei den D 96er Röhren in der Mitte unterstützt. Die mechanische Spannung bestimmt die Höhe der Eigenfrequenz.

Wollte man bei entsprechend dünnen Nickel-Fäden die Eigenresonanz oberhalb des Durchlaß-

bereiches des Empfängers legen, würde man mit der dafür erforderlichen Federkraft  $k_f$  die Zerreißgrenze überschreiten. Bei geringerer Federkraft ließe es sich dann nicht vermeiden, daß die Eigenfrequenz innerhalb des hörbaren Bereiches (unter 1500 Hz) zu liegen käme. Bei den 25 mA Wolfram-Fäden mit höherer Zerreißgrenze hingegen gelingt es, mit einer Kraft von  $k_f = 5$  pond die Eigenfrequenz auf einen Wert von etwa 4500 Hz heraufzusetzen, eine Frequenz, bei der die Wiedergabekurve eines Batterie-Empfängers schon stark absinken darf. Ergänzende numerische Angaben finden sich unter „Daten und Kennlinien“ bei der Besprechung der Röhren DAF 96 und DL 96 im Abschnitt III dieses Heftes.



**III.**  
**DATEN UND KENNLINIEN**  
**VON**  
**25 mA BATTERIE-RÖHREN**



### III. 1) Die UKW-Mischtriode DC 96

Die DC 96 ist eine Triode mit einem 25 mA Heizfaden für additive, selbstschwingende Mischstufen. Sie wurde als Gegenstück zur 50 mA Röhre DC 90 entwickelt. Trotz des um die Hälfte verringerten Heizstromes und des niedrigeren Anodenstromes hat die DC 96 gegenüber der DC 90 eine nur etwa 20% geringere Mischverstärkung.

Die optimale Mischsteilheit beträgt 395  $\mu\text{A/V}$ , die Eingangsimpedanz bei 100 MHz ist ca. 15 k $\Omega$ .



Abb. 1<sub>III</sub>  
Die UKW-Mischtriode DC 96

In der Schaltungstechnik der DC 96 schließt man sich eng an die bei den UKW-Mischtrioden für Netzempfänger eingeführten und bewährten Schaltungen an. Auch für UKW-Mischung in Batteriegeräten kann man die selbstschwingende Mischstufe mit  $R_{ic}$ -Neutralisation und symmetriertem Eingang als die Standardschaltung ansehen<sup>1)</sup>. Diese Mischstufe folgt in Batteriegeräten unmittelbar auf den Antennentransformator; auf eine HF-Vorstufe im UKW-Teil kann man verzichten und muß nur auf ausreichende Symmetrierung und sauberen Aufbau der Mischstufe achten, um die Oszillator-Abstrahlung klein zu halten. Wenn man auch bei Batteriegeräten wegen der geringen Steilheit der Röhren nicht die hohen Mischverstärkungswerte erreicht wie bei netzgespeisten Geräten, so bietet diese Schaltung im übrigen doch die gleichen Vorteile. Man erreicht auch hier beim Einsatz von Trioden in Schaltungen für additive Mischung wesentlich höhere Mischsteilheiten als bei multiplikativer Mischung, während man den niedrigen Innenwiderstand durch die  $R_{ic}$ -Neutralisationsschaltung unwirksam macht. Der hohe Eingangswiderstand und das geringe Rauschen der Trioden führen zu sehr hoher Antennenaufschaukelung und zu einer kleinen Rauschziffer. Im Zusammenhang mit der Oszillatorabstrahlung ist es

<sup>1)</sup> Siehe auch unsere Hefte „FM/AM-Empfängerröhren und ihre Schaltungen“, Teil II und III.

ferner wichtig, daß die additive Mischschaltung mit einer verhältnismäßig geringen Oszillatorspannung auskommt.

Die Abb. 2<sub>III</sub> zeigt eine solche Schaltung, bei welcher der abgestimmte Oszillatorkreis in der Anodenleitung liegt und die Hochfrequenz an den neutralen Punkt der Gitterspule geführt ist. Der Abgleich dieses Punktes auf geringste Oszillatorspannung erfolgt mit Hilfe des Trimmers am Fußpunkt der Gitterspule. Der Vorkreis wird durch die Mischstufe mit 10 k $\Omega$  bedämpft. Bei Kreisen guter Qualität kann man in dieser Schaltung ohne Schwierigkeiten eine 6fache Antennenaufschaukelung von den Klemmen einer 60  $\Omega$  Antenne bis zum Gitter der Mischröhre erzielen.

Der Wert für die Mischverstärkung beträgt mit einer in der Schaltung gemessenen ZF-Transimpedanz von 22 k $\Omega$

$$g_c \approx 7.$$

Dabei ist für die Transimpedanz in der Schaltung berücksichtigt, daß die Ausgangsimpedanz der Mischröhre durch Einschaltung des Neutralisationskondensators  $C_x$  auf 250 k $\Omega$  erhöht wird. Bei der angegebenen Mischverstärkung ist eine Herabsetzung der wirksamen Transimpedanz mit dem

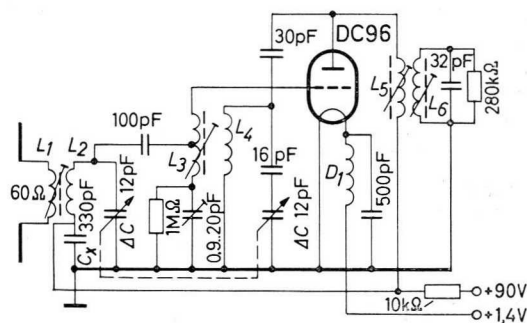


Abb. 2<sub>III</sub> Aufbau einer additiven Mischstufe mit der DC 96

#### Spulendaten

(alle Spulen 7 mm  $\phi$  Trolitulkörper):

- $L_1$ :  $1/2$  Wdg., 0,25 mm CuSS;
- $L_2$ :  $5 1/4$  Wdg., 1 mm Cu vers.;
- $L_5$ : 6 Wdg., 0,25 mm CuSS;
- $L_4$ :  $4 1/2$  Wdg., 1 mm Cu vers.;
- $L_5$ : 50 Wdg., 0,25 mm CuSS;
- $L_6$ : 50 Wdg., 0,25 mm CuSS.

Faktor 0,9 einbezogen, welche die kapazitive Anzapfung des Bandfilters durch  $C_x$  mit sich bringt.

Man kommt insgesamt auf etwa 42fache Verstärkung in der DC 96-Mischstufe. Die Grenzempfindlichkeit beträgt in der angegebenen Schaltung ca. 22 kT $_0$ .



## Technische Daten der UKW-Mischtriode DC 96

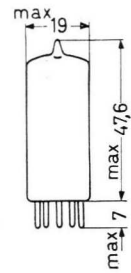
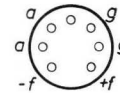
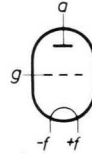
### Heizung

direkt durch Gleichstrom  
Parallel- oder Serienspeisung

Parallelspeisung:

Heizspannung .....	$U_f$	1,4 V
Heizstrom .....	$I_f$	25 mA

Serienspeisung siehe Seite 15



### Kapazitäten

Eingangskapazität .....	$C_g$	= 0,95 pF
Ausgangskapazität .....	$C_a$	= 1,6 pF
Kapazität zwischen Anode und Steuergitter .....	$C_{ag}$	= 3,0 pF

Abb. 5III

Elektrodenschema, Anschlüsse und Abmessungen der UKW-Mischtriode DC 96

### Kenndaten (Spannungen auf $-f$ bezogen)

Anodenspannung .....	$U_a$	40	64	85	V
Gittervorspannung .....	$U_g$	0	-1,5	-2,5	V
Anodenstrom .....	$I_a$	1,2	1,5	1,8	mA
Steilheit .....	$S$	0,8	0,9	0,95	mA/V
Leerlauf-Verstärkungsfaktor .....	$\mu$	14	14	14	

### Betriebsdaten als selbstschwingende Mischröhre

Um ein gutes Anschwingen zu sichern, ist der Gitterableitwiderstand an  $-f$  zu legen.

Batteriespannung .....	$U_b$	64 <sup>1)</sup>	64 <sup>1)</sup>	85 <sup>1)</sup>	85 <sup>1)</sup>	V
Überbrückter Vorwiderstand in der Anodenleitung .....	$R_{av}$	5,5	0	4,7	0	k $\Omega$
Gitterableitwiderstand .....	$R_g$	1	1	1	1	M $\Omega$
Oszillatorspannung .....	$U_{osz}$	4,5	5,0	5,5	6,0	V <sub>eff</sub>
Anodenstrom .....	$I_a$	1,05	1,15	1,6	1,85	mA
Gitterstrom .....	$I_g$	5,0	5,6	6,0	6,6	$\mu$ A
Mischsteilheit .....	$S_c$	555	545	570	595	$\mu$ A/V
Innenwiderstand .....	$R_{ic}$	55	55	50	29	k $\Omega$
UKW-Eingangswiderstand für $f = 100$ MHz .....	$r_e$			ca. 15		k $\Omega$

### Grenzdaten

Anoden-Kaltspannung .....	$U_{a0}$	max. 120	V
Anodenspannung .....	$U_a$	max. 90	V
Anodenverlustleistung .....	$N_a$	max. 0,25	W
Katodenstrom .....	$I_k$	max. 2,5	mA
Gitterableitwiderstand .....	$R_g$	max. 5	M $\Omega$

<sup>1)</sup> Batteriespannung von 67,5 oder 90 V, verringert um die negative Vorspannung der Endröhre

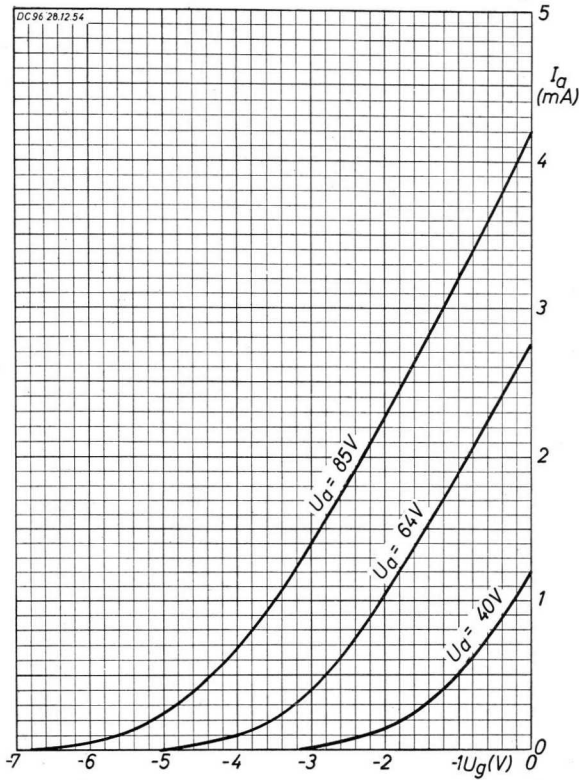


Abb. 4<sub>III</sub> Anodenstrom als Funktion der Gitterspannung für verschiedene Anodenspannungen

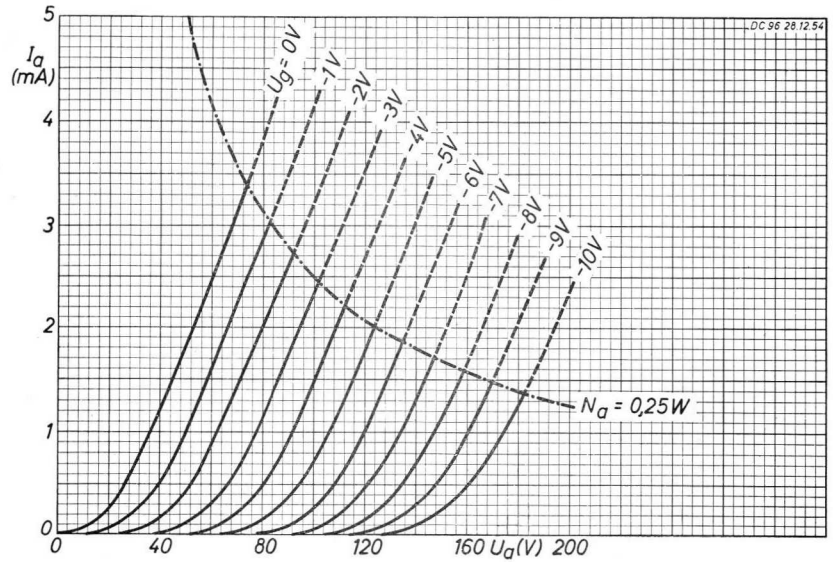


Abb. 5<sub>III</sub>

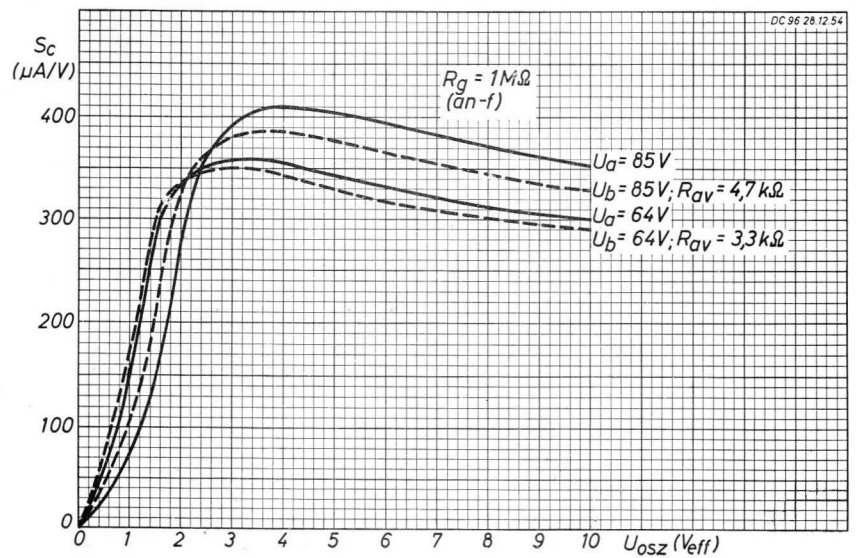


Abb. 6<sub>III</sub>

Abb. 5<sub>III</sub> Anodenstrom als Funktion der Anodenspannung für verschiedene Gitterspannungen.

Abb. 6<sub>III</sub> Mischsteilheit als Funktion der Oszillatorspannung für verschiedene Batteriespannungen

Abb. 7<sub>III</sub> Anodenstrom und Gitterstrom als Funktion der Oszillatorspannung für verschiedene Batteriespannungen

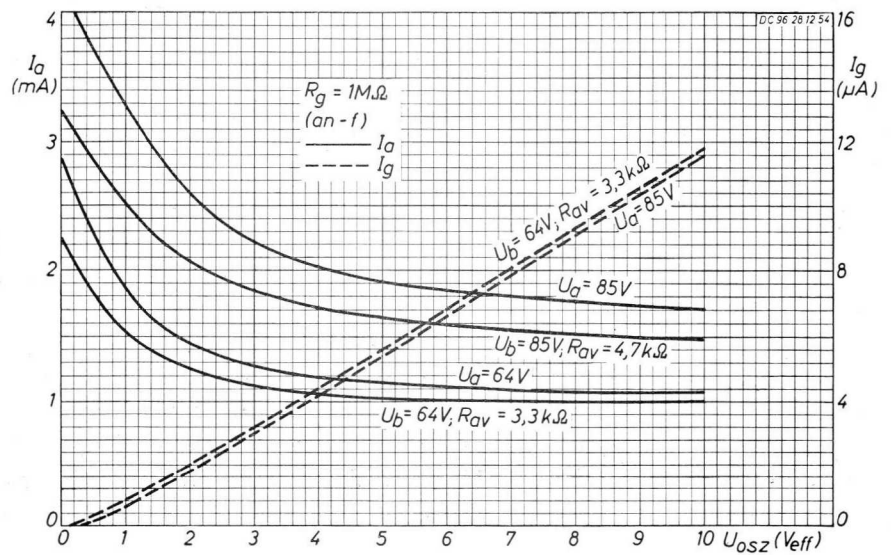


Abb. 7<sub>III</sub>

### III. 2) Die Regelpentode DF 97

Die DF 97 ist eine regelbare 25 mA Pentode, die sich sowohl für multiplikative Mischung bei AM-Empfang als auch für die FM-ZF-Verstärkung eignet. Darüber hinaus hat sie sich auch als additive UKW-Mischröhre ausgezeichnet bewährt.



Abb. 8<sub>III</sub>  
Die regelbare Pentode DF 97

#### III. 2. a) Die DF 97 als ZF-Verstärkerröhre

Gegenüber der DF 96 gibt die DF 97 in UKW-ZF-Stufen etwas bessere Verstärkungswerte. In einem 10,7 MHz Bandfilter mit einer Transimpedanz von 20 k $\Omega$  erhält man mit der DF 97 eine 18,8fache und mit der DF 96 eine 17fache Verstärkung. Diese Werte gelten für Schaltungen mit  $C_{ag1}$ -Neutralisation. Für ZF-Verstärkung im AM-Teil sind beide Röhren etwa gleichwertig. Mit einem AM-Bandfilter, dessen Kreisimpedanzen 220 k $\Omega$  betragen, liefert die DF 96 ( $S = 850 \mu\text{A/V}$ ,  $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ ) eine 76,5fache, die DF 97 ( $S = 940 \mu\text{A/V}$ ,  $R_i = 0,45 \text{ M}\Omega$ ) eine 76fache Stufenverstärkung. Die größere Steilheit der DF 97 gleicht mithin die durch  $R_i$  bedingten Unterschiede in der Transimpedanz wieder aus.

Den in den Daten angegebenen Schirmgitterwiderstand von 4,7 k $\Omega$  beim 64 V Betrieb kann man fortlassen, wenn die Speisespannung 60 V beträgt.

#### III. 2. b) Multiplikative Mischung mit der DF 97

Bei der Verwendung der DF 97 als multiplikative Mischröhre wird die Oszillatorspannung an das Gitter  $g_5$  gelegt, das hierfür getrennt herausgeführt ist. Der Gitterableitwiderstand ist dabei auf 300 k $\Omega$  zu begrenzen. Die günstigste Oszillatorspannung liegt bei ca. 12 V<sub>eff</sub>. Diesen Wert sollte man mit Rücksicht auf einen ausreichenden

Innenwiderstand der Mischröhre einerseits und eine nicht zu große Oszillator-Abstrahlung andererseits ungefähr einhalten. Bezüglich der Mischsteilheit dagegen ist die Festlegung der Oszillatorspannung nicht kritisch. Als Oszillator kann die DC 96 oder auch eine DF 96 in Triodenschaltung verwendet werden.

Bei der multiplikativen Mischung erreicht die DF 97 eine Mischsteilheit  $S_c = 265 \mu\text{A/V}$  und einen Innenwiderstand  $R_{ic} = 0,50 \text{ M}\Omega$  bei  $U_b = 85 \text{ V}$  und  $R_{g2} = 47 \text{ k}\Omega$ . Die entsprechenden Werte bei 64 V sind  $S_c = 280 \mu\text{A/V}$  und  $R_{ic} = 0,50 \text{ M}\Omega$ . Den für 64 V Betrieb in den Datenblättern angegebenen Schirmgitterwiderstand von 4,7 k $\Omega$  kann man bei 60 V Betriebsspannung auch weglassen. Dann wird  $R_{ic}$  etwas geringer, und die Ströme  $I_a$  und  $I_{g2}$  steigen etwas an. Um der Änderung von  $R_{ic}$  entgegenzuwirken, kann man unter Umständen die Oszillatorspannung etwas erhöhen. Die Mischsteilheit wird von dieser Änderung nur wenig beeinflusst.

Gegenüber der DK 96 bleibt die DF 97 in der Mischverstärkung etwas zurück. Da sie jedoch gleichzeitig eine gute ZF-Verstärkung bei 10,7 MHz liefert, ist sie in FM/AM-Empfängern der DK 96 erheblich überlegen. In reinen AM-Empfängern verwendet man aber besser die DK 96.

Soll eine multiplikative DF 97 Mischstufe bei KW in die Regelung einbezogen werden, so muß man beachten, daß zum Gitter  $g_1$  ein durch Laufzeit-Effekte bedingter Strom fließt, der von der Frequenz und der Amplitude der Oszillatorspannung am Gitter  $g_5$  abhängt. (Ein qualitativ gleicher Effekt ist auch bei Mischhexoden zu beobachten. Die Verhältnisse liegen dort aber so, daß er praktisch nicht in Erscheinung tritt.) Dieser Gitterstrom bewirkt eine negative Vorspannung aller an der automatischen Verstärkungsregelung beteiligten Röhren einschließlich der Diode. Er wird um so geringer, je niedriger die Spannung am Schirmgitter ist, je negativer das Steuergitter und je positiver das Bremsgitter sind. Das heißt, man soll den in den Datenblättern für 85 V angegebenen Schirmgitterwiderstand von 47 k $\Omega$  bei geregtem KW-Betrieb nicht unterschreiten, und das Gitter der Oszillatorstufe soll kapazitiv mit dem dritten Gitter verbunden werden, um die negative Vorspannung des Oszillatorgitters von der DF 97 fernzuhalten. Durch die kapazitive Ankopplung wird gleichzeitig eine Herabsetzung der Mischsteilheit verhindert.

Die Oszillatorfrequenz muß höher gewählt werden als die Signalfrequenz. Die Auswirkung des Steuergitterstromes der DF 97 auf die Verstärkung hängt dann von der Schaltung der Regelleitung und der Diode ab.

Während es im allgemeinen für die Gesamttempfindlichkeit eines Gerätes nicht viel ausmacht, ob man den Belastungswiderstand der Diode an plus- oder an minus-Faden anschließt, erhält man bei

Widerstände in der Regelleitung an die Diode. Die Abb. 9<sub>III</sub> zeigt die Schaltung einer Regelleitung bei Parallelheizung mit  $R_{gl ges} = 5 \text{ M}\Omega$ , in der eine Spannungsteilung im Verhältnis 5 : 1 auftritt; sie wird 5 : 1, wenn der Diodenwiderstand  $0,5 \text{ M}\Omega$  beträgt. Die daraus resultierende zusätzliche Vorspannung der Diode bewirkt beim Anschluß des Diodenwiderstandes an minus-Faden eine zu hohe Vorspannung an der Diode bzw. eine merkliche

Verschlechterung der Gleichrichter-Wirkung. Bei Anschluß der Diode an plus-Faden bleibt der Arbeitspunkt der Diode dagegen innerhalb eines mit Rücksicht auf die Gesamttempfindlichkeit günstigen Bereiches.

Der Einfluß der zusätzlichen Vorspannung durch den Gitterstrom der DF 97 auf die übrigen Röhren bleibt gering, wenn man die Regelspannung für diese Röhren direkt von der Diodenbelastung abnimmt (wie in Abb. 9<sub>III</sub> für die DF 96 angegeben), denn die Funktion  $S = f(U_{gl})$  verläuft in der Nähe von 0 V Vorspannung praktisch horizontal.

Die mit Rücksicht auf die richtige Einstellung der Vorspannungen etwas komplizierte Regelleitungsschaltung bei Serienheizung kann man so auslegen, daß keine Störung durch den Gitterstrom der DF 97 eintritt.

Wie in Abb. 10<sub>III</sub> angegeben, wird man bei Serienheizung für die Röhren mit höherem Katodenpotential meist einen Gitterableitwiderstand nach minus-Faden vorsehen, um ausreichende Verstärkung zu erreichen. Dadurch wird jedoch die Regelfähigkeit eingeschränkt. Bei der ZF-Stufe, die der Diode in der Heizkette folgt, verzichtet man aber im allgemeinen auf diesen Ableitwiderstand, um die volle Regelfähigkeit zu behalten, und nimmt

dafür einen geringen Verstärkungsverlust in Kauf.

Über den  $2,7 \text{ M}\Omega$  Gitterableitwiderstand der DF 97 in Abb. 10<sub>III</sub> wird die positive Katodenspannung an die Regelleitung gelegt. Dadurch wird der Strom, der vom Gitter der DF 97 in die Regelleitung fließt, mehr oder weniger kompensiert.

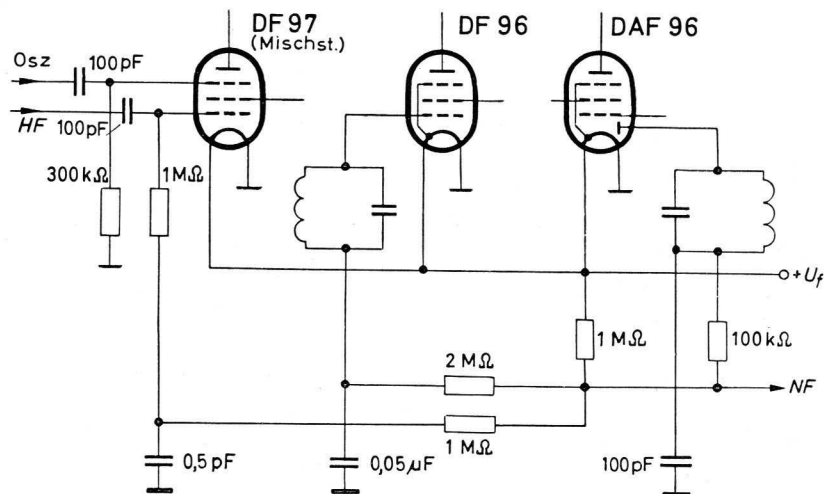


Abb. 9<sub>III</sub> AVR-Schaltung bei Parallelheizung

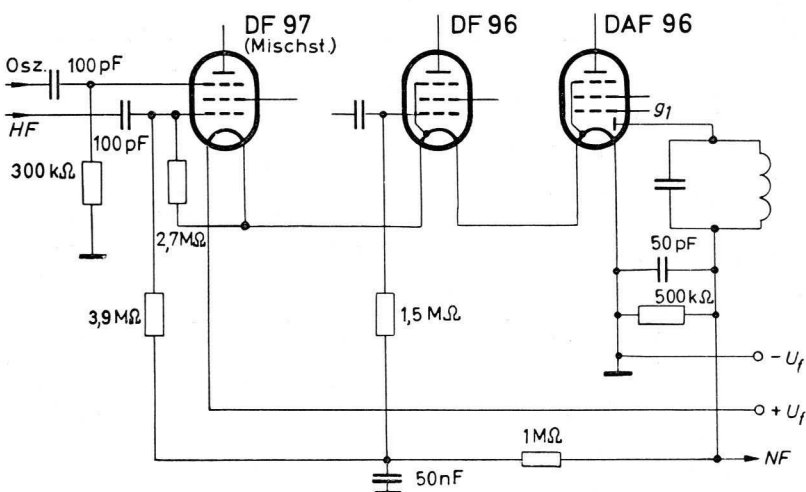


Abb. 10<sub>III</sub> AVR-Schaltung bei Serienheizung

KW-Empfang mit geregelter DF 97 Mischstufe für Parallelheizung die bessere Gesamttempfindlichkeit, wenn der Belastungswiderstand der Diode an plus-Faden gelegt wird.

Die negative Spannung, die infolge des Steuergitterstromes am Gitterableitwiderstand der DF 97 entsteht, gelangt nach Teilung durch die

Die resultierende Vorspannung am Gitter der DF 97 wird bei der hier angegebenen Dimensionierung durch die Widerstände in der Regelleitung ungefähr im Verhältnis 10 : 1 geteilt, ehe sie an die Diode gelangt. Der Einfluß des Gitterstromes der DF 97 ist dann zu vernachlässigen, und es ist mit Rücksicht auf die Gesamtempfindlichkeit praktisch gleichgültig, ob man die Diodenbelastung mit minus- oder mit plus-Faden verbindet. In Abb. 10<sub>III</sub> ist sie an minus-Faden gelegt. Bei der geringen zusätzlichen Vorspannung, die im Regelkreis entsteht, kann die Gitterzuleitung der DF 96 an beliebiger Stelle an die Regelleitung gelegt werden.

Mit den angegebenen Schaltungen verliert man bei KW praktisch keine Verstärkung durch Einbeziehung der DF 97 in die Regelung. Es tritt zwar eine Dämpfung des HF-Kreises vor der Mischstufe durch den Gitterstrom der DF 97 ein, jedoch machen sich noch weitere Effekte geltend, die den Einfluß dieser Dämpfung wieder ausgleichen oder sogar überkompensieren.

Die Regelmöglichkeit geht ohne Schwierigkeiten bis 20 MHz. In Schaltungen mit der DF 97, bei denen auf die Regelung für KW verzichtet wird, braucht man auf den Gitterstrom der DF 97 keine Rücksicht zu nehmen.

### III. 2. c) Anwendung als additive Mischstufe für UKW-Empfang

In additiven Mischstufen für UKW-Empfang schaltet man die DF 97 als Triode, indem man Schirmgitter, Bremsgitter und Anode miteinander verbindet und dann die von den steilen Trioden her bekannten Schaltprinzipien anwendet.

Eine additive DF 97 Mischstufe kommt mit ihrer Mischsteilheit, die bis zu 500  $\mu\text{A/V}$  geht, praktisch der DC 90 gleich, obwohl die letztere einen doppelt so hohen Heizstrom hat. Dabei bietet die DF 97 noch den Vorteil, daß man mit einer wesentlich geringeren Oszillatorspannung auskommt, so daß man die Abstrahlung der Oszillatorkreisfrequenz besser beherrschen kann. Auch gegenüber der DC 96, die eine kleinere Mischverstärkung hat, ist der Oszillatorspannungs-Bedarf der DF 97 geringer. Beim Vergleich der Röhren muß man darauf achten, daß man von vergleichbaren Oszillatorverhältnissen ausgeht, d. h., das Verhältnis der Betriebs-Oszillatorspannung zur Oszillatorspannung im Maximum der Mischsteilheitskurve muß bei beiden Röhren das gleiche sein. Man versucht, bei Batterieröhren ein Verhältnis

$$\frac{U_{osz}}{U_{osz} \text{ für } S_{c \text{ max}}} = 1,25 \text{ bis } 1,5$$

einzuhalten.

Praktisch geht man aber vielfach auf die Oszillatorspannung für maximale Mischsteilheit zurück.

Die  $R_{ic}$ -Werte sind für den Verstärkungsvergleich ziemlich belanglos, da man praktisch nur mit  $R_{ic}$ -Neutralisation arbeitet.

Die Ausgangskapazität der DF 97 als Triode (8,1 pF) ist zwar verhältnismäßig groß, sie macht sich aber noch nicht nachteilig auf den Abstimmbereich bemerkbar. Den Oszillatorkreis kann man mit Kapazitäten zwischen 50 und 40 pF beschalten. Man hat außerdem durch die Dimensionierung der  $R_{ic}$ -Neutralisation und der Oszillator-Ankoppelung die Möglichkeit, auf große Kapazitäten Rücksicht zu nehmen. Für den Einsatz der DF 97 ist es ferner wichtig, daß der Aufbau dieser Röhre zu einer verbesserten Mikrofonie-Sicherheit und zu guter Unterheizbarkeit geführt hat.

In einer Schaltung, die bis auf geringe Änderungen der für die DC 96 in Abb. 2<sub>III</sub> angegebenen entspricht, wurden die folgenden Verstärkungswerte mit der DF 97 gemessen:

$$g_{ant} = 6$$

(von den Klemmen einer 60  $\Omega$  Antenne bis zum Gitter der Mischröhre)

$$g_c = 0,49 \cdot 0,91 \cdot 22 = 9,8$$

(vom Gitter der Mischröhre bis zum Gitter der ersten ZF-Röhre)

$$g_{ges} = 59$$

Diesen Werten liegen gegenüber der in Abb. 2<sub>III</sub> angegebenen Schaltung folgende Abweichungen zugrunde:

$U_a = 85 \text{ V}$ ;  $R_{av} = 4,7 \text{ k}\Omega$ ;  $C_x = 500 \text{ pF}$ ;  $L_4 = 5^{1/2} \text{ Wdg.}$

Padding-Kondensator im Oszillatorkreis: 20 pF.

$C_x$  entspricht dabei einer  $R_{ic}$ -Neutralisation bis zu einem Trioden-Ausgangswiderstand von 500 k $\Omega$ .

Eine abgewandelte Schaltung (siehe Abb. 11<sub>III</sub>), bei der die einfacher einstellbare Symmetriebrücke mit kapazitiven Zweigen im Eingang ( $2 \times 10 \text{ pF}$ ) angewendet ist und die ZF-Neutralisationsspannung über eine Sperrdrossel ( $L_z$ ) zum Gitter der Mischröhre zurückgeführt wird, ergibt keine Änderung der Verstärkungswerte. Die Verstärkungsherabsetzung durch die Anzapfung des Bandfilters entfällt hier praktisch, weil  $C_x$  bei der angegebenen Rückführung der ZF-Spannung sehr große Werte annimmt; dafür erreicht aber die Antennenaufschaukelung bis zum Gitter der Mischröhre nicht den gleichen Wert wie in der Schaltung nach Abb. 2<sub>III</sub>, weil in Abb. 11<sub>III</sub> eine kapazitive Spannungsteilung zwischen HF-Kreis und Gitter der Mischröhre erfolgt. Für die Antennen-

aufschaukelung wurde gemessen:  $g_{ant} = 5,5$ . Die Gesamtverstärkung bis zum Gitter der ersten ZF-Stufe beträgt dann:

$$g_{ges} = 5,5 \cdot 0,49 \cdot 22 = 59$$

Es sei hier darauf hingewiesen, daß sich der verhältnismäßig große Durchgriff bei den Batterie-Mischtrioden in der Weise bemerkbar macht, daß

der Anodenstrom in praktischen Mischschaltungen kleiner ist als in den Kennblättern angegeben. Die Kennblatt-Daten sind nämlich bei  $R_a \approx 0$  aufgenommen worden, während sich im praktischen Betrieb auf Grund des endlichen Außenwiderstandes eine Anodenrückwirkung bemerkbar macht, die sich auch auf die praktisch erreichten Mischteilheitswerte etwas auswirkt.

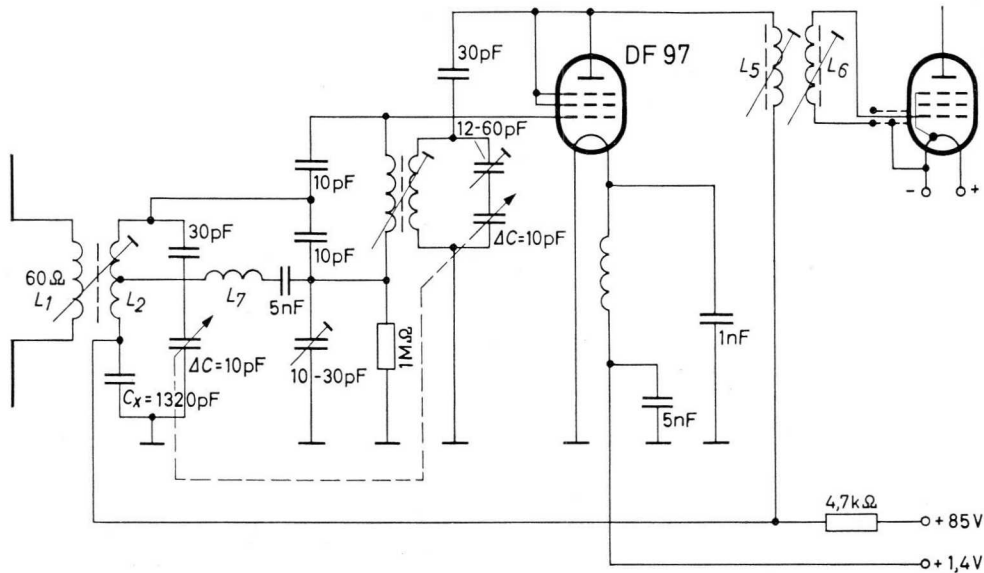


Abb. 11 III Eine DF 97 Mischstufe für UKW mit Rückführung der ZF-Spannung für  $R_{ic}$ -Neutralisation über die Sperrdrossel  $L_7$

**Spulendaten**

- $L_1 = 1,5$  Wdg., 0,25 mm CuSS
- $L_2 = 5,25$  Wdg., 1 mm Cu vers.
- $L_3 = 3$  Wdg., 0,5 mm Cu vers.
- $L_4 = 2,5$  Wdg., 1,5 mm Cu vers.
- $L_7 = 10$  Wdg., 0,5 mm CuL

Spule 1 bis 4: Bakelit-Spulenkörper 8 mm  $\phi$   
 Spule 7: Keramik-Spulenkörper 5 mm  $\phi$

**Technische Daten der Regelpentode DF 97**

**Heizung**

direkt durch Gleichstrom  
 Parallel- oder Serienspeisung

Parallelspeisung:

Heizspannung .....	$U_f$	1,4 V
Heizstrom .....	$I_f$	25 mA

Serienspeisung siehe Seite 15

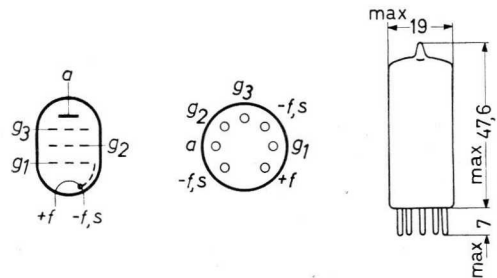


Abb. 12 III Elektrodenschema, Anschlüsse und Abmessungen der Regelpentode DF 97

**Kapazitäten**

**Pentodenschaltung**

Eingangskapazität .....	$C_{g1}$	=	3,7	pF
Ausgangskapazität .....	$C_a$	=	7,5	pF
Kapazität zwischen Anode und Steuergitter .....	$C_{ag1}$	<	0,01	pF
Kapazität zwischen Steuergitter und Schirmgitter ....	$C_{g1g2}$	=	2,5	pF
Kapazität zwischen Steuergitter und Bremsgitter ....	$C_{g1g5}$	<	0,1	pF
Kapazität des Bremsgitters gegen alle übrigen Elektroden .....	$C_{g5}$	=	5,2	pF

**Triodenschaltung ( $g_2$  und  $g_5$  mit  $a$  verbunden)**

Eingangskapazität .....	$C_{g1}$	=	1,1	pF
Ausgangskapazität .....	$C_a$	=	8,1	pF
Kapazität zwischen Anode und Steuergitter .....	$C_{ag1}$	=	2,6	pF

**Betriebsdaten als ZF-Verstärker**

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	85 <sup>1)</sup>	85 <sup>1)</sup>	V
Bremsgitterspannung .....	$U_{g5}$	0	0	V
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g2}$	53	47	kΩ
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	0	0	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	-5	-5	V
Anodenstrom .....	$I_a$	1700	1500	μA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	700	595	μA
Steilheit .....	$S$	940	900	μA/V
Innenwiderstand .....	$R_i$	10	10	MΩ
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen Schirmgitter und Steuergitter .....	$\mu_{g2g1}$	0,45 > 10	0,525 > 10	
		20	20	

**Betriebsdaten als ZF-Verstärker**

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	64 <sup>1)</sup>	64 <sup>1)</sup>	V
Bremsgitterspannung .....	$U_{g5}$	0	0	V
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g2}$	1,5	4,7	kΩ
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	0	0	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	-5,8	-5,8	V
Anodenstrom .....	$I_a$	1700	1600	μA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	780	725	μA
Steilheit .....	$S$	880	870	μA/V
Innenwiderstand .....	$R_i$	10	10	MΩ
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen Schirmgitter und Steuergitter .....	$\mu_{g2g1}$	0,25 > 10	0,27 > 10	
		20	20	

**Betriebsdaten als ZF-Verstärker**

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	45	V
Bremsgitterspannung .....	$U_{g5}$	0	V
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g2}$	0	kΩ
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	0	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	-2,7	V
Anodenstrom .....	$I_a$	900	μA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	445	μA
Steilheit .....	$S$	700	μA/V
Innenwiderstand .....	$R_i$	10	MΩ
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen Schirmgitter und Steuergitter .....	$\mu_{g2g1}$	0,28 > 10	
		20	

<sup>1)</sup> Batteriespannung von 67,5 oder 90 V, verringert um die negative Vorspannung der Endröhre

**Betriebsdaten als multiplikative Mischstufe** (bei Fremderregung, Oszillatorspannung kapazitiv an  $g_5$ )

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	85 <sup>1)</sup>	64 <sup>1)</sup>	V
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g2}$	47	4,7	k $\Omega$
Oszillatorspannung .....	$U_{osz}$	12	12	V <sub>eff</sub>
Bremsgitter-Ableitwiderstand .....	$R_{g5}$	500	500	k $\Omega$
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	0	-4,6	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	47	85	V
Anodenstrom .....	$I_a$	540	670	$\mu$ A
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	800	1250	$\mu$ A
Mischsteilheit .....	$S_c$	265	10	280 10 $\mu$ A/V
Innenwiderstand .....	$R_{ic}$	0,50	> 5	0,50 > 5 M $\Omega$

**Betriebsdaten als multiplikative Mischstufe** (bei Fremderregung, Oszillatorspannung kapazitiv an  $g_5$ )

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	45	V
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g2}$	0	k $\Omega$
Oszillatorspannung .....	$U_{osz}$	12	V <sub>eff</sub>
Bremsgitter-Ableitwiderstand .....	$R_{g5}$	500	k $\Omega$
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	0	-2,4 V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	45	45 V
Anodenstrom .....	$I_a$	420	$\mu$ A
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	795	$\mu$ A
Mischsteilheit .....	$S_c$	250	10 $\mu$ A/V
Innenwiderstand .....	$R_{ic}$	0,49	> 5 M $\Omega$

Soll die Mischstufe auch im Kurzwellenbereich in die Regelung einbezogen werden, so muß man berücksichtigen, daß zum Gitter  $g_1$  infolge von Laufzeit-Effekten ein Gitterstrom fließt.

**Betriebsdaten als additive Mischstufe** (Triodenschaltung,  $g_2$  und  $g_5$  mit  $a$  verbunden)

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	85 <sup>1)</sup>	85 <sup>1)</sup>	64 <sup>1)</sup>	64 <sup>1)</sup>	V
Überbrückter Vorwiderstand in der Anodenleitung ..	$R_{av}$	0	4,7	0	5,5	k $\Omega$
Gitterableitwiderstand .....	$R_{g1}$	1	1	1	1	M $\Omega$
Anodenstrom .....	$I_a$	1,9	1,7	1,5	1,2	mA
Gitterstrom .....	$I_{g1}$	4,4	3,8	3,1	2,5	$\mu$ A
Mischsteilheit .....	$S_c$	500	490	465	460	$\mu$ A/V
Oszillatorspannung .....	$U_{osz}$	4,0	3,5	3,0	2,5	V <sub>eff</sub>
Innenwiderstand .....	$R_{ic}$	26	26,5	29	28,5	k $\Omega$

**Betriebsdaten als additive Mischstufe** (Triodenschaltung,  $g_2$  und  $g_5$  mit  $a$  verbunden)

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	45	45	V
Überbrückter Vorwiderstand in der Anodenleitung ..	$R_{av}$	0	1,5	k $\Omega$
Gitterableitwiderstand .....	$R_{g1}$	1	1	M $\Omega$
Anodenstrom .....	$I_a$	0,75	0,7	mA
Gitterstrom .....	$I_{g1}$	2,0	2,0	$\mu$ A
Mischsteilheit .....	$S_c$	405	400	$\mu$ A/V
Oszillatorspannung .....	$U_{osz}$	2,0	2,0	V <sub>eff</sub>
Innenwiderstand .....	$R_{ic}$	34	35	k $\Omega$

**Grenzdaten**

Batteriespannung .....	$U_b$	max. 120 <sup>2)</sup>	V
Anodenspannung .....	$U_a$	max. 120	V
Anodenverlustleistung .....	$N_a$	max. 0,25	W
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	max. 90	V
Schirmgitter-Verlustleistung .....	$N_{g2}$	max. 0,15	W
Katodenstrom .....	$I_k$	max. 2,5	mA
Gitterableitwiderstand .....	$R_{g1}$	max. 5,0	M $\Omega$
Bremsgitter-Ableitwiderstand .....	$R_{g5}$	max. 1,5	M $\Omega$
Gitterstrom-Einsatzpunkt ( $I_{g1} = +0,3 \mu$ A) .....	$U_{g1}$	min. 0	V

<sup>1)</sup> Batteriespannung von 67,5 oder 90 V, verringert um die negative Vorspannung der Endröhre.

<sup>2)</sup> Absolutwert 150 V.



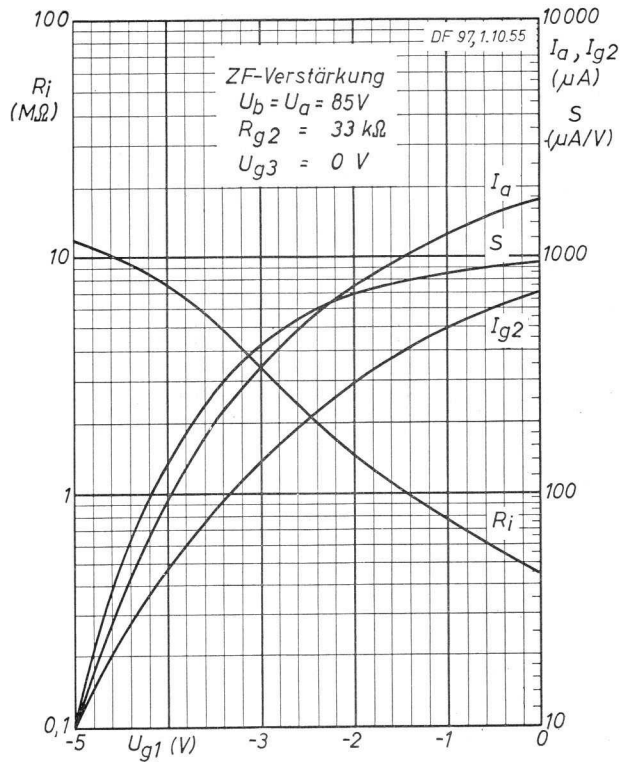


Abb. 15<sub>III</sub> ZF-Verstärkung, Pentodenschaltung. Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Steilheit und Innenwiderstand als Funktion der Steuergitterspannung. Batteriespannung 85 V; Schirmgitterwiderstand 33 k $\Omega$

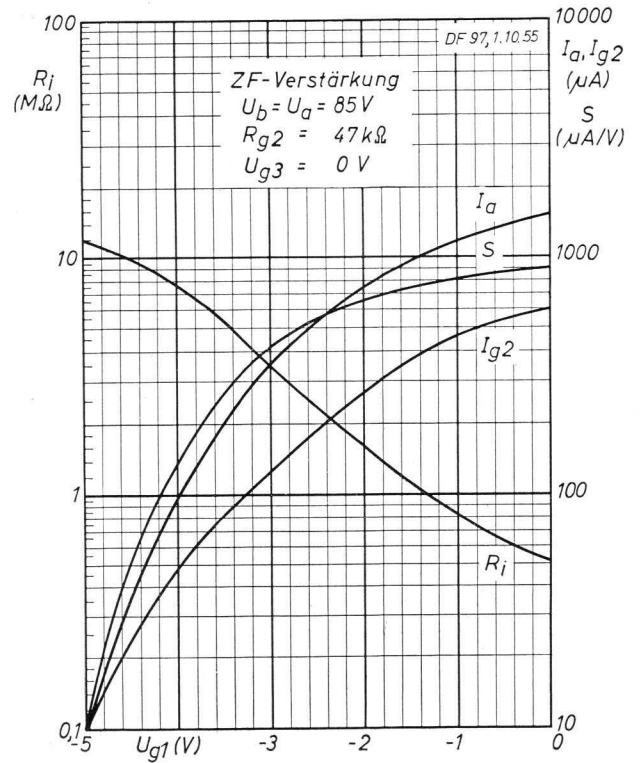


Abb. 14<sub>III</sub> Wie Abb. 15<sub>III</sub>, aber mit einem Schirmgitterwiderstand von 47 k $\Omega$

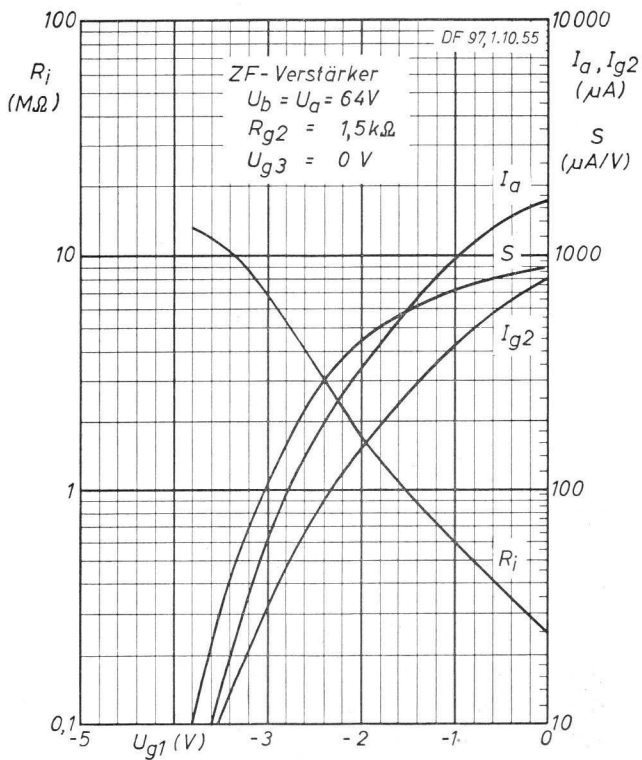


Abb. 15<sub>III</sub> Wie Abb. 15<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 64 V; Schirmgitterwiderstand 1,5 k $\Omega$

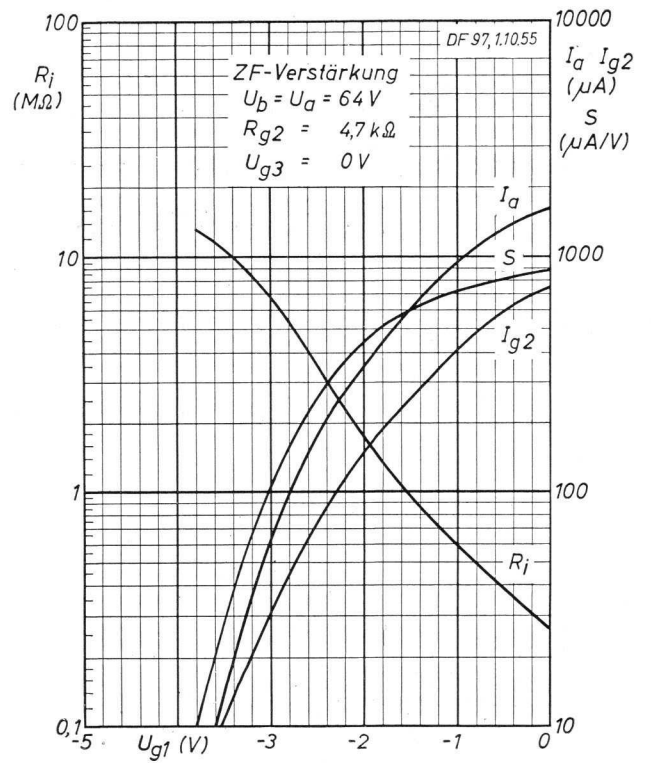


Abb. 16<sub>III</sub> Wie Abb. 15<sub>III</sub>, aber mit einem Schirmgitterwiderstand von 4,7 k $\Omega$

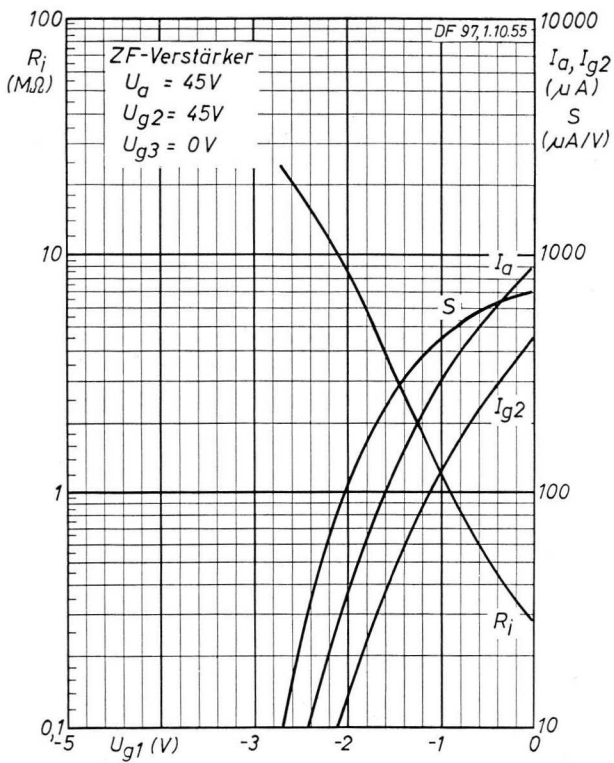


Abb. 17<sub>III</sub> Wie Abb. 15<sub>III</sub>, aber für eine Anoden- und Schirmgitterspannung von 45 V

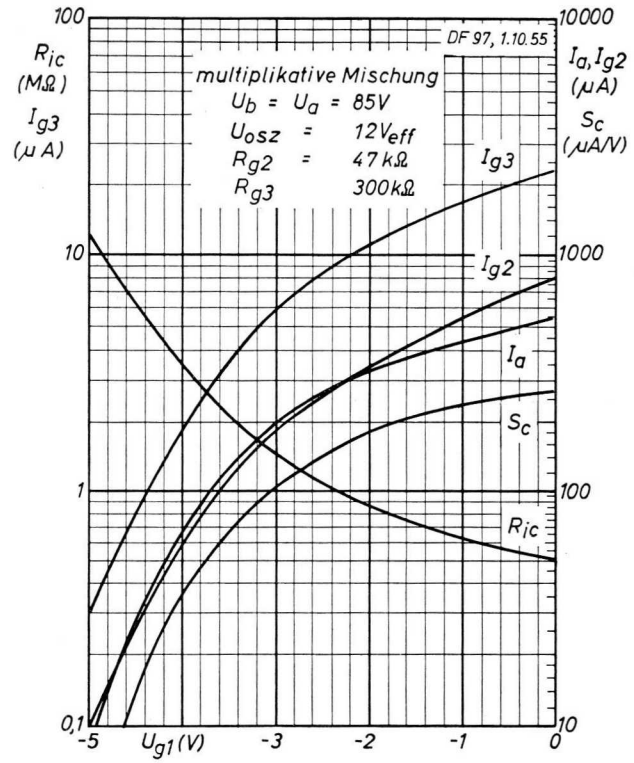


Abb. 18<sub>III</sub> Multiplikative Mischung, Pentodenschaltung. Anodenstrom, Bremsgitterstrom, Schirmgitterstrom, Mischteilheit und Innenwiderstand als Funktion der Steuergitterspannung. Batteriespannung 85 V; Schirmgitterwiderstand 47 k $\Omega$

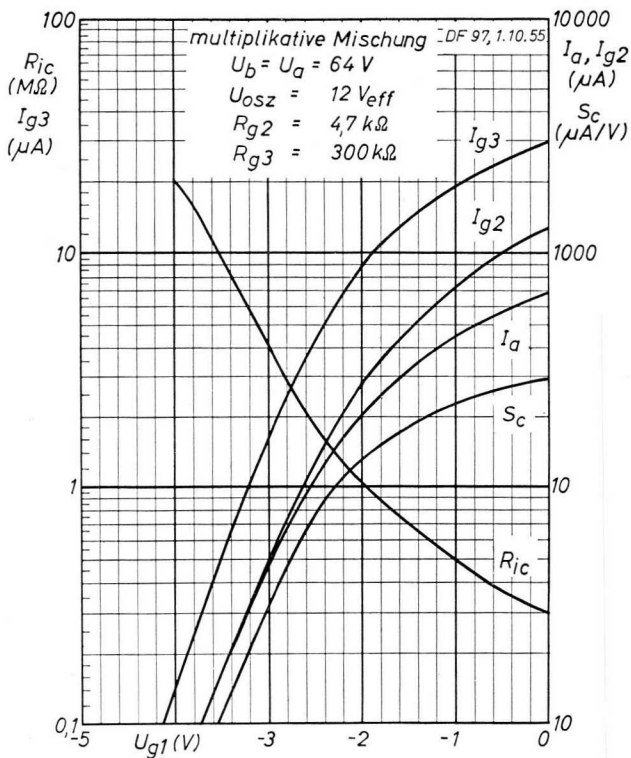


Abb. 19<sub>III</sub> Wie Abb. 18<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 64 V; Schirmgitterwiderstand 4,7 k $\Omega$

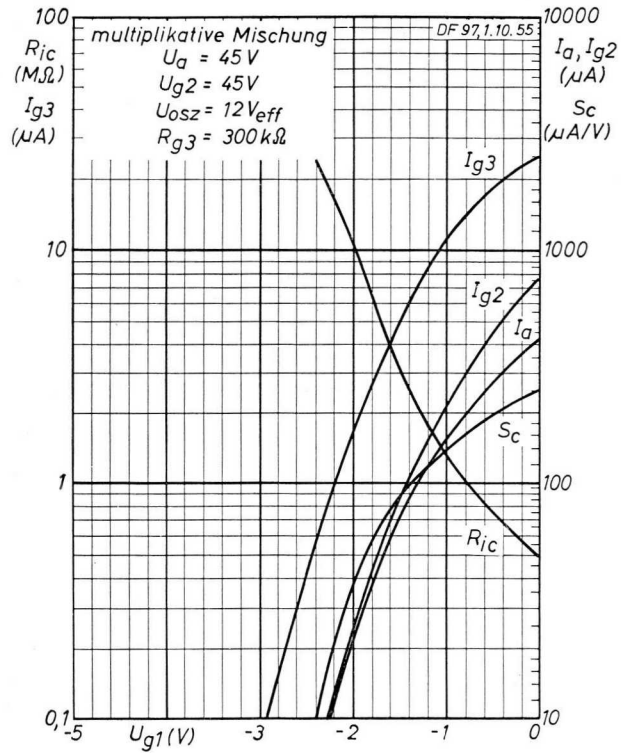


Abb. 20<sub>III</sub> Wie Abb. 18<sub>III</sub>, aber für eine Anoden- und Schirmgitterspannung von 45 V

Abb. 21<sub>III</sub> Additive Mischung, Triodenschaltung. Mischteilheit als Funktion der Oszillatorspannung für verschiedene Batteriespannungen

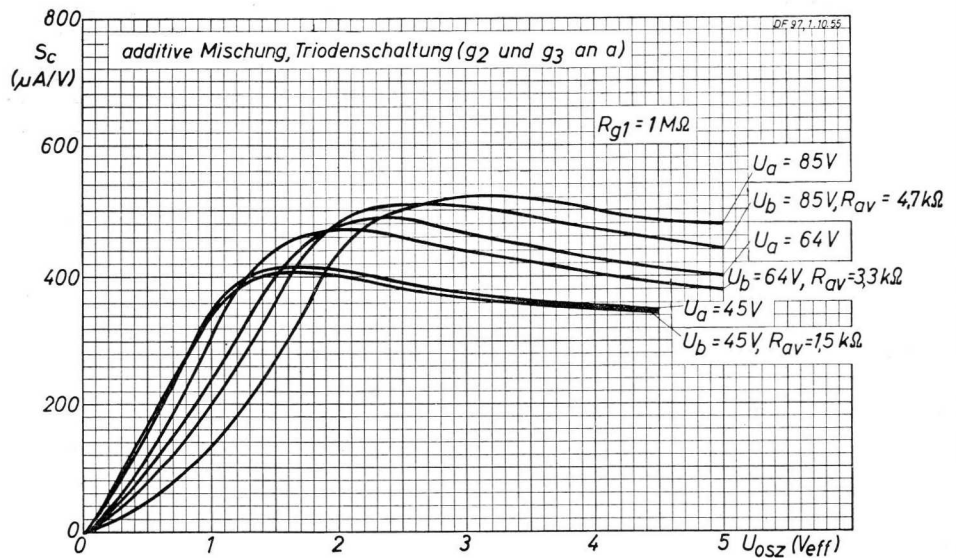


Abb. 22<sub>III</sub> Additive Mischung, Triodenschaltung. Anodenstrom als Funktion der Oszillatorspannung für verschiedene Batteriespannungen

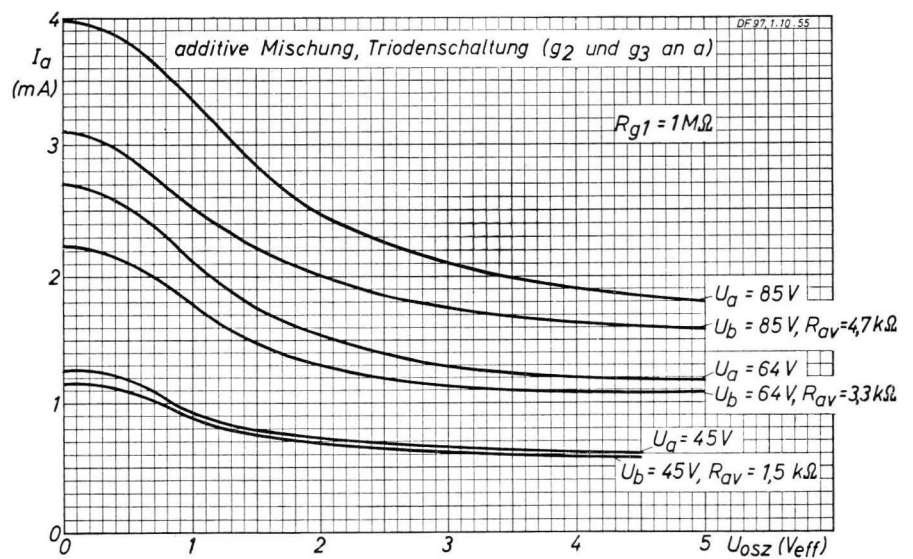
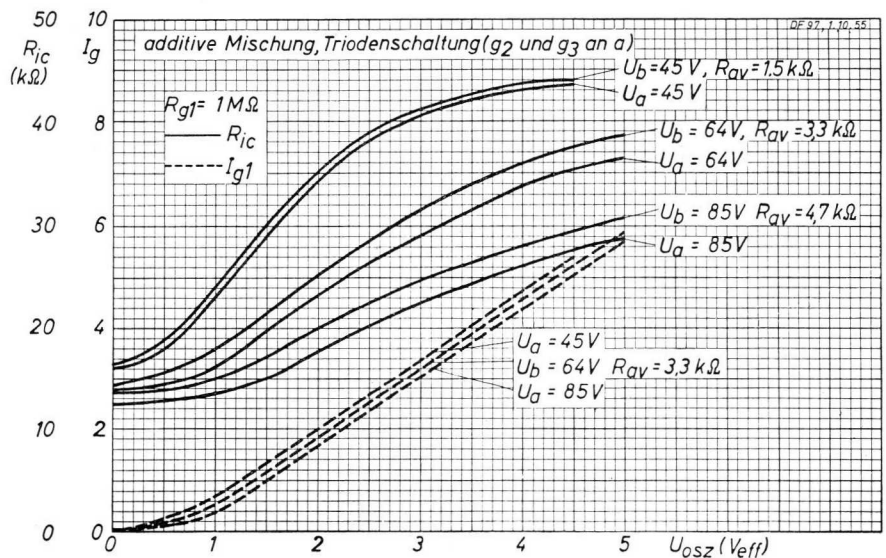


Abb. 25<sub>III</sub> Additive Mischung, Triodenschaltung. Gitterstrom und Innenwiderstand als Funktion der Oszillatorspannung für verschiedene Batteriespannungen



### III. 3) Die regelbare Mischheptode DK 96

Die 25 mA Röhre DK 96 ist eine Heptode, die speziell für AM-Mischstufen mit multiplikativer Mischung bestimmt ist. Ihre Mischsteilheit ist nur wenig kleiner als die der 50 mA Röhre DK 92. Man wird die DK 96 als Mischröhre in allen reinen AM-Batterieempfängern verwenden, die für geringsten Heizstromverbrauch ausgelegt sind. Hin- gegen gibt man für diesen Zweck in FM/AM-Bat- teriegeräten der DF 97 den Vorzug, obwohl sie eine etwas geringere Mischverstärkung (multipli- kativ) liefert, denn bei Umschaltung auf FM läßt sich die DF 97 wesentlich besser zur 10,7 MHz ZF- Verstärkung verwenden als die DK 96.



Abb. 24<sub>III</sub>  
Die Mischheptode DK 96

Als Regelröhre kann die DK 96 in die automa- tische Verstärkungsregelung einbezogen werden. Die Röhre hat nur ein Elektrodensystem, wobei die Gitter  $g_1$  und  $g_2$  als Oszillorteil wirken. Gitter  $g_3$  arbeitet als Steuergitter, dann folgen Schirmgitter, Bremsgitter und Anode. Das Schirmgitter  $g_4$  ist getrennt herausgeführt. Es kann somit kapazitiv geerdet werden, wodurch die Kopplung zwischen Oszillator und Eingangskreis geringer wird als z. B. bei der DK 91, wo  $g_2$  und  $g_4$  verbunden sind. Durch die getrennte Herausführung des Schirm- gitters wird es außerdem möglich, das Schirmgit- terpotential unabhängig von den anderen Span- nungen für optimale Mischsteilheit zu wählen.  $S_c$  beträgt bei 90 V Anodenspannung 500  $\mu\text{A}/\text{V}$ , bei 67,5 V noch 275  $\mu\text{A}/\text{V}$  ( $I_{gt} = 85 \mu\text{A}$ ,  $R_{gt} = 27 \text{k}\Omega$ ).

#### III. 3. a) Spannungsverhältnisse bei der DK 96

Der niedrige Heizstrom der DK 96 bedingt eine geringe statische Steilheit des Oszillatorsystems (0,6 mA/V). Bei Kurzwellenbetrieb mit nahezu verbrauchten Batterien sowie bei Verwendung von

Spulen mit geringer Kreisgüte können sich daher Schwierigkeiten ergeben. Es wurden bei der Röh- renkonstruktion der DK 96 besondere Maßnah- men getroffen, die Funktionsfähigkeit des Oszil- latorsystems auch unter ungünstigen Bedingungen zu gewährleisten.

Von 90 V Batteriespannung verbleiben bei Be- rücksichtigung des Spannungsabfalles zur Vor- spannungserzeugung für die Endröhre 85 V als Speisespannung für die Röhren. Da die Span- nung an  $g_2$  erheblich niedriger sein kann, schaltet man einen Vorwiderstand von 55 k $\Omega$  ein, wodurch der Einfluß einer Batteriespannungs-Absenkung auf den Betrieb weitgehend behoben wird. In Emp- fängern für  $U_b = 90 \text{V}$  und  $U_f = 1,4 \text{V}$  arbeitet der Oszillator auch dann zufriedenstellend, wenn diese Werte auf 65 V bzw. 1,1 V abgesunken sind.

Im Kurzwellenbereich ist die Impedanz des ab- gestimmten Kreises stets erheblich niedriger als im Lang- und Mittelwellen-Bereich. Hier kann man die Arbeitsweise des Oszillators durch Ver- wendung eines Vorwiderstandes von 27 k $\Omega$  ver- bessern. Der Anodenstrom steigt dann bei einer Spannung von 45 V auf etwa 1,7 mA.

Das Schirmgitter  $g_4$  wird zur Erzielung optima- ler Mischsteilheit über einen Widerstand von 120 k $\Omega$  an die Speisespannungsquelle gelegt. Ohne Si- gnal wird die Schirmgitterspannung dann 68 V. Etwas geringere Mischsteilheit erhält man bei Empfängern mit 67,5 V Anodenbatterien. Die ver- fügbare Speisespannung, an die dann das Schirm- gitter ohne Vorwiderstand gelegt wird, beträgt dabei etwa 64 V.

#### III. 3. b) Zusammenhang von Oszillatorspannung und Anodenstrom

Zur Erzielung der optimalen Mischsteilheit kommt man bei der DK 96 mit der ungewöhnlich niedrigen Oszillatorspannung von 4 V<sub>eff</sub> aus. Hier- durch wird es möglich, den Anodenstrom, beson- ders auch im Kurzwellengebiet, klein zu halten, wie im folgenden gezeigt werden soll.

Bezeichnet man das Verhältnis des Scheitelwer- tes der Grundwelle zur Gleichstromkomponente des Oszillator-Anodenstromes mit  $\eta$ , so erhält man

$$\eta = \frac{\hat{I}_{a\sim}}{I_a} = \frac{S_{eff} \cdot \hat{U}_{osz}}{I_a} \quad (1)$$

mit  $S_{eff}$  als dynamische Steilheit und  $\hat{U}_{osz}$  als Scheitelwert der Oszillatorspannung an  $g_1$ .

Der Oszillator genügt der Bedingung

$$|S_{\text{eff}} \cdot t \cdot Z| = 1 \quad (2)$$

mit  $t$  als Verhältnis der Spannungen an der Rückkopplungsspule und am abgestimmten Kreis und  $Z$  als Impedanz des abgestimmten Kreises.

Aus Gl. (1) und (2) erhält man

$$I_a = \frac{\hat{U}_{\text{osz}}}{\eta \cdot t \cdot Z} \quad (5)$$

Die optimale Oszillatorspannung der DK 96 beträgt  $4 V_{\text{eff}}$ . Dabei hat  $\eta$  etwa den Wert 1,4.  $Z$  beträgt im Kurzwellenbereich ungefähr  $5,8 k\Omega$ , wozu ein Wert für  $|t|$  von 0,7 gehört.

Es ergibt sich also ein mittlerer Anodenstrom von

$$I_a = \frac{4 \cdot 1,4}{1,4 \cdot 0,7 \cdot 5,8} = 1,5 \text{ mA}$$

Wären zur Erlangung optimaler Mischsteilheit z. B.  $8 V_{\text{eff}}$  Oszillatorspannung erforderlich, ergäbe sich der doppelte Anodenstrom, also etwa 3 mA.

### III. 5. c) Anmerkungen zur Oszillatorschaltung

Es ist zweckmäßig, den abgestimmten Kreis des Oszillators in die Gitterleitung zu legen. Die Wechselspannungen am Gitter und an der Anode des Oszillatorsystems sind in Gegenphase, d. h., daß die Spannung an  $g_2$  der durch die Wechselspannung an  $g_1$  hervorgerufenen Modulation des Elektronenstromes entgegen wirkt (Demodulations-Effekt). Man hält daher die Spannung an der Oszillator-Anode so klein wie möglich und sollte deswegen den abgestimmten Kreis mit  $g_1$  und die mit wesentlich weniger Windungen versehene Rückkopplungsspule mit  $g_2$  verbinden.

Für die DK 96 mit  $U_{\text{osz}} = 4 V_{\text{eff}}$  bei einem  $|t| = 0,7$  ergibt sich in dieser Schaltungsweise eine Minderung der Mischsteilheit durch Demodulation um weniger als 2%, verglichen mit dem Wert, der bei Fremdsteuerung von  $g_1$  und kapazitiver Erdung von  $g_2$  erreicht werden könnte.

Die in den technischen Daten angegebene Mischsteilheit gilt wegen der Vielfalt der möglichen Kombinationen von Kreis- und Rückkopplungsspulen und der Spannungsverhältnisse für eine Wechselspannung von 0 V an der Oszillatoranode.

Die Rückkopplungswicklung kann entweder parallel oder in Serie gespeist werden. Parallelspeisung ist in Mittel- und Langwellen-Bereichen günstiger, da die Änderungen des Gitterstromes klei-

ner sind als bei Serienspeisung. Allerdings hat der zur Wicklung parallel liegende Vorwiderstand eine Minderung der effektiven Kreisgüte zur Folge, was sich mit Rücksicht auf die ohnehin schon kleine Anschlagsteilheit des Oszillatorteils, besonders bei KW, ungünstig auswirken kann.

Deshalb ist im Kurzwellenbereich Serienspeisung zu bevorzugen, da der Oszillator dabei stabiler arbeitet und besser ausgesteuert wird. Will man bei Wellenbereich-Umschaltungen keinen Wechsel der Speisungsart vornehmen, so entscheidet man sich zweckmäßig für die Serienspeisung.

Auf die Möglichkeit, mittels einer Zusatzspule (Boosterspule) ein Anheben der Rückkopplung am langwelligen Ende des Kurzwellen-Bereiches zu erzielen, wird im Abschnitt e) eingegangen werden.

Der Gitterableitwiderstand muß zur Erzielung des günstigsten Oszillatorbetriebes mit dem positiven Ende des Heizfadens verbunden werden.

### III. 5. d) Kopplung zwischen Oszillatorsystem und Eingangskreis

Über die Röhre erfolgt eine Kopplung zwischen dem Oszillator und dem Eingangskreis.

Die Abb. 25<sub>III</sub> zeigt die für diese Kopplung wesentlichen Kapazitäten.  $C_{g_1g_3}$  und  $C_{g_2g_3}$  sind dabei die um die Schaltkapazitäten vergrößerten inneren Elektrodenkapazitäten.  $C_{\text{ind}}$  wird durch die von der Elektronenwolke zwischen  $g_2$  und  $g_3$  induzierten Ladungen verursacht (Induktions-Effekt). Die Dichtemodulation dieser Wolke durch den Oszillator verursacht Ströme im Eingangskreis mit einer

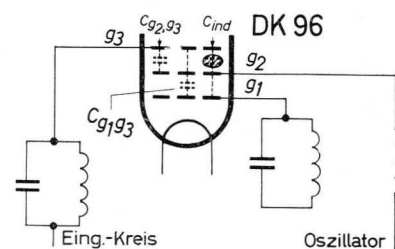


Abb. 25<sub>III</sub> Kopplungskapazitäten zwischen Oszillator- und Eingangskreis

Phase, welche  $C_{\text{ind}}$  als eine negative Kapazität erscheinen lassen. Diese Kapazität wirkt nur in einer Richtung, da die Spannung an  $g_3$  praktisch keinen Einfluß auf die die Katode umgebende Raumladung hat, während andererseits die Modulation der Raumladung zwischen  $g_2$  und  $g_3$  nur geringen Einfluß auf das erste Gitter hat.

Die Gesamtkopplung zwischen Oszillatorteil und Eingangskreis kann nun ersetzt werden durch die Wirkung einer Kapazität

$$C_K = C_{g1g5} + C_{g2g5} \cdot t + C_{ind}$$

Hierin ist wiederum  $t$  das Verhältnis der Wechselspannungen an  $g_2$  und  $g_1$ . Da  $t$  negativ ist, wird auch das  $t$  enthaltende Glied negativ. Ebenfalls negativ ist  $C_{ind}$ , positiv ist nur  $C_{g1g5}$ . In der Praxis überwiegen meist die negativen Glieder und  $C_K$  erscheint dann als eine negative Kapazität, über die ein Teil der Oszillatorspannung in den Eingangskreis übertragen wird.

Nachstehend soll untersucht werden, wie die in den Eingangskreis induzierte Oszillatorspannung mit den Daten der Mischstufe zusammenhängt.

Faßt man den Oszillator und  $C_K$  als Stromquelle kleiner Eigenimpedanz auf, erhält man ein Ersatzschaltbild gemäß Abb. 26III.

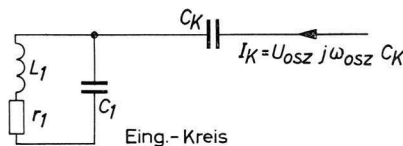


Abb. 26III Ersatzschaltbild für die Rückwirkung des Oszillators auf den Eingangskreis

Die im Eingangskreis induzierte Oszillatorspannung  $U_{ant\ osz}$  berechnet sich dann wie folgt:

Es ist  $U_{ant\ osz} = I_K \cdot Z_I$  mit  $Z_I$  als Impedanz des Eingangskreises

$$Z_I = Z_{I0} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}} \quad (Z_{I0} = \text{Resonanzimpedanz})$$

$$\text{mit } \beta = \frac{\omega_{osz}}{\omega_I} - \frac{\omega_I}{\omega_{osz}}$$

$$Q = \frac{\omega_I L_I}{r_I} \quad (r_I = \text{Serienwiderstand})$$

Bei AM-Empfang kann man im allgemeinen 1 gegen  $\beta^2 Q^2$  vernachlässigen, so daß

$$Z_I \approx Z_{I0} \cdot \frac{1}{\beta Q}$$

Setzt man  $I_K = U_{osz} \cdot j\omega_{osz} \cdot C_K$  ein, so erhält man

$$\left| \frac{U_{ant\ osz}}{U_{osz}} \right| \approx Z_{I0} \cdot \frac{r_I C_K}{L_I} \cdot \frac{\omega_{osz}^2}{(\omega_{osz} - \omega_I)(\omega_{osz} + \omega_I)}$$

Nun kann man setzen

$$Z_{I0} \approx \frac{L_I}{r_I (C_I + C_K)}$$

und

$$\omega_{ZF} = \omega_{osz} - \omega_I$$

Damit ergibt sich

$$\left| \frac{U_{ant\ osz}}{U_{osz}} \right| \approx \frac{C_K}{C_I + C_K} \cdot \frac{\omega_{osz}^2}{(\omega_{osz} + \omega_I) \omega_{ZF}}$$

Mit der Beziehung

$$C_I + C_K \approx \frac{L_I}{\omega_I^2}$$

wird dann

$$\left| \frac{U_{ant\ osz}}{U_{osz}} \right| \approx \frac{C_K}{L_I} \cdot \frac{\omega_I^2 \cdot \omega_{osz}^2}{(\omega_{osz} + \omega_I) \omega_{ZF}}$$

Nach Ausdividieren des Ausdrucks

$$\frac{\omega_{osz}^2}{\omega_{osz} + \omega_I} = \frac{(\omega_I + \omega_{ZF})^2}{2\omega_I + \omega_{ZF}} = \frac{\omega_I^2 + 2\omega_I \omega_{ZF} + \omega_{ZF}^2}{2\left(\omega_I + \frac{\omega_{ZF}}{2}\right)}$$

erhält man schließlich, wenn man das Restglied der Division

$$\frac{\omega_{ZF}^2}{4\left(\omega_I + \frac{\omega_{ZF}}{2}\right)}$$

vernachlässigt (wegen  $\omega_{ZF} \ll \omega_I$ ),

$$\left| \frac{U_{ant\ osz}}{U_{osz}} \right| \approx \frac{C_K \cdot \omega_I^2}{2L_I \omega_{ZF}} \cdot \left(\omega_I + \frac{5}{2} \omega_{ZF}\right)$$

Die auftretende Störspannung ist also annähernd der Koppelkapazität und der Oszillatorspannung sowie der dritten Potenz der Empfangsfrequenz direkt und der Zwischenfrequenz umgekehrt proportional.

Das Vorhandensein der Kapazität  $C_K$  beeinflusst die Wirkungsweise der Mischstufe auf folgende Weise:

- Die Oszillatorspannung wird teilweise über die Antenne abgestrahlt.
- Die Oszillatorfrequenz wird bei Kapazitätsabweichungen vom exakten Wert der Eingangskreis-Kapazität „mitgenommen“.
- Der Oszillator wird durch den Eingangskreis bedämpft. Kommt die Resonanzfrequenz der Serienschaltung von  $C_K$  und Eingangskreis zu sehr in die Nähe der Oszillatorfrequenz, so kann die Dämpfung so groß werden, daß der Oszillator aussetzt.

Im Lang- und Mittelwellen-Bereich bereiten die hier aufgezählten Erscheinungen noch keine Schwierigkeiten, wohl aber im Kurzwellen-Bereich.

Zur Verminderung dieser Effekte dienen die folgenden Maßnahmen:

- Man wählt eine hohe Zwischenfrequenz, um den Abstand der Resonanzfrequenzen von Oszillator- und Eingangskreis möglichst groß zu halten. Die übliche Zwischenfrequenz von 450 kHz ist dabei ausreichend, wenn auch die Punkte 2, 3 und 4 beachtet werden.

- 2) Man führt die Gleichlauf-Einstellung sehr sorgfältig durch, um den Gewinn durch die hoch gewählte ZF nicht wieder zu verlieren.
- 3) Man hält den Gütefaktor des Eingangskreises so niedrig, wie es mit Rücksicht auf die erforderliche Vorselektion und Verstärkung noch zulässig ist. Kommen nämlich  $C_K$  und Eingangskreis bei der Oszillatorfrequenz in Resonanz, so ist der in den Oszillatorkreis übertragene Parallelwiderstand dem Gütefaktor des Eingangskreises umgekehrt proportional.
- 4) Man neutralisiert die wirksame negative Kapazität zwischen  $g_1$  und  $g_5$  durch Überbrückung dieser Elektroden mit einer positiven Kapazität. Damit vermindert man den Einfluß von Impedanzänderungen des Eingangskreises auf die Oszillatorfrequenz (Mitnahme-Effekt); in diesem Zusammenhang wird auch der Einfluß der AVR auf die Oszillatorfrequenz herabgesetzt. Eine wirksame Neutralisation ist schon durch Einschaltung einer positiven Kapazität von 1,5–2 pF zwischen  $g_1$  und  $g_5$  zu erreichen. Dies ermöglicht, daß die DK 96 im normalen Kurzwellenbereich noch mit automatischer Verstärkungsregelung arbeiten kann.

Diese Maßnahmen reichen hin, um sowohl die Abstrahlung der Oszillatorfrequenz als auch den Mitnahme-Effekt ausreichend zu kompensieren.

Ideale Kompensation ist praktisch nicht erreichbar. Dies hat folgende Gründe:

Die Lage der negativen Raumladung zwischen  $g_2$  und  $g_5$  hängt von den Potentialen an  $g_2$  und  $g_4$  und damit von der Oszillatortension ab. In den üblichen Schaltungen liegt in Serie mit  $g_2$  ein Vorwiderstand, so daß die automatische Vorspannung für das Oszillatorsystem auch das mittlere Potential dieser Elektrode beeinflußt. Eine völlige Kompensation wäre daher nur bei fester Einstellung möglich.

Berücksichtigt man noch die Laufzeit der Elektronen und die Tatsache, daß die Spannungen an  $g_1$  und  $g_2$  nicht genau gegenphasig sind, so wird erklärlich, daß die Kopplung bei Frequenzen über 20 MHz nicht mehr allein durch eine äquivalente, negative Kapazität dargestellt werden kann. Bei hohen Frequenzen entspricht die Kopplung dann einer Kombination von einer Kapazität mit einem Widerstand. Ideale Kompensation wäre nur durch eine entsprechende Zusammenschaltung von Kondensator und Widerstand möglich. Dabei wäre jedoch der Widerstandswert nur bei einer einzigen Frequenz richtig. Dagegen hat sich gezeigt, daß die rein kapazitive Kompensation noch bis zu Frequenzen von 20 MHz eine Einbeziehung der DK 96 in die Regelung erlaubt.

### III. 3. e) Aufbau einer Mischstufe mit der DK 96

Abb. 27<sub>III</sub> zeigt den Aufbau einer AM-Mischstufe mit der DK 96 für die drei Wellenbereiche

1) Kurzwellenbereich	6,0 – 18,7 MHz
2) Mittelwellenbereich	530 – 1530 kHz
3) Langwellenbereich	150 – 360 kHz
(ZF = 475 kHz)	

Der Oszillatorteil wird in allen Bereichen mit Serienspeisung und abgestimmtem Gitterkreis betrieben. Bei Verwendung von Massekern-Spulen im Oszillatorteil wird zwischen Schwingkreis- und Rückkopplungs-Spule eine festere Kopplung erreicht, als sie mit Luftspulen möglich ist.

Die Rückkopplung wird auf diese Weise weniger frequenzabhängig. Überdies wirkt die Dämpfung durch den Kern der Impedanz-Erhöhung am kurzwelligen Ende des Wellenbereiches entgegen, so daß über die einzelnen Wellenbereiche eine wesentliche Verbesserung in der Konstanz der Oszillatortension resultiert. Zusammen mit der hohen Qualität der hier verwendeten Massekern-Spulen (genaue Spulendaten siehe S. 69) ist es dadurch möglich, die Schwankungen des Oszillatortromes gering zu halten – im Lang- und Mittelwellenbereich innerhalb der Grenzen von ca. 90–150  $\mu$ A. Im Kurzwellen-Bereich genügen die eben beschriebenen Maßnahmen nicht, und der Schwankungs-Bereich wird erheblich größer (ca. 80–200  $\mu$ A). Um die daraus resultierenden unerwünschten hohen Schwankungen der Mischsteilheit zu vermeiden, wurde eine Zusatzspule  $L_B$  (Booster-Spule) zur Anhebung der Rückkopplung am langwelligen Ende des Kurzwellen-Bereiches eingeschaltet; diese bildet zusammen mit der Rückkopplungsspule  $L_2$  und der Festkapazität von 68 pF einen abgestimmten Kreis, dessen Resonanzfrequenz bei 4,8 MHz liegt.

Durch die Verwendung der Booster-Spule werden der Oszillatortrom am kurzwelligen Ende und die Frequenzverwerfung beim Regeln stark verringert, während die anderen HF-Eigenschaften sich nicht wesentlich ändern.

Oberhalb ca. 10 MHz macht sich in stärkerem Maße der oben beschriebene Induktionseffekt bemerkbar. Zur Neutralisation ist ein Trimmer-Kondensator  $C_N$  (0,5 bis 3,5 pF) eingeschaltet. Die Neutralisation soll vor dem Abgleich bei der oberen Grenzfrequenz des KW-Bereiches (18,7 MHz) vorgenommen werden. Da sich der Wert der negativen Kapazität ( $\approx 2$  pF) in diesem Bereich nur wenig mit der Frequenz ändert, ist es auch möglich, die Neutralisation am oberen Gleichlaufpunkt (im vorliegenden Fall 16,9 MHz) einzustellen, ohne die HF-Verhältnisse bei 18,7 MHz ungünstig zu beein-

flussen. Hierzu wird der Antennenkreis ungefähr auf die Oszillatorfrequenz abgestimmt und der Neutralisations-Kondensator so eingestellt, daß die Oszillatorspannung am Signalgitter minimal wird. Nach dieser einmaligen Einstellung kann

dann der Abgleich in der üblichen Weise erfolgen.

Die Dimensionierung der Spulen für den Oszillatorteil ist im Abschnitt IV dieses Heftes unter „Empfängerbeschreibungen“ auf S. 69 angegeben.

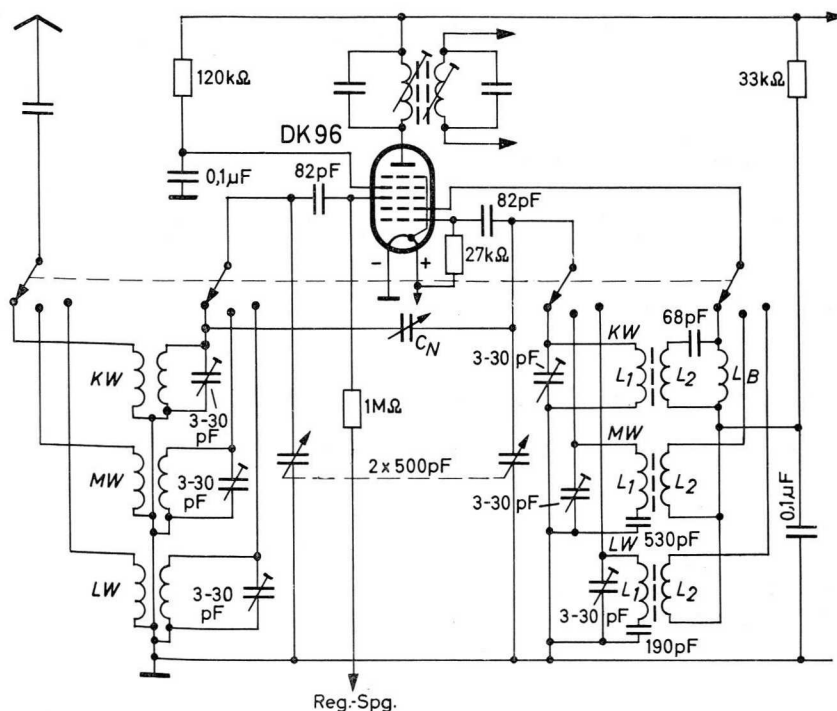


Abb. 27<sub>III</sub> Multiplikative Mischschaltung mit der DK 96

**Technische Daten der Mischröhre DK 96**

**Heizung**

direkt durch Gleichstrom  
Parallel- oder Serienseisung

Parallelseisung:

Heizspannung .....	$U_f$	1,4 V
Heizstrom .....	$I_f$	25 mA

Serienseisung siehe Seite 15

**Kapazitäten**

Eingangskapazität .....	$C_{g5}$	=	7,4 pF
Ausgangskapazität .....	$C_a$	=	8,1 pF
Eingangskapazität des Oszillators .....	$C_{g1}$	=	5,9 pF
Ausgangskapazität des Oszillators .....	$C_{g2}$	=	4,8 pF
Kapazität zwischen Anode und Steuergitter .....	$C_{ag5}$	<	0,56 pF
Kapazität zwischen Anode und Oszillator-Anode .....	$C_{ag2}$	<	0,5 pF
Kapazität zwischen Anode und Oszillatorgitter .....	$C_{ag1}$	<	0,11 pF
Kapazität zwischen Oszillator- und Steuergitter .....	$C_{g1g5}$	<	0,2 pF
Kapazität zwischen Oszillatorgitter und Oszillator-Anode .....	$C_{g1g2}$	=	5 pF
Kapazität zwischen Oszillator-Anode und Steuergitter .....	$C_{g2g5}$	=	1,6 pF

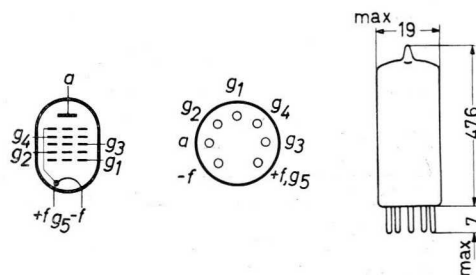


Abb. 28<sub>III</sub> Elektrodenschema, Anschlüsse und Abmessungen der Mischröhre DK 96



**Betriebsdaten**

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	45	64 <sup>1)</sup>	85 <sup>1)</sup>	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g4}$	45	64	68	V
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g5}$	0	0	0	V
Oszillator-Anodenspannung .....	$U_{g2}$	50	55	55	V
Wechselspannung am Oszillatorgitter .....	$U_{osz (g1)}$	4	4	4	V <sub>eff</sub>
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g4}$	0	0	120	kΩ
Oszillator-Anodenwiderstand .....	$R_{g2}$	12	18	55	kΩ
Ableitwiderstand am Oszillatorgitter .....	$R_{g1}^{2)}$	27	27	27	kΩ
Anodenstrom .....	$I_a$	0,56	0,55	0,6	mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g4}$	0,15	0,12	0,14	mA
Oszillator-Anodenstrom .....	$I_{g2}$	1,5	1,6	1,5	mA
Oszillator-Gitterstrom .....	$I_{g1}$	85	85	85	μA
Mischsteilheit .....	$S_c$	525	275	500	μA/V
Innenwiderstand .....	$R_{ic}$	0,55	0,75	0,8	MΩ
Steuergitter-Vorspannung für $S_c' = 1/100 S_c$ .....	$U_{g5}$	-4,4	-4,5	-6,5	V
Äquivalenter Rauschwert .....	$r_{aeq}$		110	100	kΩ

**Kenndaten des Oszillatorteils ( $g_1$  verbunden mit +f)**

Anodenspannung .....	$U_a$	64	85	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g4}$	64	64	V
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g5}$	0	0	V
Spannung an der Oszillator-Anode .....	$U_{g2}$	55	55	V
Strom zur Oszillator-Anode .....	$I_{g2}$	1,7	1,7	mA
Steilheit zwischen $g_2$ und $g_1$ .....	$S_{g2g1}$	0,6	0,6	mA/V
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen $g_2$ und $g_1$ .....	$\mu_{g2g1}$	7,5	7,5	

**Grenzdaten**

Batteriespannung .....	$U_b$	max. 90 <sup>3)</sup>	V
Anodenspannung .....	$U_a$	max. 90	V
Anodenverlustleistung .....	$N_a$	max. 0,15	W
Schirmgitterspannung .....	$U_{g4}$	max. 90	V
Schirmgitter-Verlustleistung .....	$N_{g4}$	max. 0,05	W
Spannung der Oszillator-Anode .....	$U_{g2}$	max. 60	V
Verlustleistung der Oszillator-Anode .....	$N_{g2}$	max. 0,1	W
Katodenstrom .....	$I_k$	max. 2,6	mA
Ableitwiderstand am Steuergitter (an -f angeschlossen) .....	$R_{g5}$	max. 5	MΩ
Ableitwiderstand am Oszillatorgitter .....	$R_{g1}$	max. 100	kΩ
Gitterstrom-Einsatzpunkt ( $I_{g5} = +0,5 \mu A$ ) .....	$U_{g5}$	min. 0,75	V

<sup>1)</sup> Batteriespannung von 67,5 oder 90 V, verringert um die negative Vorspannung der Endröhre

<sup>2)</sup>  $R_{g1}$  verbunden mit +f

<sup>3)</sup> Absolutwert 110 V

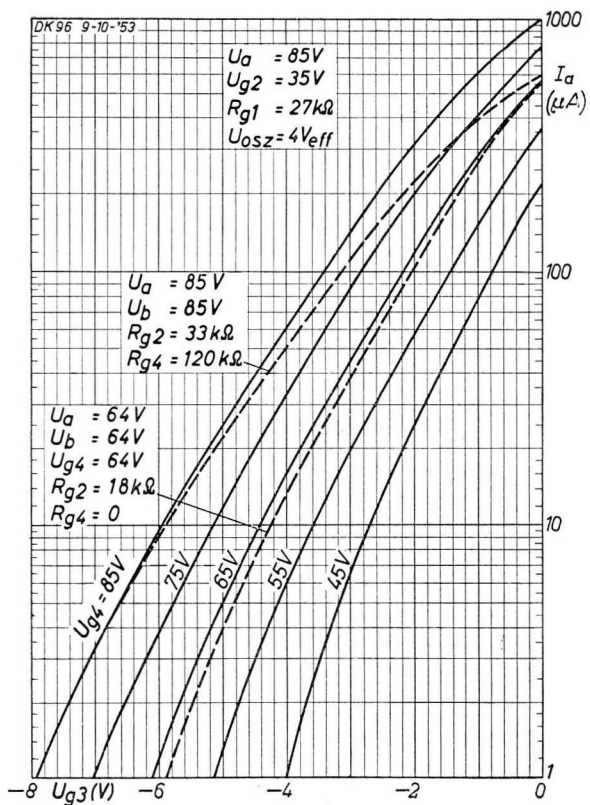


Abb. 29<sub>III</sub> Anodenstrom als Funktion der Steuergitterspannung für verschiedene Schirmgitterspannungen. Anodenspannung 85 V (ausgezogene Linie). Die gestrichelten Linien gelten für eine Batteriespannung von 85 V bei Einschaltung eines Schirmgitter-Widerstandes von 120 kΩ bzw. bei Anoden- und Schirmgitterspannungen von 64 V

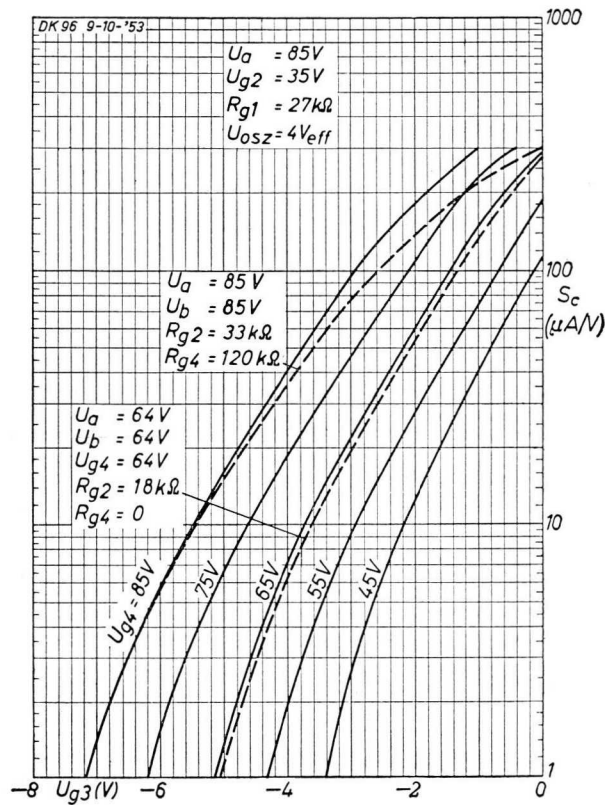


Abb. 50<sub>III</sub> Mischsteilheit als Funktion der Steuergitterspannung unter den gleichen Bedingungen wie in Abb. 29<sub>III</sub>

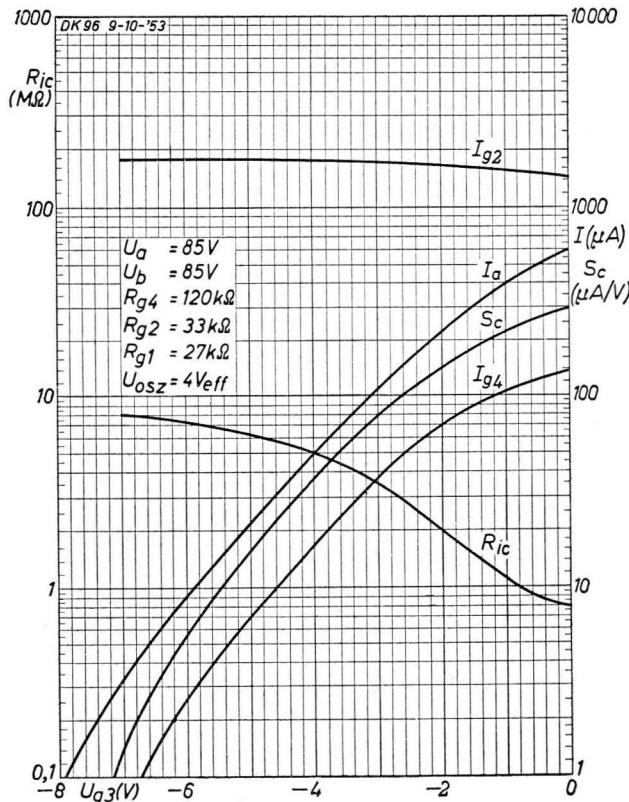


Abb. 51<sub>III</sub> Anodenstrom, Oszillator-Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Mischsteilheit und Innenwiderstand als Funktion der Steuergitterspannung. Batteriespannung 85 V

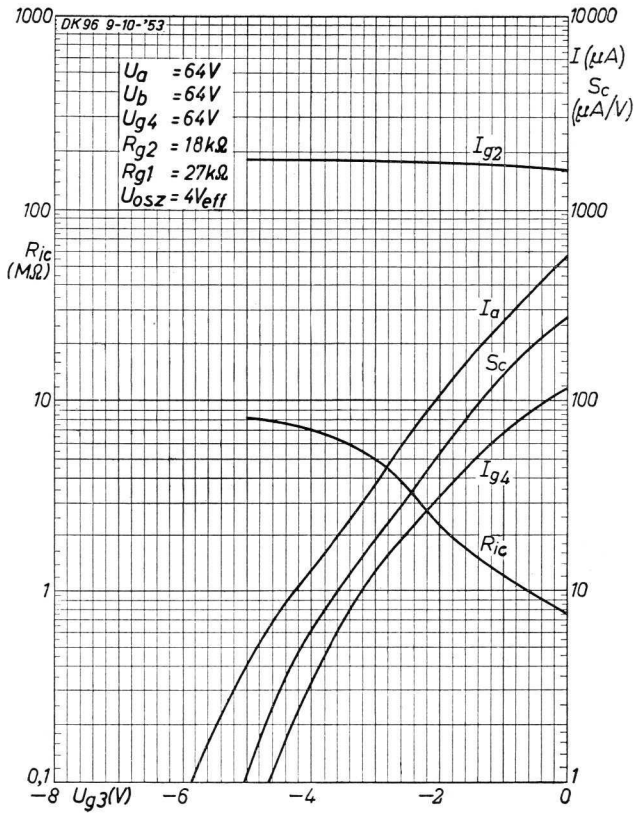


Abb. 52<sub>III</sub> Wie Abb. 51<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 64 V

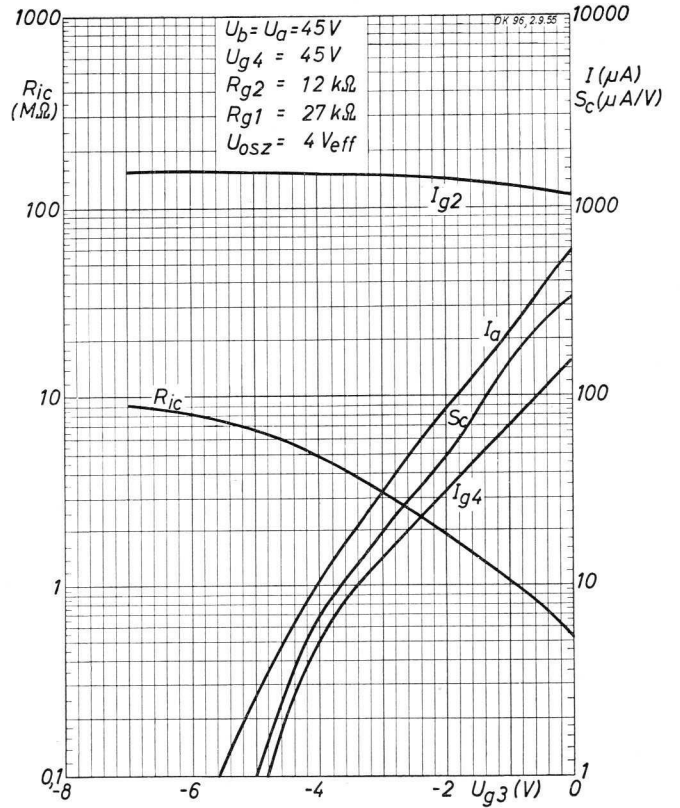


Abb. 53<sub>III</sub> Wie Abb. 51<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 45 V

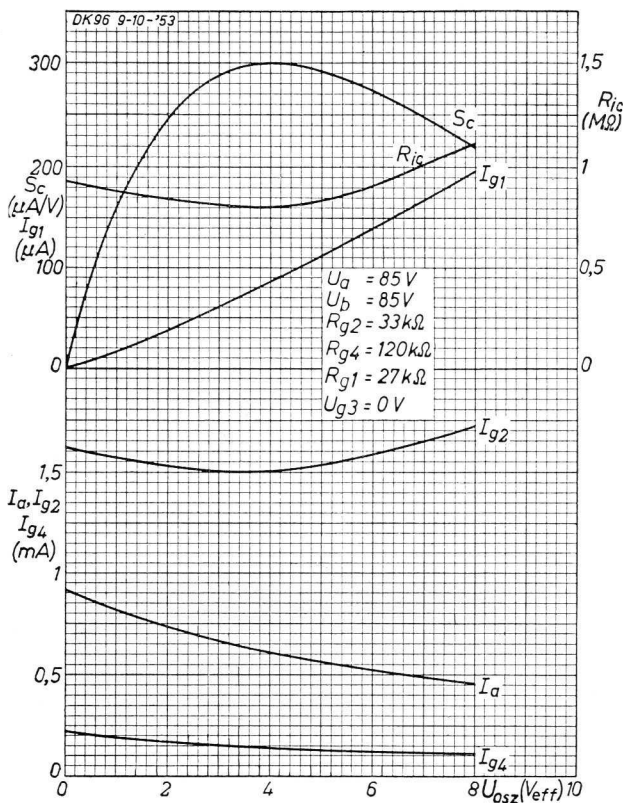


Abb. 54<sub>III</sub> Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Oszillator-Anodenstrom, Oszillator-Gitterstrom, Mischsteilheit des Oszillators und Innenwiderstand als Funktion der Oszillatorspannung. Batteriespannung 85 V

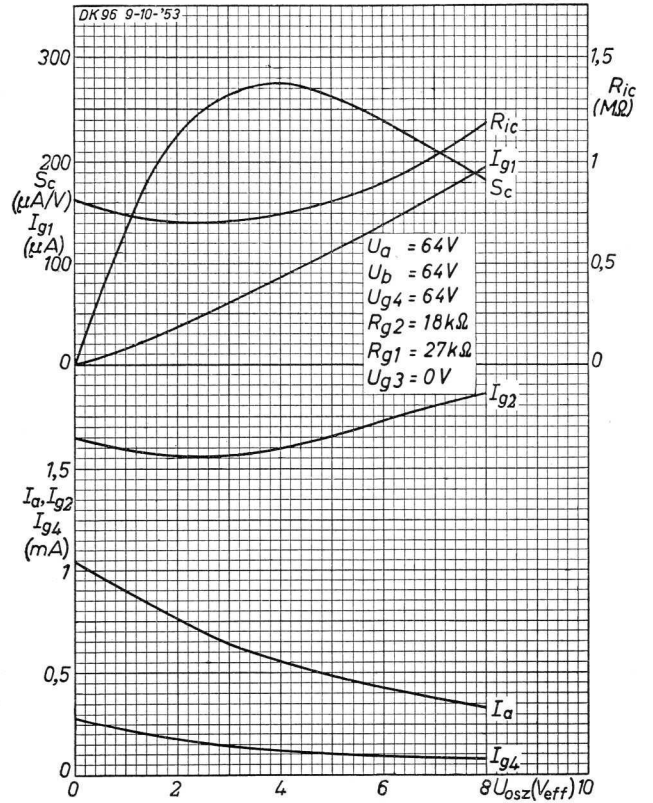


Abb. 55<sub>III</sub> Wie Abb. 54<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 64 V

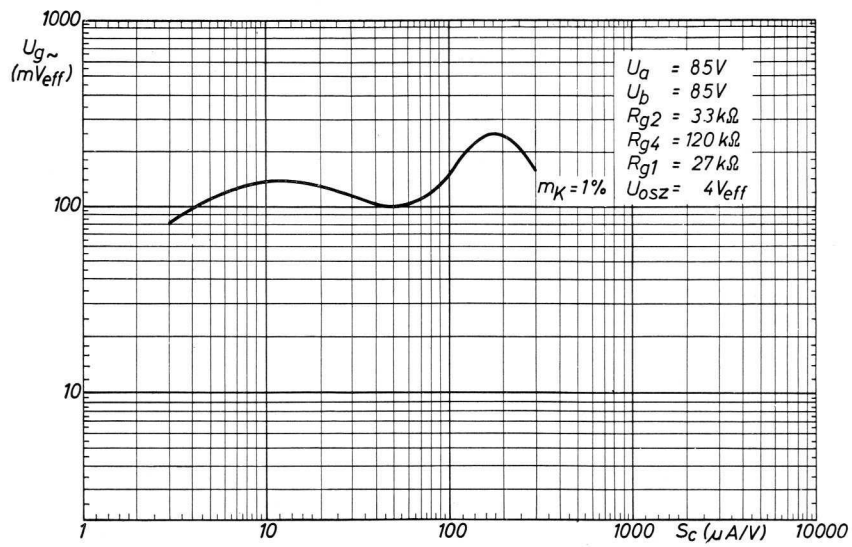


Abb. 56<sub>III</sub> Gitter-Wechselspannung als Funktion der Mischsteilheit bei einer Kreuzmodulation von 1%. Batteriespannung 85 V

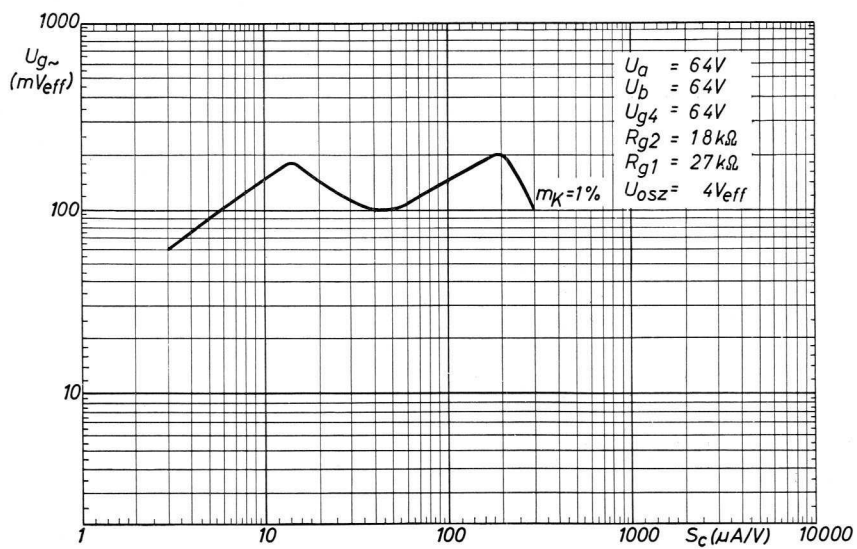


Abb. 57<sub>III</sub> Wie Abb. 50<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 64 V

### III. 4) Die Regelpentode DF 96

Die 25 mA Röhre DF 96 ist für HF- und ZF-Stufen bestimmt und entspricht der elektrisch etwa gleichwertigen DF 91 mit 50 mA Heizstrom.

Sie hat bei 2,2 mA Katodenstrom eine Steilheit von 850  $\mu\text{A/V}$  und ist für automatische Verstärkungsregelung geeignet.

Die DF 96 sollte bei  $U_b = 90\text{ V}$  vorzugsweise mit gleitender Schirmgitterspannung betrieben werden. Der zugehörige Widerstand muß dann 59  $\text{k}\Omega$



Abb. 58<sub>III</sub>  
Die Regelpentode DF 96

sein. In dieser Betriebsweise sind die Verzerrungen kleiner als bei fester Schirmgitterspannung.

Die Röhre ist mit einem relativ feinmaschigen Steuergitter gebaut, da bei der kleinen Heizleistung sonst nicht die genannte Steilheit erreicht würde. Das hat jedoch zur Folge, daß der Aussteuerbereich etwas kleiner ist als bei der DK 96

und daß, wenn die Röhre in Geräten mit 67,5 V Anodenbatterie ohne Vorwiderstand in der Schirmgitterleitung betrieben wird, bei starken Signalen Modulationsverzerrungen auftreten. Es empfiehlt sich daher in solchen Geräten, der DF 96 einen kleineren Teil der Regelspannung zuzuführen als der DK 96.

Man kann die DF 96 mit der DK 96 über einen gemeinsamen Vorwiderstand betreiben, da die Schirmgitterspannungen beider Röhren gleich sind. Der Wert dieses Widerstandes bei  $U_b = 90\text{ V}$  soll dann 55  $\text{k}\Omega$  betragen. Diese Schaltung empfiehlt sich jedoch nicht für BGW-Empfänger, bei denen die Steuergitter an einem Spannungsteiler liegen. Die Streuungen in den Widerständen, die den Teiler bilden, würden sich in beträchtlichen Streuungen der Empfindlichkeit innerhalb einer Empfängerserie auswirken. Nur wenn die Gitter der DK 96 und der DF 96 gegen ihre eigenen Heizfäden vorgespannt sind, kann man einen gemeinsamen Vorwiderstand verwenden. Die hierdurch erzielte Einsparung ist jedoch von einem Nachteil begleitet: Innerhalb der Toleranzen liegende Streuungen des Schirmgitterstromes der DF 96 haben nämlich einen erheblichen Einfluß auf die Verstärkung der DK 96, da der Schirmgitterstrom dieser Röhre wesentlich kleiner als der der DF 96 ist. Auch können hierdurch größere Streuungen der Gesamtempfindlichkeit gleicher Empfänger entstehen, als es bei Verwendung getrennter Vorwiderstände der Fall wäre.

#### Technische Daten der HF-Pentode DF 96

##### Heizung

direkt durch Gleichstrom  
Parallel- oder Serienspeisung

Parallelspeisung:

Heizspannung .....	$U_f$	1,4	V
Heizstrom .....	$I_f$	25	mA

Serienspeisung siehe Seite 15

##### Kapazitäten

Eingangskapazität .....	$C_{g1}$	=	3,5	pF
Ausgangskapazität .....	$C_a$	=	7,8	pF
Kapazität zwischen Anode und Steuergitter .....	$C_{ag1}$	<	0,01	pF

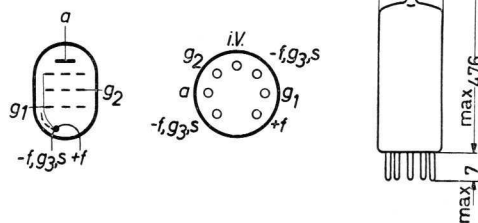


Abb. 59<sub>III</sub> Elektrodenschema, Anschlüsse und Abmessungen der HF-Pentode DF 96

**Betriebsdaten**

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	85 <sup>1)</sup>	64 <sup>1)</sup>	V
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g2}$	59	0	k $\Omega$
Steuergritter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	0	-5,5	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	64	85	V
Anodenstrom .....	$I_a$	1,65	1,65	mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	0,55	0,55	mA
Steilheit .....	$S$	850	10	$\mu\text{A}/\text{V}$
Innenwiderstand .....	$R_i$	1,0	> 10	M $\Omega$
Äquivalenter Rauschwiderstand .....	$r_{aeq}$	14	14	k $\Omega$
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen $g_2$ und $g_1$ ....	$\mu_{g2g1}$	18	18	

**Betriebsdaten**

Batterie- und Anodenspannung .....	$U_b=U_a$	45	V
Schirmgitterwiderstand .....	$R_{g2}$	0	$\Omega$
Steuergritter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	0	-2,95 V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	45	V
Anodenstrom .....	$I_a$	0,85	mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	0,28	mA
Steilheit .....	$S$	650	10 $\mu\text{A}/\text{V}$
Innenwiderstand .....	$R_i$	1,0	> 10 M $\Omega$
Äquivalenter Rauschwiderstand .....	$r_{aeq}$	12	k $\Omega$
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen $g_2$ und $g_1$ ....	$\mu_{g2g1}$	18	

**Grenzdaten**

Batteriespannung .....	$U_b$	max. 120 <sup>2)</sup>	V
Anodenspannung .....	$U_a$	max. 120	V
Anodenverlustleistung .....	$N_a$	max. 0,25	W
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	max. 90	V
Schirmgitter-Verlustleistung .....	$N_{g2}$	max. 0,1	W
Katodenstrom .....	$I_k$	max. 2,2	mA
Gitterableitwiderstand .....	$R_{g1}$	max. 5	M $\Omega$
Gitterstrom-Einsatzpunkt ( $I_{g5} = + 0,5 \mu\text{A}$ ) .....	$U_{g1}$	min. 0	V

<sup>1)</sup> Batteriespannung von 67,5 oder 90 V, verringert um die negative Vorspannung der Endröhre

<sup>2)</sup> Absolutwert 150 V

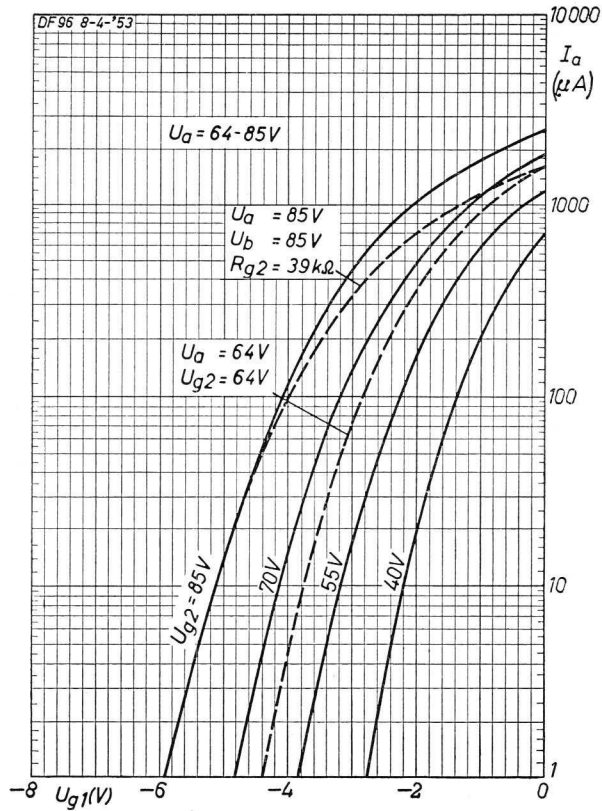


Abb. 40<sub>III</sub> Anodenstrom als Funktion der Steuergitterspannung für verschiedene Schirmgitterspannungen. Anodenspannung 64 bis 85 V (ausgezogene Linien). Die gestrichelten Linien gelten für eine Batteriespannung von 85 V bei Einschaltung eines Schirmgitterwiderstandes von 39 kΩ bzw. bei Anoden- und Schirmgitterspannungen von 64 V

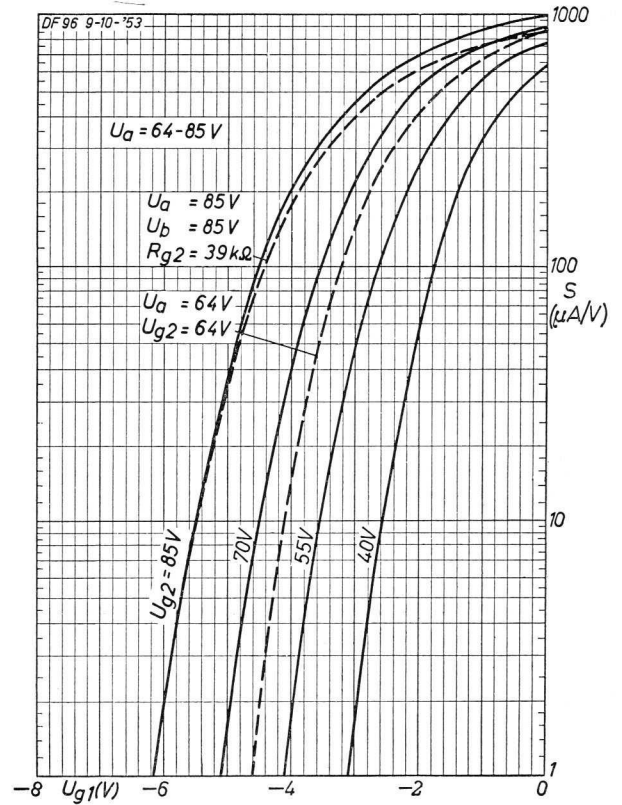


Abb. 41<sub>III</sub> Steilheit als Funktion der Steuergitterspannung unter den gleichen Bedingungen wie in Abb. 40<sub>III</sub>

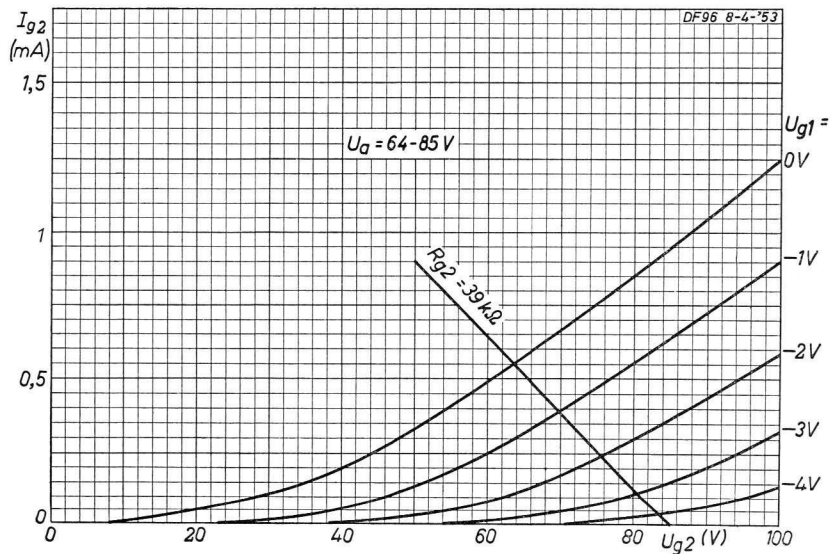


Abb. 42<sub>III</sub> Schirmgitterstrom als Funktion der Schirmgitterspannung für verschiedene Steuergitterspannungen. Anodenspannung 64 bis 85 V

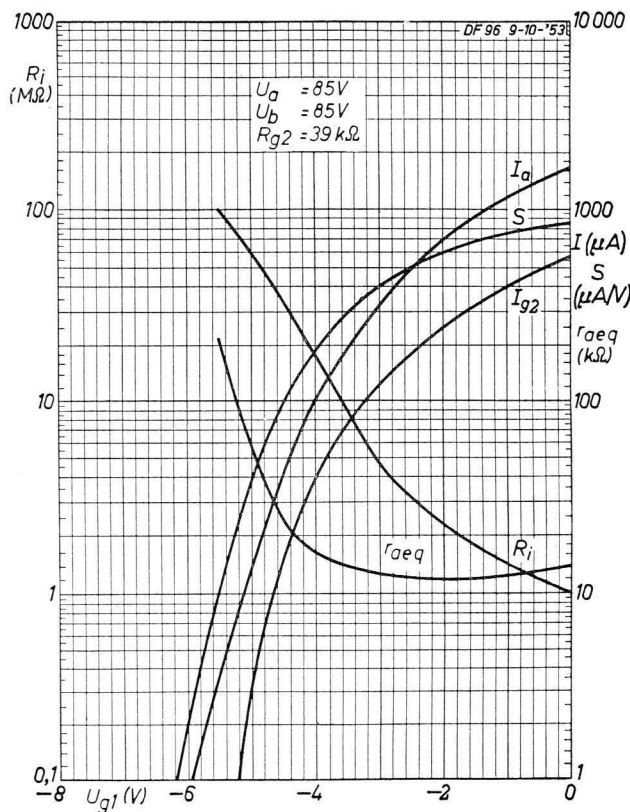


Abb. 45<sub>III</sub> Anoden- und Schirmgitterstrom, Steilheit, Innenwiderstand und äquivalenter Rauschwert als Funktion der Steuergitterspannung. Batteriespannung 85 V

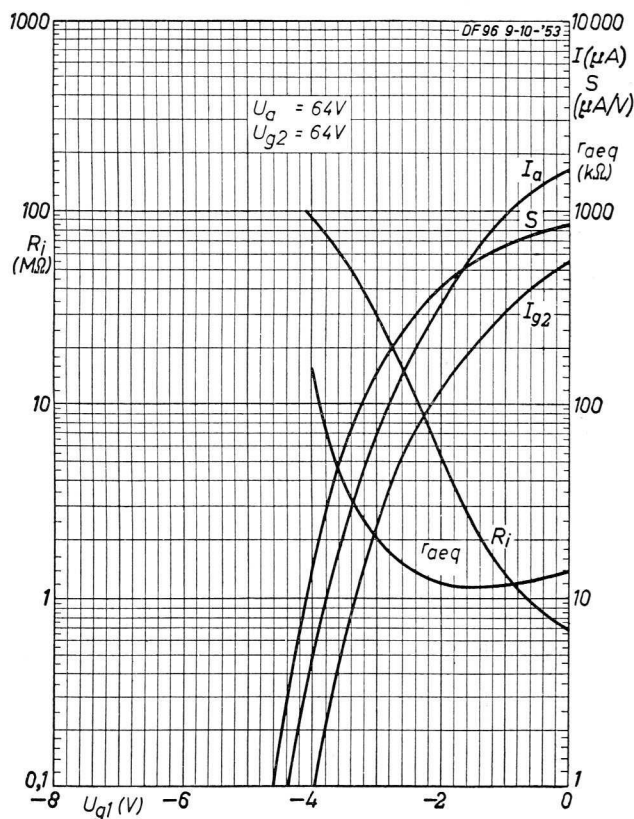


Abb. 44<sub>III</sub> Wie in Abb. 45<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 64 V

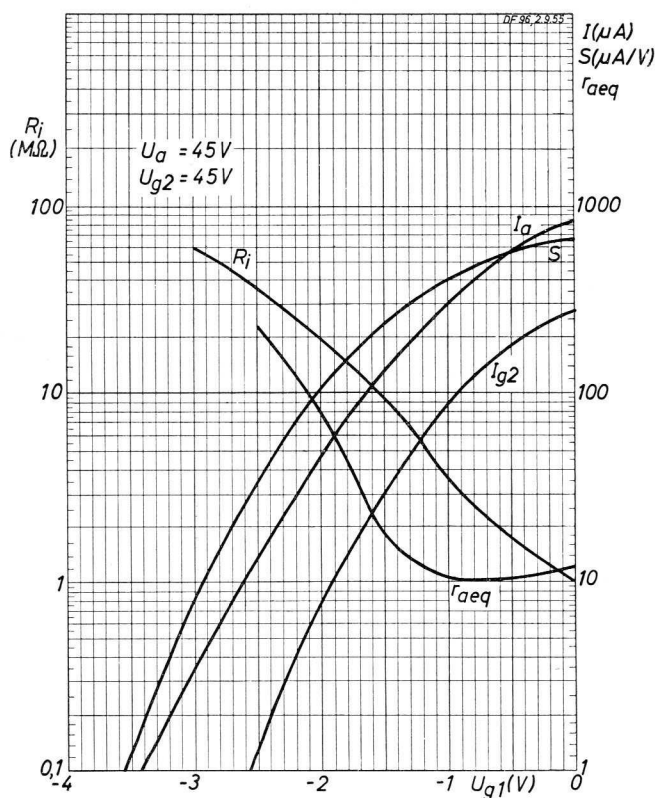


Abb. 45<sub>III</sub> Wie Abb. 45<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 45 V



### III. 5) Die Diode-NF-Pentode DAF 96

Die DAF 96 hat einen Diodenteil zur AM-Gleichrichtung und Regelspannungserzeugung sowie einen Pentodenteil zur NF-Verstärkung.

In der in Abb. 47<sub>III</sub> wiedergegebenen Schaltung ist die maximal zu erreichende Verstärkung etwa 70fach. Man kann eine Ausgangsspannung von  $5 V_{\text{eff}}$  mit dem geringen Klirrfaktor von ca. 2% erreichen. Da zur Vollaussteuerung der DL 96 nur  $3,5 V_{\text{eff}}$  benötigt werden, ist die DAF 96 als Steuerstufe für die DL 96 gut geeignet. Sie trägt dabei zur Gesamtverzerrung nur wenig bei.



Abb. 46<sub>III</sub>  
Die Diode-NF-Pentode DAF 96

Bei Verwendung als Triode (Schirmgitter mit Anode verbunden) ist die Verstärkung ca. 12fach, wobei der Klirrfaktor für  $5 V_{\text{eff}}$  Ausgangsspannung zwischen 1 und 2,5% liegt, solange die Betriebsspannung größer als 64 V ist.

Für Schaltungen mit  $10 M\Omega$  Gitterableitwiderstand soll der Belastungswiderstand der Diode auf  $0,5 M\Omega$  begrenzt werden, damit das Verhältnis von Wechsel- zu Gleichstrom-Lastwiderstand nicht zu klein wird. Für eine Belastung von  $1 M\Omega$  nimmt man als Gitterableitwiderstand  $22 M\Omega$ .

Die NF-Verstärkerröhre ist in Batteriegeräten am anfälligsten für Mikrofonie. Bei der DAF 96 brauchen in normalen Empfängern mit einer Eingangsspannung  $> 20 \text{ mV}$  für  $50 \text{ mW}$  Ausgangsleistung keine besonderen Maßnahmen gegen Mikrofonie-Erscheinungen getroffen zu werden, wenn der Frequenzgang des ganzen Verstärkers so ver-

läuft, daß bei  $4000 \text{ Hz}$ , verglichen mit  $800 \text{ Hz}$ , ein Abfall von  $5 \text{ dB}$  besteht. Ein solcher Frequenzverlauf ist leicht mit einem Kondensator über der Primärwindung des Ausgangsübertragers zu erreichen.

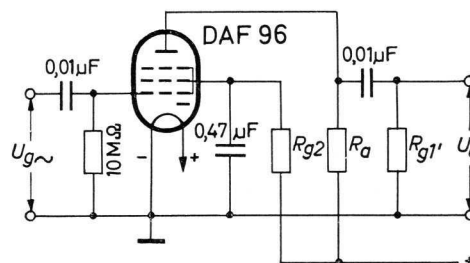


Abb. 47<sub>III</sub> Pentodenteil der DAF 96 als NF-Verstärker

Bei anderen Anwendungen, wenn die DAF 96 mit Eingangsspannungen  $< 20 \text{ mV}$  für  $50 \text{ mW}$  Ausgangsleistung betrieben werden soll, ist federnde Sockelung angezeigt. In extremen Fällen empfiehlt sich eine schallabschirmende Umhüllung.

Der für die Grenze der Mikrofonie-Empfindlichkeit etwa einzuhaltende Frequenzgang ist aus Abb. 48<sub>III</sub> zu entnehmen. Wird die DAF 96 mit der DL 96 gemeinsam verwendet, muß die Korrektur



Abb. 48<sub>III</sub> Grenzkurve für die Korrektur des Gesamt-Frequenzganges bei Mikrofonie

des Frequenzganges hinter der DL 96 erfolgen. Sonst kann man die entsprechenden Schaltglieder hinter der DAF 96 anbringen.

# Technische Daten der Diode-NF-Pentode DAF 96

## Heizung

direkt durch Gleichstrom  
Parallel- oder Serienspeisung

Parallelspeisung:

Heizspannung .....	$U_f$	1,4	V
Heizstrom .....	$I_f$	25	mA

Serienspeisung siehe Seite 15

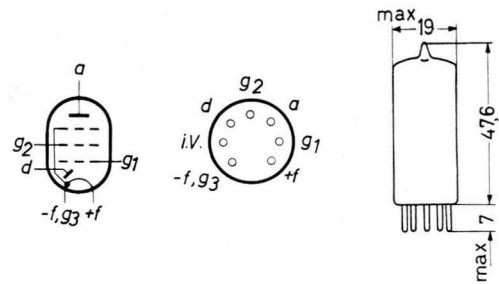


Abb. 49III Elektrodenschema, Anschlüsse und Abmessungen der Diode-NF-Pentode DAF 96. Die Diode liegt gegenüber - f

## Kapazitäten

Eingangskapazität .....	$C_{g1}$	=	1,8	pF
Ausgangskapazität .....	$C_a$	=	2,7	pF
Kapazität zwischen Steuergitter und Anode .....	$C_{ag1}$	<	0,3	pF
Kapazität zwischen Dioden-Anode und Heizfaden .....	$C_d$	=	1,1	pF
Kapazität zwischen Dioden-Anode und Pentoden-Anode .....	$C_{da}$	<	0,9	pF
Kapazität zwischen Dioden-Anode und Steuergitter .....	$C_{dg1}$	<	0,03	pF

## Kenndaten

Anodenspannung .....	$U_a$	67,5	V
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	67,5	V
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	-1,5	V
Anodenstrom .....	$I_a$	170	$\mu$ A
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	55	$\mu$ A
Steilheit .....	$S$	170	$\mu$ A/V
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen $g_2$ und $g_1$ .....	$\mu_{g2g1}$	16	

## Betriebsdaten des Pentodenteils als NF-Verstärker<sup>1) 2)</sup>

### Pentodenschaltung (Dimensionierung wie Abb. 47III)

$U_b$ (V)	$R_a$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_{g^{*3}}$ (M $\Omega$ )	$I_a$ ( $\mu$ A)	$I_{g2}$ ( $\mu$ A)	$g$	$K_{ges}$ (%) ( $U_o = 5 V_{eff}$ )
45	0,47	1,2	1,0	48	15,5	55	4,5
45	0,47	1,2	1,5	48	15,5	59	5,5
64	1	2,7	1	42	15	50	5,5
64	1	2,7	2,2	42	15	65	1,8
85	1	2,7	1	64	21	55	1,4
85	1	2,7	2,2	64	21	70	2,4

### Triodenschaltung (Dimensionierung wie Abb. 47III, aber $g_2$ an a)<sup>2)</sup>

$U_b$ (V)	$R_a$ (M $\Omega$ )	$R_{g^{*3}}$ (M $\Omega$ )	$I_a$ ( $\mu$ A)	$g$	$K_{ges}$ (%) ( $U_o = 5 V_{eff}$ )
45	0,47	1,0	38	11,5	4,5
45	0,47	1,5	38	12	5,5
64	0,47	1	70	12	2,0
64	0,47	2,2	70	12,5	1,5
64	1	1	38	12	2,5
64	1	2,2	38	15	1,5
85	0,47	1	110	12,5	1,0
85	0,47	2,2	110	15	1,0
85	1	1	56	12,5	1,2
85	1	2,2	56	15,5	1,2

1) Die mit Rücksicht auf Mikrofonie zulässigen Empfindlichkeitswerte sind auf Seite 48 angegeben.

2) Vorspannung nur durch  $R_{g1}$ .

3)  $R_{g^*}$  Gitterableitwiderstand der folgenden Röhre.

Grenzdaten des Pentodenteils

Batteriespannung .....	$U_b$	max. 120 <sup>1)</sup>	V
Anodenspannung .....	$U_a$	max. 120	V
Anodenverlustleistung ....	$N_a$	max. 0,05	W
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	max. 90	V
Schirmgitterverlustleistung	$N_{g2}$	max. 0,01	W
Katodenstrom .....	$I_k$	max. 0,25	mA
Gitterableitwiderstand.....	$R_{g1}$	max. 5	MΩ
Gitterableitwiderstand.....	$R_{g1}$	max. 22 <sup>2)</sup>	MΩ
Gitterstrom-Einsatzpunkt ( $I_{g1} = +0,5 \mu A$ ) .....	$-U_{g1}$	max. 0,2	V

Grenzdaten des Diodenteils

Sperrspannung .....	$-U_d$	max. 100	V
Diodenstrom .....	$I_d$	max. 0,2	mA
Diodenspitzenstrom .....	$I_{d\,sp}$	max. 1,2	mA

<sup>1)</sup> Absolutwert 150 V

<sup>2)</sup> Vorspannung nur durch  $R_{g1}$ , kein Widerstand in der Katodenleitung

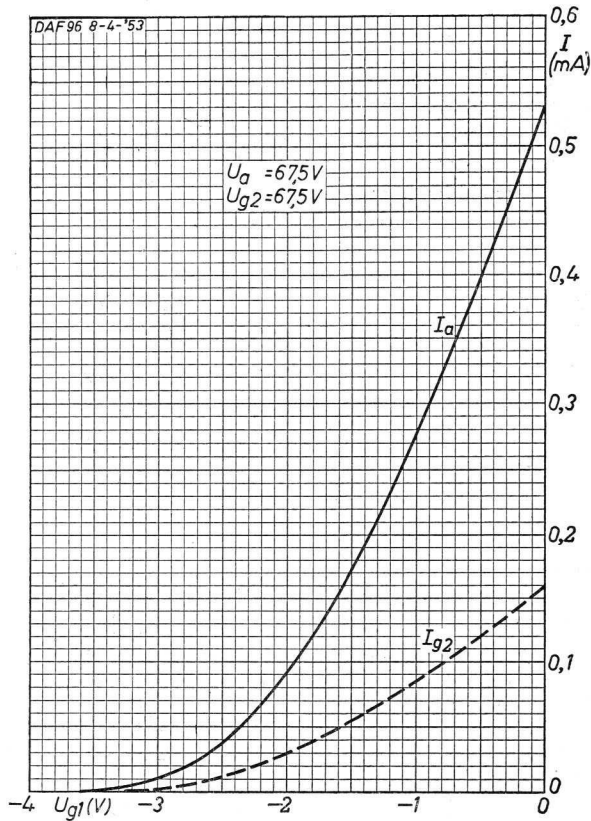


Abb. 50<sub>III</sub> Anoden- und Schirmgitterstrom als Funktion der Steuergitterspannung. Batteriespannung 67,5 V

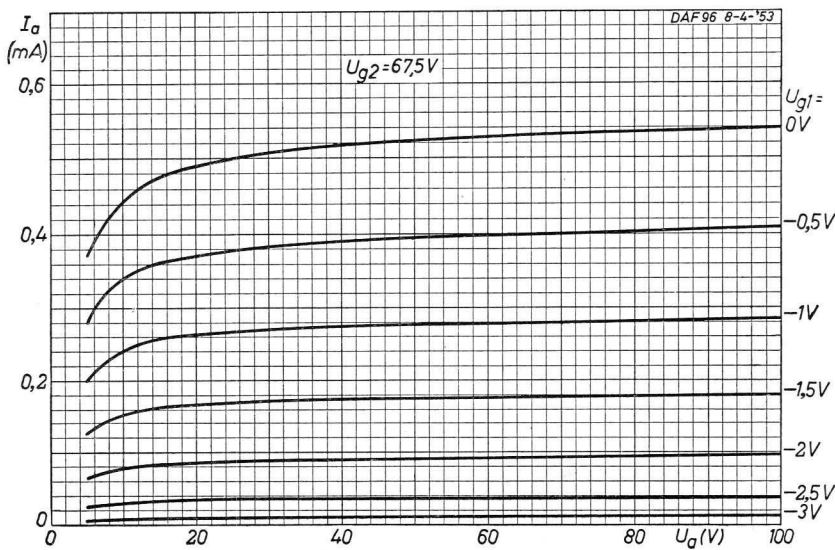


Abb. 51<sub>III</sub> Anodenstrom als Funktion der Anodenspannung für verschiedene Steuergitterspannungen. Schirmgitterspannung 67,5 V

### III. 6) Die Endröhre DL 96

Die DL 96 ist für die Endverstärkung in Batterie- und BGW-Geräten bestimmt. Sie hat zwei Heizfäden für je 1,4 V und 25 mA, die entweder parallel oder in Serie geschaltet werden können. Die Röhre ist für eine Anodenspannung von 90 V entwickelt. Aber auch für Spannungen bis 67,5 V ist der Gitter-Aussteuerbereich noch hinreichend.

Mit einer Röhre im Klasse-A-Betrieb (bei parallel geschalteten Heizfäden) und einer 90 V Anodenbatterie erhält man eine Ausgangsleistung von 200 mW bei 10% Klirrfaktor. Die für diese Leistung erforderliche Gitterwechselspannung beträgt  $U_{g\sim} = 5,5 V_{\text{eff}}$  (sie wird durch die DAF 96 mit niedrigem Klirrfaktor geliefert). Der Katodenstrom beträgt in diesem Fall nur 5,9 mA. Unter diesen Bedingungen ist die Summe aus Heizlei-



Abb. 52111  
Die Endröhre DL 96

stung und Anodenverlustleistung etwa 600 mW, so daß sich für die DL 96 ein Gesamtwirkungsgrad von ca. 33% ergibt, ein Wert, der die bisher für Batterie-Endröhren üblichen übersteigt. Der Anodenwirkungsgrad in dieser Einstellung beträgt 42,5%. Bei  $U_b = 67,5 V$  erhält man 100 mW bei 10% Klirrfaktor.

Verwendet man nur einen der beiden Heizfäden, so liefert die DL 96 in dieser Sparschaltung die halbe Ausgangsleistung, während der Wirkungsgrad unverändert bleibt, da auch der Katodenstrom nur die Hälfte seines vollen Wertes erreicht. Der Außenwiderstand für optimale Leistung ändert sich dann von 15 k $\Omega$  bei parallel geschalteten Fäden auf 25 k $\Omega$  bei der Sparschaltung.

Man kann die Heizfäden der DL 96 auch in Serie schalten, z. B. wenn sie aus einer 2,8 V Batterie gespeist werden sollen, oder wenn sie im Serien-Heizkreis von BGW-Empfängern liegen. Bei 90 V Batteriespannung erhält man dann eine Ausgangsleistung von 150 mW bei 4,4 mA Katodenstrom.

Diese Leistungsminderung bei Serienschaltung gegenüber Parallelschaltung der Heizfäden ergibt sich daraus, daß der maximal zulässige Emissionsstrom je Heizfaden 3,0 mA beträgt. Da das Gitterpotential der Endröhre gegen die beiden Fäden unterschiedlich ist, erreicht der Faden auf der negativen Seite die zulässige Emission schon, wenn der Faden auf der positiven Seite erst 1,4 mA zum Gesamt-Katodenstrom beiträgt.

Für batteriegespeiste Verstärker, besonders für stationäre Batterie-Empfänger, die eine höhere Ausgangsleistung erfordern, kann man die DL 96 auch in Gegentakt-Endstufen der Klassen B oder AB verwenden. Bei Parallelspeisung der Heizfäden und  $U_b = 90 V$  ergeben sich als Ausgangsleistungen 420 mW in Klasse AB, 440 mW in Klasse B. Hierbei ergibt die Klasse-B-Einstellung eine geringere Beanspruchung der Anodenbatterie und einen höheren Wirkungsgrad. Jedoch erfordert die B-Einstellung eine feste Gittervorspannung. Der Klirrfaktor ergibt sich zu 2,6%. Für  $U_b = 67,5 V$  stellt sich die Ausgangsleistung auf 235 mW.

Für Empfänger mit höherer Ausgangsleistung wird heute bei Geräten mit Parallelheizung im allgemeinen der Gegentakt-AB-Betrieb bevorzugt, bei dem die Vorspannung durch einen Katodenwiderstand erzeugt wird. Da über diesen gewöhnlich der ganze Katodenstrom der Geräte fließt, ist in den Daten der DL 96 ein zusätzlicher Strom von 3,5 mA durch den Katodenwiderstand angenommen worden. Die Änderung dieses Stromes bei automatischer Regelung ist nur von geringem Einfluß auf die Endstufe.

Klasse-B oder -AB-Betrieb der Endröhren ist nicht zu empfehlen, wenn der gesamte Empfänger mit 25 mA Serienheizung betrieben wird. Die Schwankungen des Katodenstromes der Endröhren hätten einen ungünstigen Einfluß auf die Heizspannungen der übrigen Röhren. Werden die Röhren jedoch mit 2,8 V Batterien gespeist, können die Heizfäden jeder Endröhre in Serie und die entsprechenden Teile beider Röhren parallel geschaltet werden. Der negativere Heizfaden ist dann mit einem Widerstand zu shunten, der bei B-Betrieb 560  $\Omega$  für  $U_b = 90 V$  und 1000  $\Omega$  für  $U_b = 67,5 V$  beträgt. Die entsprechenden Werte für AB-Betrieb sind 350  $\Omega$  und 470  $\Omega$ . Die Ausgangsleistungen sind dabei um etwa 15% kleiner als bei Parallelspeisung der Heizfäden.

Für die Mikrofonie-Empfindlichkeit gilt das bereits bei der Beschreibung der DAF 96 gesagte.

## Technische Daten der Endpentode DL 96

### Heizung

direkt durch Gleichstrom  
Parallel- oder Serienspeisung

Parallelspeisung:

Heizspannung . . . . .	$U_f$	1,4	2,8 V
Heizstrom . . . . .	$I_f$	50	25 mA
Anschlüsse . . . . .		5 - (1 + 7)	1 - 7

Serienspeisung siehe Seite 15

Anschlüsse . . . . .		5 - (1 + 7)	1 - 7
----------------------	--	-------------	-------

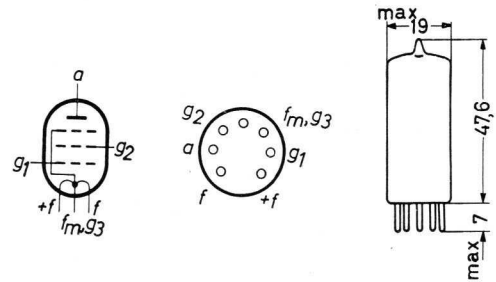


Abb. 55III Elektrodenschema, Anschlüsse und Abmessungen der Endpentode DL 96

### Kapazitäten

Eingangskapazität . . . . .	$C_{gt}$	=	4,9 pF
Ausgangskapazität . . . . .	$C_a$	=	4,8 pF
Kapazität zwischen Steuergitter und Anode . . . . .	$C_{agt}$	<	0,4 pF

### Betriebsdaten Klasse-A-Betrieb (eine Röhre)

$U_f = 1,4 V$ ;  $I_f = 50 mA$  (Heizfäden parallel)

Anodenspannung . . . . .	$U_a$	64	85	V
Schirmgitterspannung . . . . .	$U_{g2}$	64	85	V
Steuergitter-Vorspannung . . . . .	$U_{g1}$	-5,5	-5,2	V
Anodenstrom . . . . .	$I_a$	5,5	5	mA
Schirmgitterstrom . . . . .	$I_{g2}$	0,65	0,9	mA
Steilheit . . . . .	$S$	1,5	1,4	mA/V
Leerlauf-Verstärkungsfaktor zwischen Schirmgitter und Steuergitter . . . . .	$\mu_{g2g1}$	7	7	
Innenwiderstand . . . . .	$R_i$	170	150	k $\Omega$
Belastungswiderstand . . . . .	$R_a$	15	15	k $\Omega$
Ausgangsleistung . . . . .	$N_o$	100	200	mW
Gitter-Wechselspannung . . . . .	$U_{g\sim}$	2,6	3,5	$V_{eff}$
Gesamt-Klirrfaktor . . . . .	$K_{ges}$	10	10	%
Gitter-Wechselspannung für $N_o = 50 mW$ . . . . .	$U_{g\sim}$	1,6	1,5	$V_{eff}$

### Betriebsdaten Klasse-A-Betrieb (eine Röhre)

Sparschaltung  $U_f = 1,4 V$ ;  $I_f = 25 mA$  (nur ein Heizfaden)

Anodenspannung . . . . .	$U_a$	64	85	V
Schirmgitterspannung . . . . .	$U_{g2}$	64	85	V
Steuergitter-Vorspannung . . . . .	$U_{g1}$	-5,5	-5,2	V
Anodenstrom . . . . .	$I_a$	1,75	2,5	mA
Schirmgitterstrom . . . . .	$I_{g2}$	0,35	0,45	mA
Belastungswiderstand . . . . .	$R_a$	50	25	k $\Omega$
Ausgangsleistung . . . . .	$N_o$	50	100	mW
Gitter-Wechselspannung . . . . .	$U_{g\sim}$	2,6	3,6	$V_{eff}$
Gesamt-Klirrfaktor . . . . .	$K_{ges}$	10	10	%
Gitter-Wechselspannung für $N_o = 50 mW$ . . . . .	$U_{g\sim}$	2,6	2,4	$V_{eff}$

### Betriebsdaten Klasse-A-Betrieb (eine Röhre)

$U_f = 2,8 V$ ;  $I_f = 25 mA$  (Heizfäden in Serie)

Anodenspannung . . . . .	$U_a$	90	V
Schirmgitterspannung . . . . .	$U_{g2}$	90	V
Steuergitter-Vorspannung . . . . .	$U_{g1}$	-6,5	V
Anodenstrom . . . . .	$I_a$	5,7	mA
Schirmgitterstrom . . . . .	$I_{g2}$	0,7	mA
Belastungswiderstand . . . . .	$R_a$	20	k $\Omega$
Ausgangsleistung . . . . .	$N_o$	150	mW
Gitter-Wechselspannung . . . . .	$U_{g\sim}$	2,8	$V_{eff}$
Gesamt-Klirrfaktor . . . . .	$K_{ges}$	10	%
Gitter-Wechselspannung für $N_o = 50 mW$ . . . . .	$U_{g\sim}$	1,2	$V_{eff}$

**Betriebsdaten Klasse-AB-Gegentakt-Betrieb** (zwei Röhren) $U_f = 1,4 \text{ V}; I_f = 2 \times 50 \text{ mA}$  (alle vier Heizfäden parallel)

Batteriespannung .....	$U_b$	67,5	90	V		
Katodenwiderstand .....	$R_k$	470 <sup>1)</sup>	560 <sup>1)</sup>	$\Omega$		
Belastungswiderstand zwischen den beiden Anoden	$R_{aa}$	20	20	k $\Omega$		
Gitter-Wechselspannung .....	$U_{g\sim}$	0	5,7	0	7,9	$V_{\text{eff}}$
Anodenstrom .....	$I_a$	$2 \times 2,5$	$2 \times 3,4$	$2 \times 3,25$	$2 \times 4,75$	mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	$2 \times 0,45$	$2 \times 0,95$	$2 \times 0,60$	$2 \times 1,50$	mA
Ausgangsleistung .....	$N_o$		220		420	mW
Gesamt-Klirrfaktor .....	$K_{\text{ges}}$		3		4	%
Gitter-Wechselspannung für $N_o = 50 \text{ mW}$ .....	$U_{g\sim}$		1,7		1,5	V

**Betriebsdaten Klasse-B-Gegentakt-Betrieb** (zwei Röhren) $U_f = 1,4 \text{ V}; I_f = 2 \times 50 \text{ mA}$  (alle vier Heizfäden parallel)

Batteriespannung .....	$U_b$	67,5	90	V		
Anodenspannung .....	$U_a$	61,5 <sup>2)</sup>	81,5 <sup>2)</sup>	V		
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	61,5	81,5	V		
Steuergitter-Vorspannung .....	$U_{g1}$	-5,8	-8,5	V		
Belastungswiderstand zwischen den beiden Anoden	$R_{aa}$	20	16	k $\Omega$		
Gitter-Wechselspannung .....	$U_{g\sim}$	0	5,7	0	7,9	$V_{\text{eff}}$
Anodenstrom .....	$I_a$	$2 \times 0,75$	$2 \times 3,4$	$2 \times 1,0$	$2 \times 5,0$	mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	$2 \times 0,14$	$2 \times 0,95$	$2 \times 0,18$	$2 \times 1,5$	mA
Ausgangsleistung .....	$N_o$		220		440	mW
Gesamt-Klirrfaktor .....	$K_{\text{ges}}$		3		2,6	%
Gitter-Wechselspannung für $N_o = 50 \text{ mW}$ .....	$U_{g\sim}$		2,75		2,8	V

**Betriebsdaten Klasse-AB-Gegentakt-Betrieb** (zwei Röhren) $U_f = 2,8 \text{ V}; I_f = 2 \times 25 \text{ mA}$  (Heizfäden der einzelnen Röhren in Serie, beide Röhren parallel)

Batteriespannung .....	$U_b$	67,5	90	V		
Katodenwiderstand .....	$R_k$	470 <sup>1)</sup>	560 <sup>1)</sup>	$\Omega$		
Belastungswiderstand zwischen den beiden Anoden	$R_{aa}$	20	20	k $\Omega$		
Gitter-Wechselspannung .....	$U_{g\sim}$	0	5,6	0	7,7	$V_{\text{eff}}$
Anodenstrom .....	$I_a$	$2 \times 1,95$	$2 \times 3,1$	$2 \times 2,85$	$2 \times 4,4$	mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g2}$	$2 \times 0,56$	$2 \times 0,8$	$2 \times 0,52$	$2 \times 1,25$	mA
Ausgangsleistung .....	$N_o$	0	200	0	400	mW
Gesamt-Klirrfaktor .....	$K_{\text{ges}}$		5,6		4,0	%
Gitter-Wechselspannung für $N_o = 50 \text{ mW}$ .....	$U_{g\sim}$		2,0		1,5	V

**Grenzdaten**

Batteriespannung .....	$U_b$	max.	90 <sup>3)</sup>	V
Anodenspannung .....	$U_a$	max.	90	V
Anodenverlustleistung .....	$N_a$	max.	0,6	W
Schirmgitterspannung .....	$U_{g2}$	max.	90	V
Schirmgitter-Verlustleistung .....	$N_{g2}$	max.	0,2	W
Katodenstrom (Sparschaltung) .....	$I_k$	max.	3	mA
Katodenstrom (Heizfäden parallel) .....	$I_k$	max.	6	mA
Katodenstrom (Heizfäden in Serie) .....	$I_k$	max.	3,0 + 1,5	mA
Gitterableitwiderstand .....	$R_{g1}$	max.	2	M $\Omega$
Gitterstrom-Einsatzpunkt ( $I_{g1} = + 0,5 \mu\text{A}$ ) .....	$U_{g1}$	min.	0	V

<sup>1)</sup> Bei Klasse-AB-Betrieb liegt  $R_k$  in der Minusleitung der Anodenbatterie. Bei den angegebenen Werten von  $R_k$  wurde berücksichtigt, daß ein zusätzlicher Strom von 3,5 mA aus den der Gegentakt-Stufe vorhergehenden Röhren durch diesen Widerstand fließt.

<sup>2)</sup> Wenn die Gitterspannung von der Anodenbatterie abgegriffen wird.

<sup>3)</sup> Absolutwert 110 V.

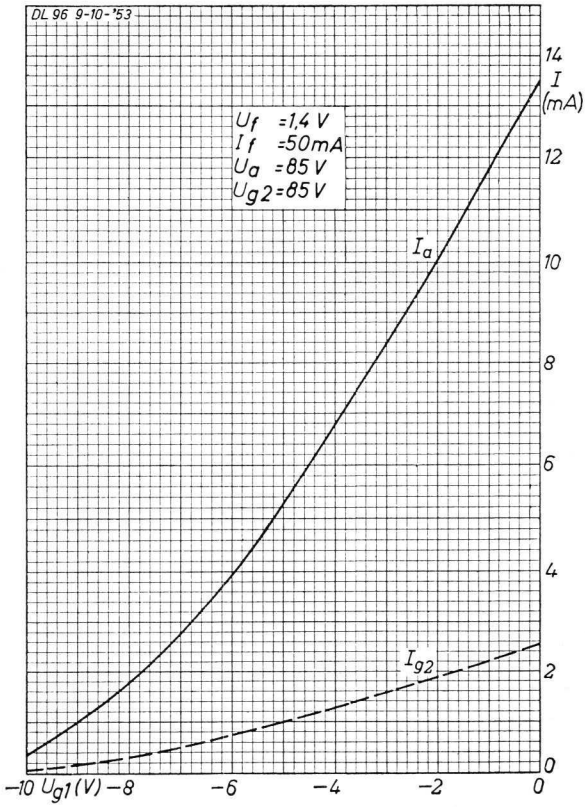


Abb. 54<sub>III</sub> Anodenstrom und Schirmgitterstrom als Funktion der Steuergitterspannung. Batteriespannung 85 V. Heizfäden parallel geschaltet.  $U_f = 1,4 \text{ V}$ ;  $I_f = 50 \text{ mA}$

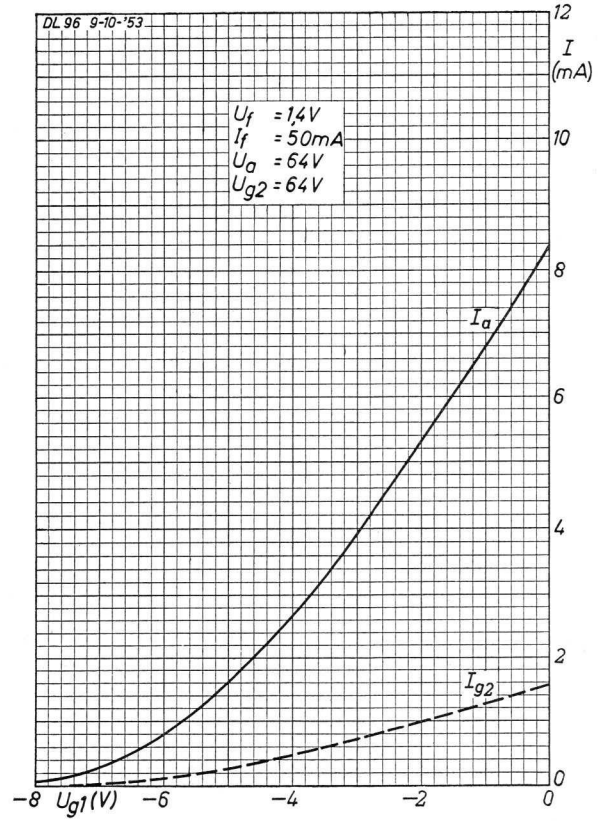


Abb. 55<sub>III</sub> Wie Abb. 54<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 64 V

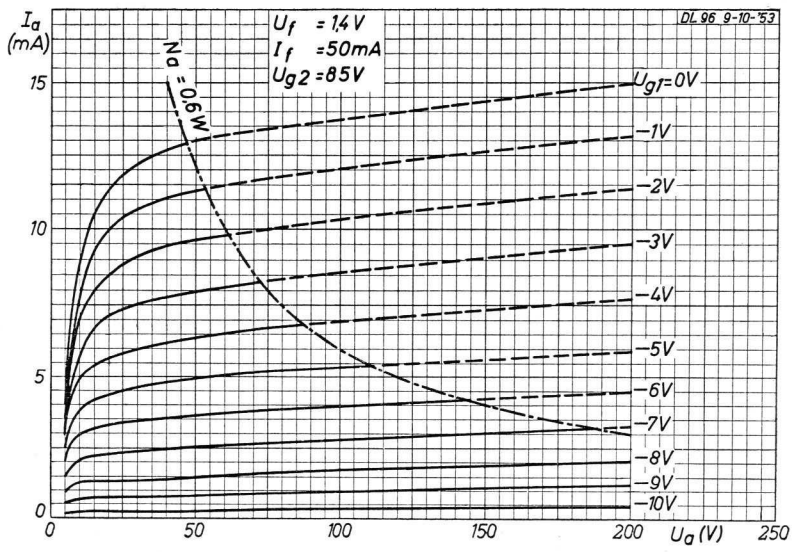


Abb. 56<sub>III</sub> Anodenstrom als Funktion der Anodenspannung für verschiedene Steuergitterspannungen. Schirmgitterspannung 85 V. Heizfäden parallel geschaltet.  $U_f = 1,4 \text{ V}$ ;  $I_f = 50 \text{ mA}$

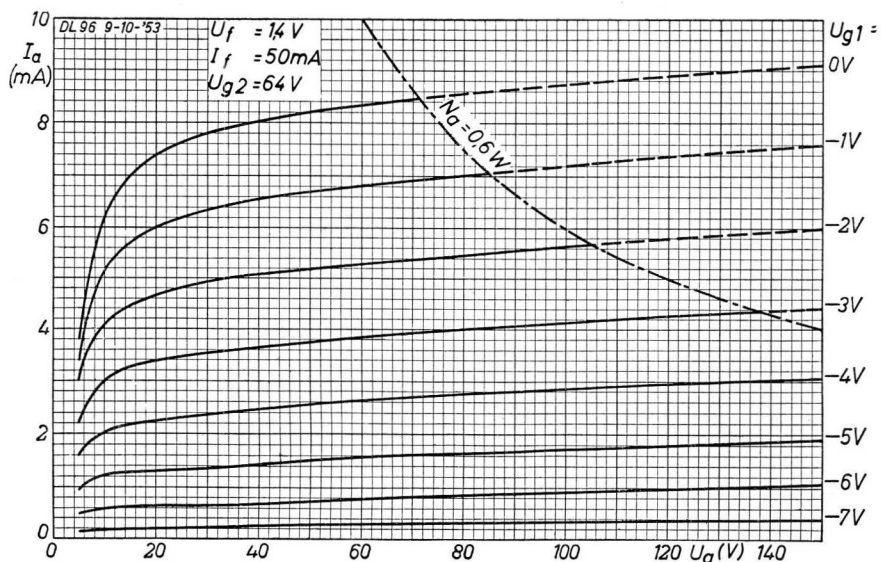


Abb. 57<sub>III</sub> Wie Abb. 56<sub>III</sub>, aber für eine Schirmgitterspannung von 64 V

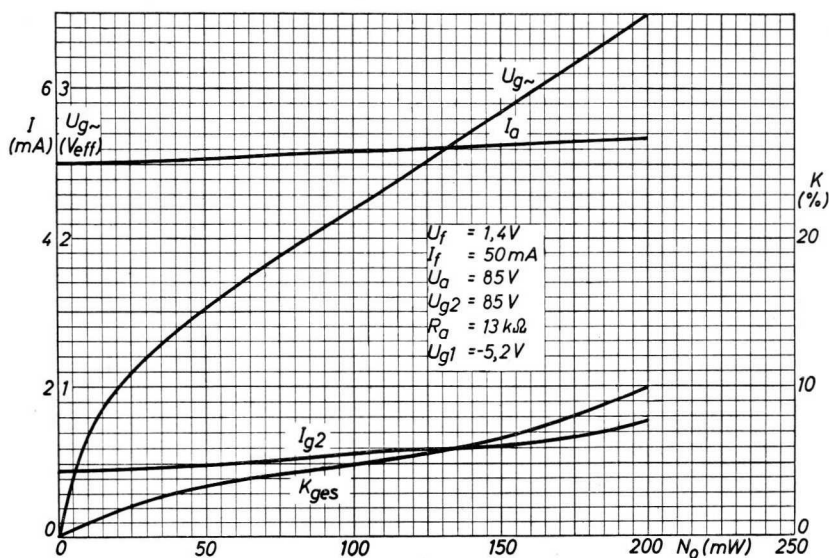


Abb. 58<sub>III</sub> Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Gitter-Wechselspannung und Gesamt - Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung. Anoden- und Schirmgitterspannungen 85 V. Heizfäden parallel geschaltet,  $U_f = 1,4\text{ V}$ ;  $I_f = 50\text{ mA}$

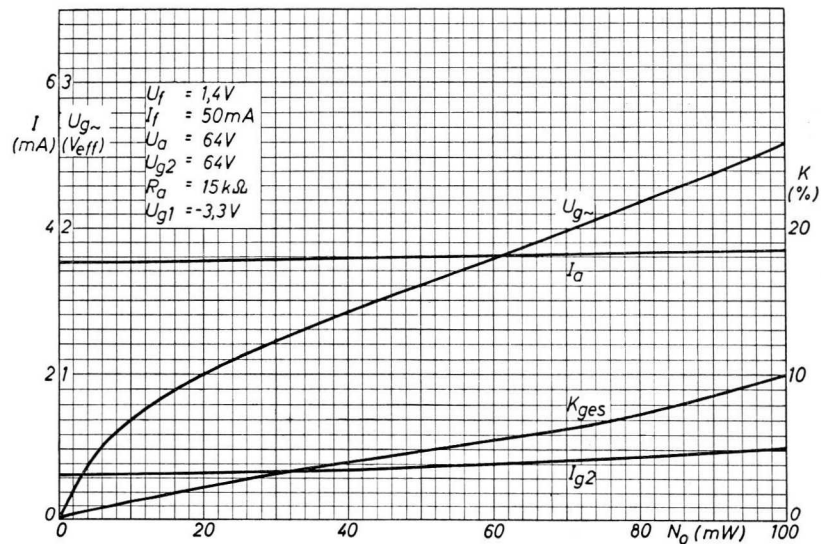


Abb. 59<sub>III</sub> Wie Abb. 58<sub>III</sub>, aber für eine Anoden- und Schirmgitterspannung von 64 V



Abb. 60<sub>III</sub> Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Gitterwechselspannung und Gesamt - Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung. Anoden- und Schirmgitterspannungen 85 V. Sparschaltung:  $U_f = 1,4$  V;  $I_f = 25$  mA

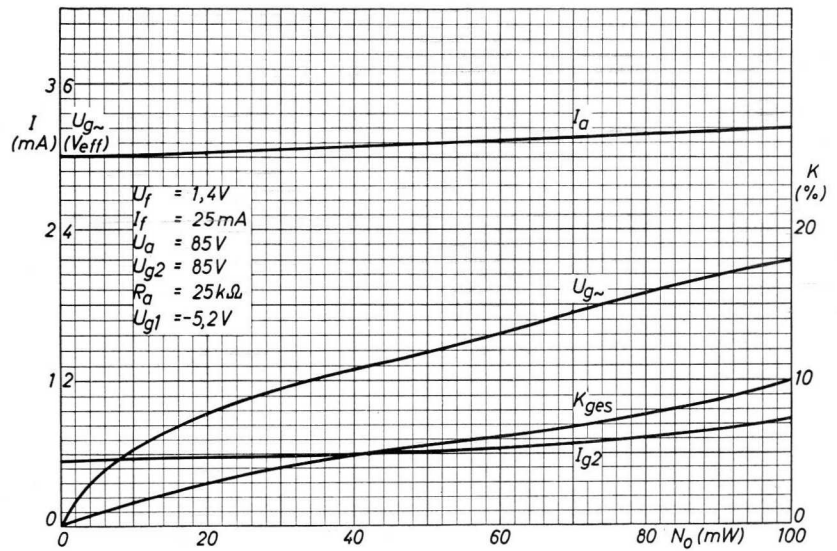


Abb. 61<sub>III</sub> Wie Abb. 60<sub>III</sub>, aber für Anoden- und Schirmgitterspannungen von 64 V

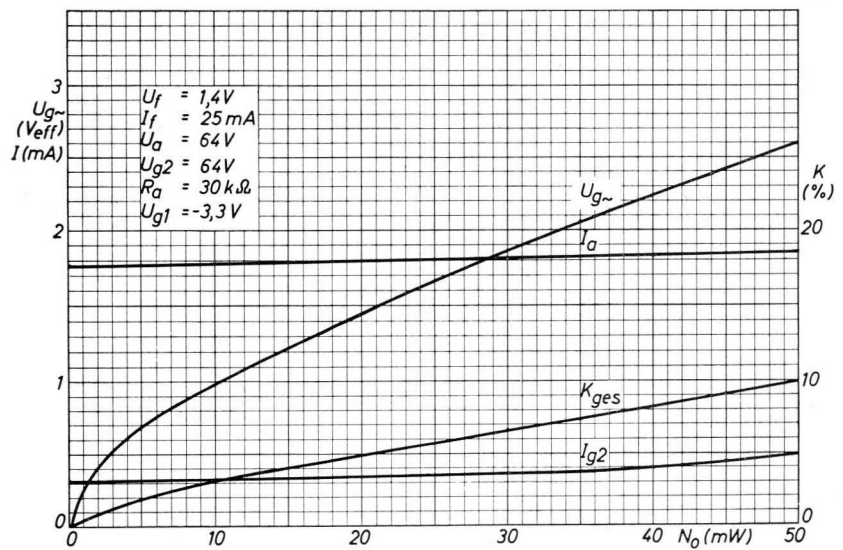
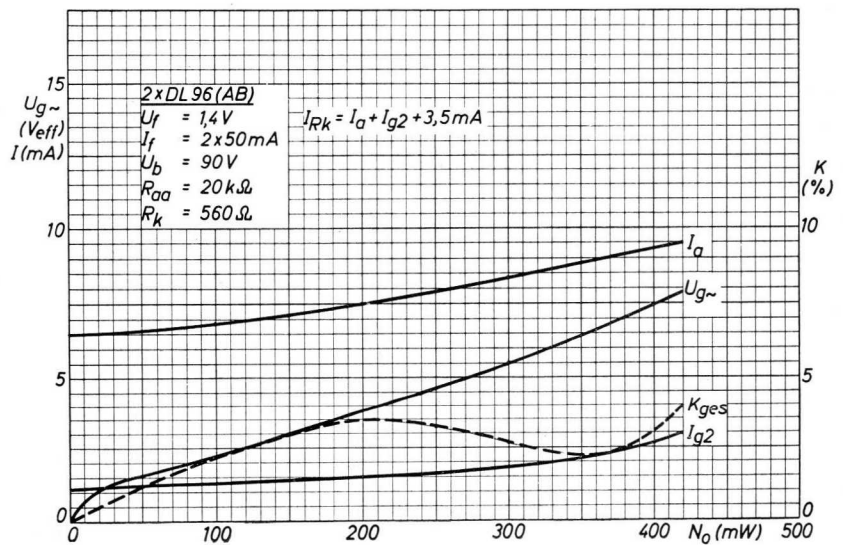


Abb. 62<sub>III</sub> Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Gitterwechselspannung und Gesamt - Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung. Zwei Röhren DL 96 in Klasse-AB-Gegentakt-Betrieb. Batteriespannung 90 V. Alle vier Heizfäden parallel geschaltet,  $U_f = 1,4$  V;  $I_f = 2 \times 50$  mA



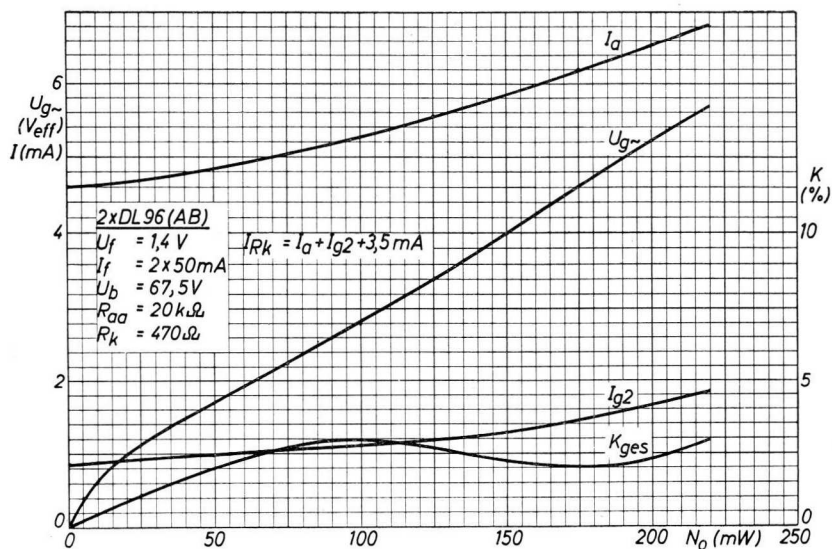


Abb. 65<sub>III</sub> Wie Abb. 62<sub>III</sub>, aber für eine Batteriespannung von 67,5 V

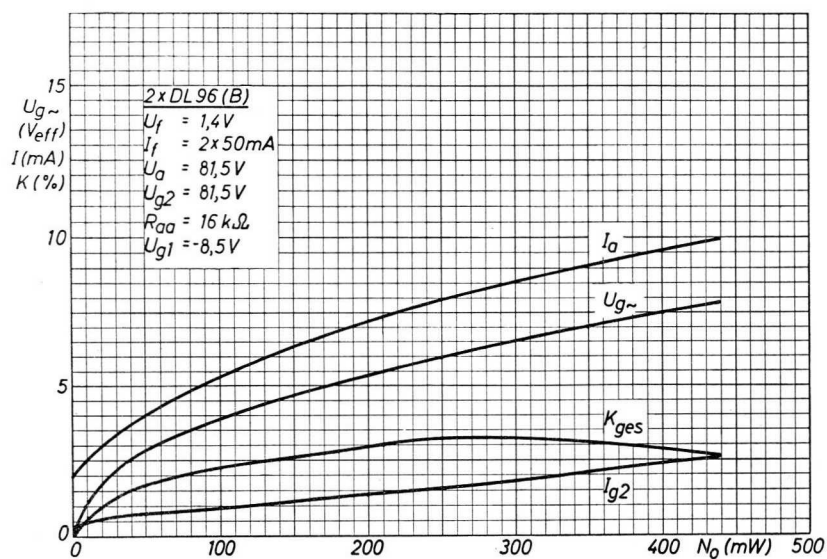


Abb. 64<sub>III</sub> Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Gitter-Wechselspannung und Gesamt - Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung. Zwei Röhren DL 96 in Klasse - B - Gegentakt - Betrieb, Anoden- und Schirmgitterspannungen von 81,5 V. Alle vier Heizfäden parallel geschaltet,  $U_f = 1,4 V$ ;  $I_f = 2 \times 50 mA$

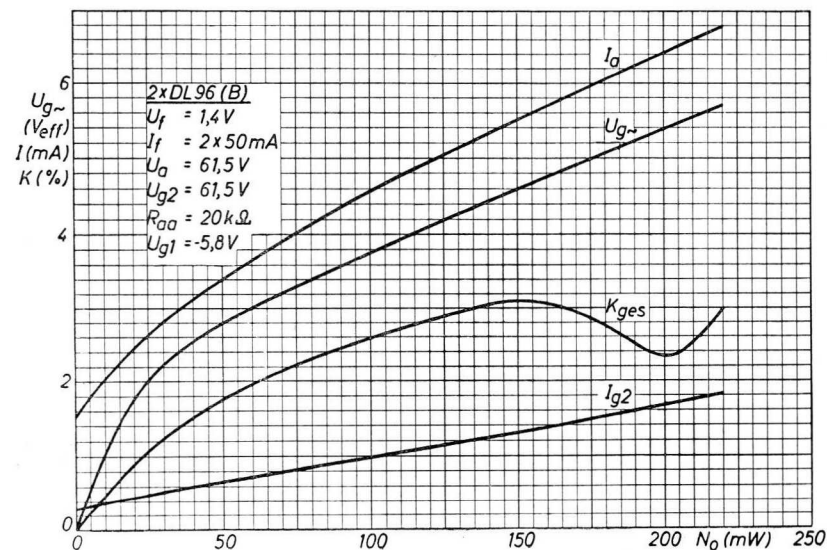


Abb. 65<sub>III</sub> Wie Abb. 64<sub>III</sub>, aber für Anoden- und Schirmgitterspannungen von 61,5 V

### III. 7) Die Abstimmanzeigeröhren DM 70 und DM 71

Die Röhren DM 70 und DM 71 zeichnen sich gegenüber anderen Abstimmanzeigeröhren durch ihren einfachen Aufbau und durch ihre kleinen Abmessungen aus. Es sind Subminiaturröhren für



Abb. 66<sub>III</sub>  
Die Abstimmanzeigeröhre DM 70

direkte Heizung (Gleich- und Wechselstrom,  $U_f = 1,4 \text{ V}$ ;  $I_f = 25 \text{ mA}$ ), die eine nur geringe Anodenspannung benötigen.

Die beiden Typen unterscheiden sich lediglich durch die Art ihrer Zuleitungen. Die DM 70 hat lange Anschlußdrähte zum Einlöten in das Gerät, die DM 71 hingegen besitzt kurze Drähte zum Einstecken in eine Fassung. Betriebsdaten und Kennlinien beider Röhren sind gleich. Nachfolgend soll daher nur von der DM 70 die Rede sein; die Ausführungen gelten jedoch ebenso für die DM 71.

Durch die kleinen Abmessungen ist die DM 70 die geeignete Röhre zur Abstimmanzeige in BGW-Empfängern. Daneben kann sie auch als Einschaltanzeige und als leuchtender Skalenzeiger dienen.

#### III. 7. a) Aufbau und Wirkungsweise

Die Abstimmanzeige erfolgt nach einem neuartigen Prinzip. Die Röhre ist wie eine ebene Triode aufgebaut. Wie aus der Skizze, Abb. 67<sub>III</sub>, hervorgeht, ist in der Gitterfläche die Form eines Ausrufungszeichens ausgespart. Hinter dem Gitter ist die gleichfalls ebene Anode angeordnet, die mit einer Fluoreszenzschicht bedeckt ist. Auf der anderen Seite des Gitters befindet sich der Heizfaden.

Um Störungen des Elektronenstromes vom Heizfaden zur Anode durch äußere Felder zu vermei-

den, ist die Innenwand der Röhre mit einem durchsichtigen, leitenden Film überzogen, der mit dem Faden verbunden ist.

Ist die Gittervorspannung  $U_g = 0 \text{ V}$ , sieht der Beobachter die ganze Form des Ausrufungszeichens durch die Aussparung im Gitterblech hindurch auf der Anode leuchten (der dünne Heizfaden mit der ohnehin relativ niedrigen Temperatur stört dabei nicht). Mit wachsender negativer Gittervorspannung ändert sich die Feldverteilung derart, daß zuerst an den schmalen Stellen des Ausrufungszeichens der Elektronenstrom gänzlich unterdrückt wird, an den breiteren Stellen aber nur unerhebliche Änderungen eintreten. Der Leuchtstrich auf der Anode (maximale Länge  $l_{max} = 14 \text{ mm}$ ), wird nach oben hin dann mit wachsender negativer Gittervorspannung immer mehr verkürzt. Der Punkt des Ausrufungszeichens leuchtet bei den in normalen Empfängern maximal auftretenden Regelspannungen weiter und kann so als Einschaltanzeige dienen, was für Batteriegeräte von Wichtigkeit ist. Durch weitere Steigerung der negativen Gittervorspannung kann man schließlich auch den Punkt zum Verschwinden bringen, was ungefähr gleichzeitig mit dem Verlöschen des Leuchtfleckes an der breitesten Stelle des Striches erfolgt.

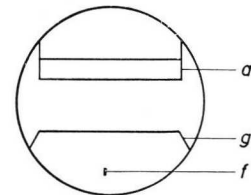
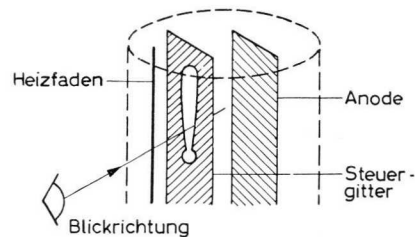


Abb. 67<sub>III</sub> Skizze der Elektrodenanordnung der DM 70

Diese Wirkungsweise der Röhre wird dadurch erreicht, daß der Anodendurchgriff an der Stelle des Punktes durch Schrägstellung des Heizfadens und der Anodenfläche gegenüber der Gitterebene größer gemacht wird als am oberen Ende des Leuchtstrichs.

### III. 7. b) Regelbereich

Die Kennlinie der Röhre ist so ausgelegt, daß bei gegebener Anodenspannung die Empfindlichkeit (d. h. die Änderung der Leuchtstrichlänge) bei kleinen negativen Gittervorspannungen am größten ist, während sie mit wachsender Vorspannung abnimmt. Die Empfindlichkeit hängt außerdem in hohem Maße von der Anodenspannung ab, und zwar nimmt sie mit sinkender Anodenspannung zu.

Für die Einstellung ist die Kenntnis der (auf das geerdete Ende des Heizfadens bezogenen) Spannung wichtig, bei der gerade die Verkürzung des Leuchtstriches einsetzt, d. h., bei welcher eine kleine Verminderung des Gitterpotentials eine merkliche Änderung der maximalen Leuchtstrichlänge hervorruft. Der Wert dieser Grenzspannung  $U_{gr}$  ist charakteristisch für die Röhre und ist von den Röhrenstreuungen wie auch von der Art der Heizung, deren Erdung und von der Anodenspannung abhängig.  $U_{gr}$  hat in der üblichen Schaltung bei 85 V Anodenspannung, Gleichstromheizung und geerdetem Stift 4 einen Wert von etwa + 1,2 V.

Die Diodenruhespannung  $U_{d0}$  liegt in gewöhnlichen AM-Empfängern im Bereich von etwa -0,2 bis -0,6 V. Um auch bei schwachen Signalen eine Anzeige der DM 70 zu erhalten, sollte die Regelspannung unverzüglich zugeführt werden. Dabei muß der untere Streuwert von  $U_{gr}$  stets oberhalb der vorkommenden Werte von  $U_{d0}$  bleiben, weil anderenfalls im Bereich zwischen diesen Spannungen keine Anzeige erfolgen würde. Andererseits muß man dafür Sorge tragen, daß  $U_{gr}$  nicht so groß wird, daß bei Signal Null bereits eine zu große Verkürzung der Leuchtstrichlänge eintritt.

Die Streuwerte von  $U_{gr}$  liegen bei  $U_a = 85$  V und Gleichstromheizung mit Erdung von Stift 4 zwischen +0,1 und +2,5 V. Es besteht daher keine Gefahr, daß die DM 70 auch unter ungünstigsten Bedingungen gegenüber schwachen Signalen unempfindlich werden könnte. Die Verkürzung des Leuchtstriches hält sich dabei in tragbaren Grenzen.

Bei anderen Betriebsbedingungen als oben angeführt, etwa bei einer anderen Anodenspannung oder bei Wechselstromheizung, kann man durch eine entsprechende Schaltung des Heizkreises erreichen, daß die genannten Bedingungen erfüllt werden.

### III. 7. c) Verwendung der DM 70 bei Batteriebetrieb

Je nach der Höhe der zur Verfügung stehenden Batteriespannung, 90 V oder 67,5 V, schaltet man

den Heizfaden unterschiedlich. Bei  $U_b = 90$  V (Anodenspannung nach Abzug der Gittervorspannung für die Endröhre = 85 V) erdet man, wie oben schon angegeben, den Stift 4. Aus den Kurven, Abb. 70<sub>III</sub> und 74<sub>III</sub>, entnimmt man, daß  $U_{gr}$  dann einen Wert von 1,2 V hat und eine Leuchtstrichlänge von 11 mm bei  $U_g = 0$  V.

Bei  $U_b = 67,5$  V ( $U_a = 60$  V) ergibt sich bei Erdung von Stift 4 ein Wert von  $U_{gr} = +1,8$  V mit einer Leuchtstrichlänge von 9 mm. Bei Erdung von Stift 5 hingegen erhält man bessere Werte. Aus den Abb. 73<sub>III</sub> und 75<sub>III</sub> entnimmt man dann  $U_{gr} = +1,5$  V und 10 mm Leuchtstrichlänge bei  $U_g = 0$  V.

### III. 7. d) Verwendung der DM 70 bei Netzbetrieb

Wenn man die DM 70 in kleinen Wechselstrom- oder Allstrom-Empfängern verwenden will, heizt man die Katode zweckmäßig mit Wechselstrom, weil ohne besonderen Aufwand keine Gleichspannungsquelle von ausreichender Konstanz zur Verfügung steht. Bei E-Geräten schließt man die DM 70 über einen Vorwiderstand von  $220 \Omega \pm 10\%$  an die Heizwicklung von 6,5 V an. Die dann bei Netzschwankungen auftretenden Streuungen im Heizstrom sind für die DM 70 wegen ihrer verhältnismäßig geringen Katodenbelastung noch zulässig.

Bei U-Geräten wird die DM 70 auf der Erdseite in die Heizkette gelegt. Unerläßliche Vorbedingung ist dabei die Einschaltung eines NTC-Widerstandes. Die Anodenspannung soll bei Wechselstromheizung 60 V betragen, und der Stift 5 muß geerdet sein. Bei  $U_g = 0$  V erhält man dann ca. 90  $\mu$ A Anodenstrom, so daß man für die Vorwiderstände folgende Werte erhält:

Für $U_b = 250$ V	$R_a = 2,2$ M $\Omega$
170 V	1,2 M $\Omega$
110 V	0,56 M $\Omega$

Hierbei ist gleichzeitig eine Begrenzung des Anodenstromes auf 0,6 mA gewährleistet, auch wenn beim Einschalten von Netzgeräten die DM 70 kurzzeitig eine erhöhte Belastung erfährt, solange die übrigen Röhren noch nicht warm geworden sind.

Eine Verbindung des Leuchtschirmes mit dem Schirmgitter irgendeiner anderen Röhre des Empfängers oder mit der Anode einer NF-Stufe ist wegen der Brummstörungen, welche die DM 70 mit Wechselstromheizung dabei verursachen würde, nicht ratsam.

## DM 70/71

Auch am Gitter der DM 70 entsteht bei Wechselstromheizung eine Brummspannung, die durch ein

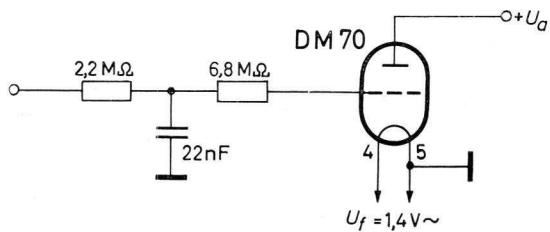


Abb. 68<sub>III</sub> Siebschaltung für die DM 70 bei Wechselstromheizung

Siebglied, wie es in Abb. 68<sub>III</sub> wiedergegeben ist, abgeschwächt werden muß, wenn man die Steuer-

spannung der DM 70 unmittelbar vom Belastungswiderstand des HF-Gleichrichters abnimmt. Bei Empfängern ohne Verzögerung in der Regelung genügt es, das Gitter der DM 70 über 6,8 MΩ an die Regelleitung anzuschließen, so daß deren Siebwiderstände zwischen dem Anschlußpunkt und der Diode liegen.

In einem 5-Röhren-BGW-Empfänger mit einer Empfindlichkeit von 10 μV für 50 mW Ausgangsleistung wurde bei einem Eingangssignal von 20 μV eine deutliche Anzeige erhalten. Ein 4-Röhren-BGW-Empfänger mit 50 μV für 50 mW benötigte 50 μV zur Anzeige.

## Technische Daten der Abstimmzeigeröhren DM 70 und DM 71

### Heizung

direkt durch Gleichstrom oder Wechselstrom  
Parallel- oder Serienspeisung

Parallelspeisung:

Heizspannung .....	$U_f$	1,4	V
Heizstrom .....	$I_f$	25	mA

Serienspeisung siehe Seite 15

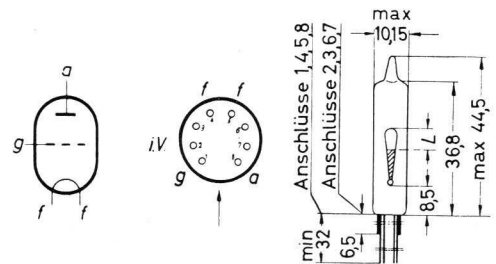


Abb. 69<sub>III</sub> Elektrodenschema, Anschlüsse und Abmessungen der Abstimmzeigeröhren DM 70. Die DM 71 hat eine Stiftlänge von 5 mm (Anschlüsse 1 bis 8)

### Betriebsdaten

Batteriespannung .....	$U_b$	67,5 <sup>1)</sup>	90 <sup>2)</sup>	V
Anodenspannung .....	$U_a$	60	85	V
Gittervorspannung für vollständige Löschung .....	$U_g$	-7	-10	V
Länge des Leuchtstriches bei $U_g = 0$ V .....	$L$	10	11	mm
Anodenstrom bei $U_g = 0$ V .....	$I_a$	105	170	mA

### Grenzdaten

Batteriespannung bei $I_a = 0$ .....	$U_{b0}$	max.	450	V
Anodenspannung (ohne Regelung) .....	$U_a$	max.	150	V
Anodenspannung .....	$U_a$	min.	45	V
Anodenverlustleistung .....	$N_a$	max.	75	mW
Katodenstrom .....	$I_k$	max.	0,6	mA
Gitterableitwiderstand (an -f angeschlossen) .....	$R_g$	max.	10	MΩ

<sup>1)</sup> Stift 5 geerdet

<sup>2)</sup> Stift 4 geerdet

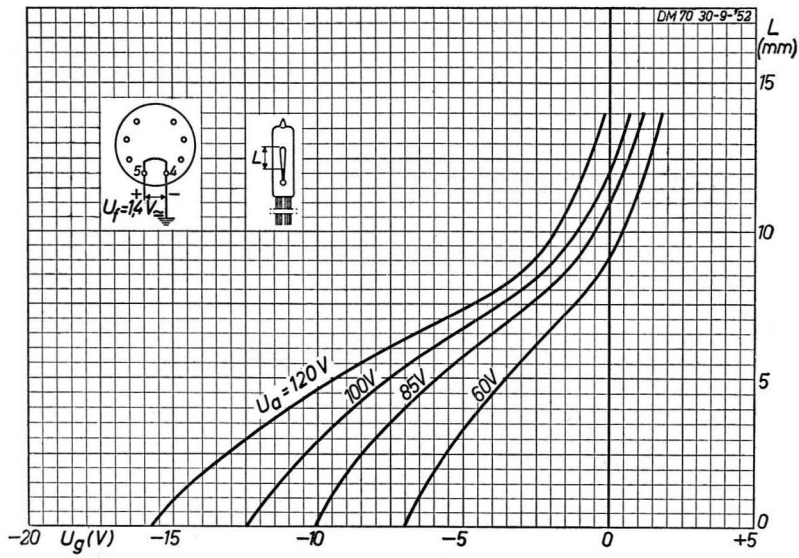


Abb. 70<sub>III</sub> Länge des Lichtstriches als Funktion der Gitterspannung bei verschiedenen Anodenspannungen. Heizfaden-Anschluß 4 geerdet

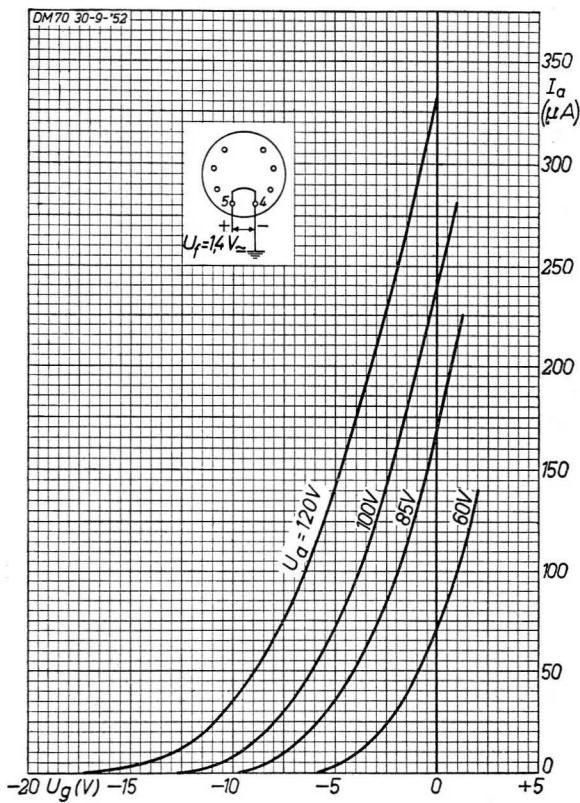


Abb. 71<sub>III</sub> Anodenstrom als Funktion der Gitterspannung für verschiedene Anodenspannungen. Heizfaden-Anschluß 4 geerdet

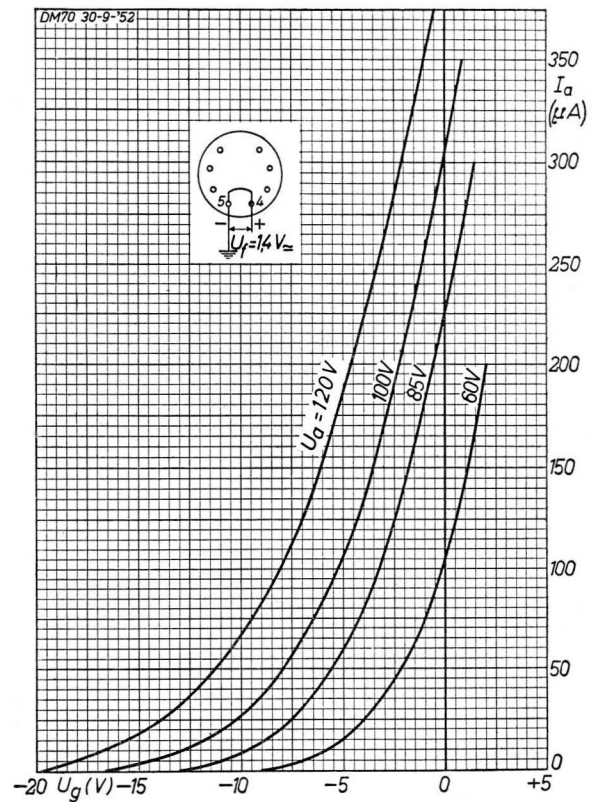


Abb. 72<sub>III</sub> Wie Abb. 71<sub>III</sub>, aber Heizfaden-Anschluß 5 geerdet

Abb. 75<sub>III</sub> Wie Abb. 70<sub>III</sub>, aber Heizfaden-Anschluß 5 geerdet

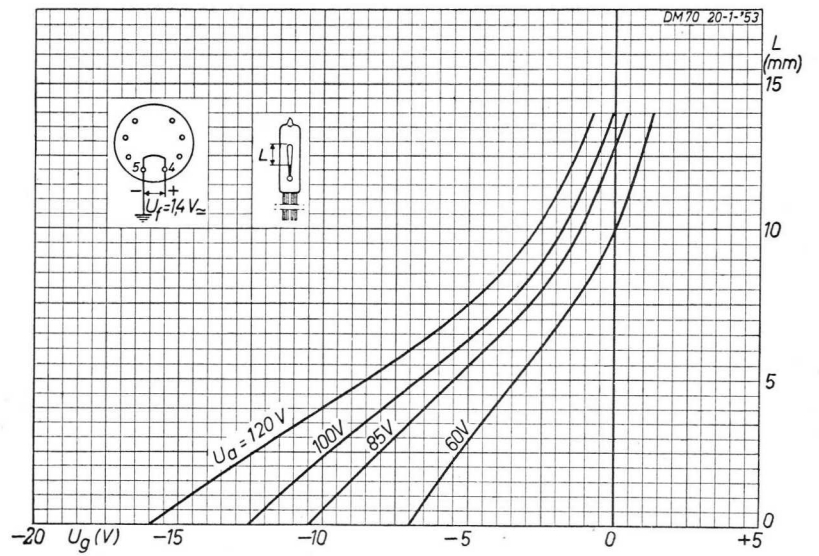


Abb. 74<sub>III</sub> Zusammenhang zwischen Anodenspannung, Gitterspannung und Leuchtstrich-Länge. Heizfaden-Anschluß 4 geerdet

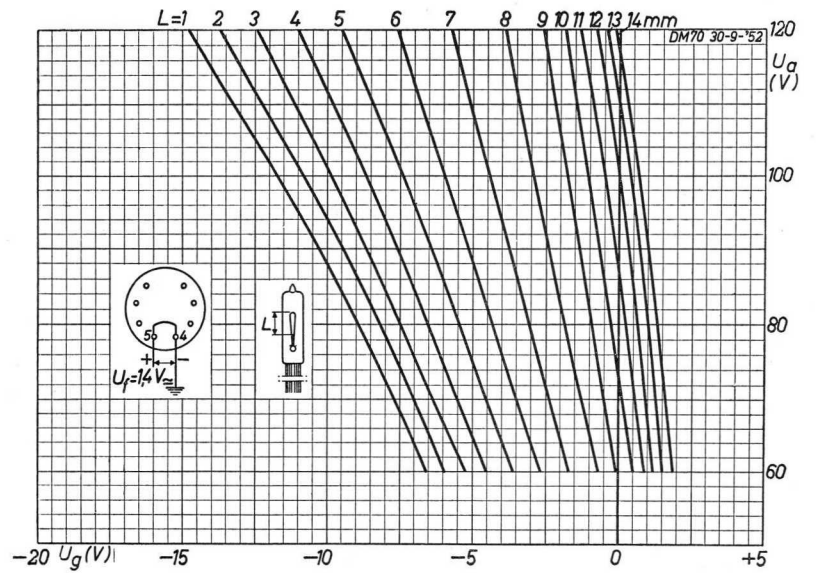
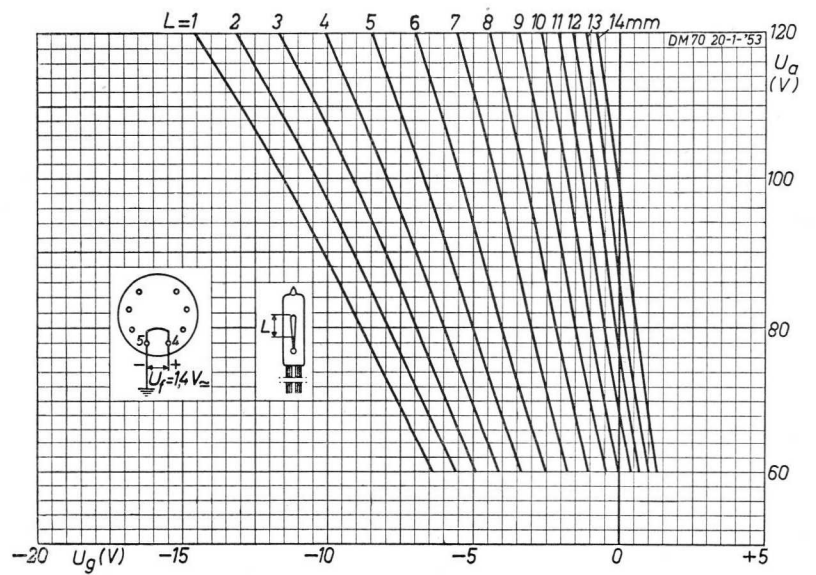


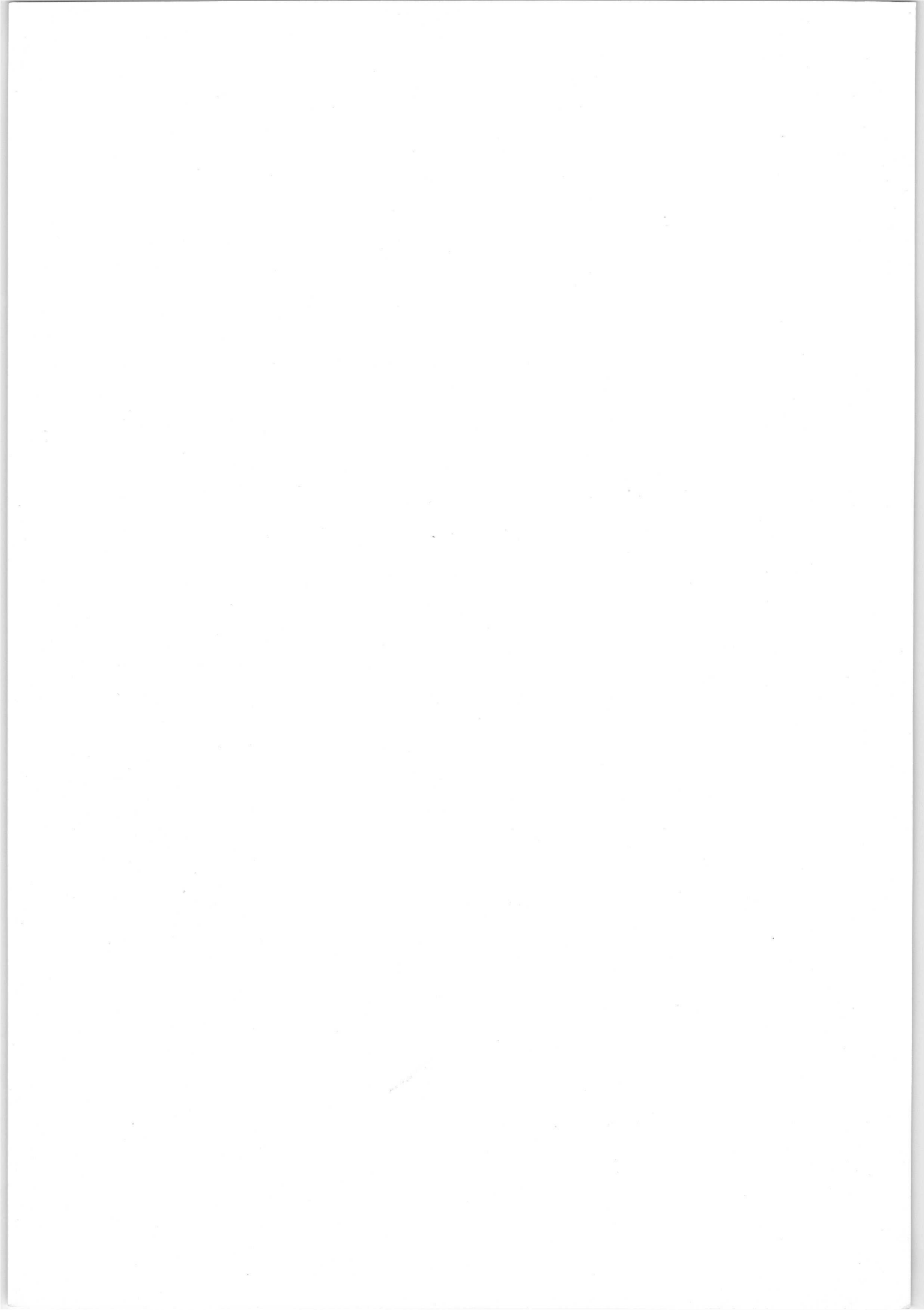
Abb. 75<sub>III</sub> Wie Abb. 74<sub>III</sub>, aber Heizfaden-Anschluß 5 geerdet



IV.

**EMPFÄNGERBESCHREIBUNGEN**





Die Verwendung der 25 mA Batterieröhren führt zu keinen wesentlichen schaltungstechnischen Besonderheiten. Die nachstehenden Gerätebeschreibungen sollen lediglich einen Anhalt für die Bemessung geben und den durch die 25 mA Röhren ermöglichten geringen Stromverbrauch demonstrieren.

Als Beispiel sind hier je ein Batterie- und ein BGW-Gerät für AM-Empfang und anschließend ein AM/FM-Gerät für Batterie- und Wechselstrombetrieb und ein AM/FM-BGW-Gerät beschrieben. Die beiden AM/FM-Geräte unterscheiden sich in der Leistungsfähigkeit. Während das erstere aus sechs Stufen mit drei ZF-Stufen ein Beispiel für den minimalen Aufwand gibt, mit dem man für Batteriegeräte mit UKW-Teil rechnen muß, ist in dem letzten Beispiel ein größeres Gerät mit sieben Röhren angegeben, bei dem die Möglichkeiten des UKW-Empfanges voll ausgenutzt sind.

Die bei einem FM-Empfänger erreichbare Empfindlichkeit wird durch die Rauschzahl der Eingangsröhre bestimmt. Mit ihr ist der Signal-Rauschabstand im Eingang festgelegt. Für die Beurteilung der Empfangswürdigkeit eines Signals dagegen ist der ausgangsseitige Signal/Rauschabstand entscheidend. Es ist bekanntlich ein Vorteil bei Anwendung der Frequenzmodulation, daß man im FM-Empfänger einen besseren Signal/Rausch-

abstand erreichen kann als bei AM-Empfang, solange das Signal/Rauschspannungs-Verhältnis im Eingang nicht wesentlich kleiner als 1 ist. Das Signal/Rauschspannungs-Verhältnis wird um so günstiger, je größer der Modulationsindex ist, und je besser der FM-Demodulator die Amplitudenmodulation begrenzt. Einen weiteren Beitrag zur Herabsetzung des Rauschens liefert das Deemphasis-Glied auf der NF-Seite. Ein Signal wird als empfangswürdig bezeichnet, wenn der NF-Signal-Rauschabstand im Ausgang mehr als 26 dB beträgt. Nun zeigt eine überschlägige Rechnung, daß mit drei ZF-Stufen bei Verwendung üblicher Bandfilter die durch die UKW-Mischstufe gegebene Grenzempfindlichkeit von  $22 kT_0$  nicht ausgenutzt werden kann. Vielmehr ist bei 50 mW Ausgangsleistung dann ein Signal/Rauschabstand von ca. 40 dB zu erwarten. Aus diesem Grunde wird hier auch ein Gerät mit einem vierstufigen ZF-Verstärker behandelt. Bei idealer Begrenzung und einer NF-Bandbreite von 15 kHz ist mit einem solchen Empfänger bei einem Eingangssignal von  $1,5 \mu\text{V}$  ein Signal/Rauschabstand von 26 dB zu erwarten. Infolge der bei dem beschriebenen Gerät geringeren NF-Bandbreite beträgt bereits bei  $1,1 \mu\text{V}$  der Signal/Rauschabstand 26 dB. Darüber hinaus bieten vier ZF-Stufen den Vorteil, daß damit ein Verstärkungsüberschuß vorhanden ist, der für eine gute Begrenzung ausgenutzt werden kann.

## IV. 1) Ein 4-Röhren-AM-Empfänger für Batteriebetrieb mit den Röhren DK 96, DF 96, DAF 96 und DL 96

### IV. 1. a) Beschreibung

Der Empfänger, dessen Schaltung in Abb. 4<sub>IV</sub> wiedergegeben ist, arbeitet mit 1,4 V Heizspannung und 90 V Anodenspannung. Für 50 mW Ausgangsleistung beträgt die Empfindlichkeit am Signalgitter der Mischröhre etwa 100  $\mu$ V. Hierzu benötigt man 9,65 mA Anodenstrom und einen Heizstrom von 125 mA (Parallelheizung). Die drei Wellenbereiche sind:

Langwelle: 150 - 360 kHz  
Mittelwelle: 530 - 1530 kHz  
Kurzwelle: 6,0 - 18,7 MHz  
(ZF: 475 kHz)

### Gittervorspannung

Auch ohne Signal fließt im Diodenteil der DAF 96 ein geringer Strom. Hierdurch werden die Steuergitter der Mischröhre DK 96 und der ZF-Röhre DF 96 ständig negativ vorgespannt (im Mittel etwa -0,5 V). Diese Gittervorspannung setzt den Katenstrom der beiden Röhren herab, weshalb der Widerstand der Anodenrückleitung, der die Vorspannung für die Endröhre liefert, mit 560  $\Omega$  (statt wie üblich 470  $\Omega$ ) bemessen wurde. Die hiermit erzeugte Spannung von ca. -5,4 V ist etwas höher als die optimale, jedoch ist die Abnahme der Ausgangsleistung nur geringfügig. Auf diese Weise hält man den Stromverbrauch der Anodenbatterie außerordentlich niedrig.

### Oszillatorkreis

Der für dieses Gerät verwendete Oszillatorkreis ist mit dem im Abschnitt III. 3. e) „Aufbau einer Mischstufe mit der DK 96“ auf Seite 58 beschriebenen Kreis identisch. Die entsprechenden Spulendaten werden am Ende der Beschreibung dieses Empfängers angegeben.

Der Booster-Kreis ( $L_B$  und 68 pF) erhöht die Aussteuerung des Oszillatorgitters am langwelligen Ende des Kurzwellenbandes, so daß die Kopplung zwischen den Oszillatospulen loser gemacht werden kann. Die Abb. 1-3<sub>IV</sub> zeigen die Aussteuerung am Signalgitter und am Oszillatorgitter in den Wellenbereichen. Wie man der Abb. 5<sub>IV</sub> entnimmt, beträgt der Gitterstrom im Kurzwellenbereich durch die zusätzliche Anhebung am langwelligen Ende 95  $\mu$ A, in der Mitte 130  $\mu$ A und am kurzwelligen Ende 120  $\mu$ A.

In dem hier beschriebenen Empfänger ist die Booster-Spule auf einem gesonderten Spulenkörper angebracht. Ebensogut ist es aber auch möglich, sie mit auf dem Träger der Oszillatorwicklungen anzubringen.

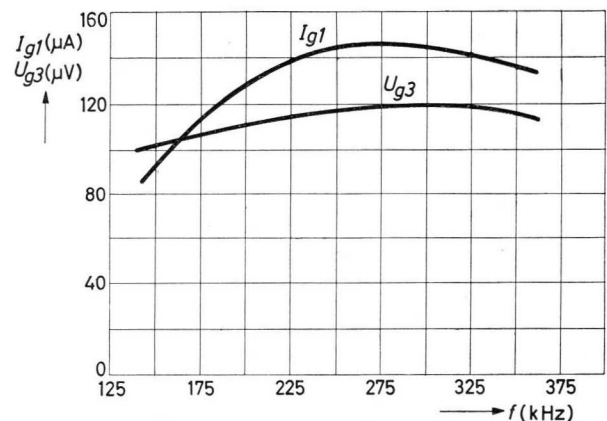


Abb. 1<sub>IV</sub> Frequenzgang von Oszillator-Gitterstrom ( $I_{g1}$ ) und Eingangssignal ( $U_{g3}$ ) der DK 96. Langwellenbereich

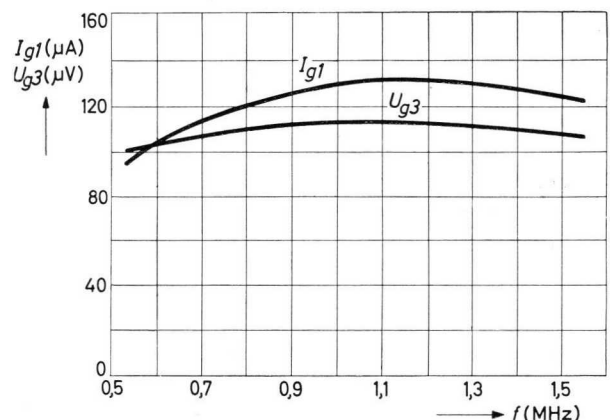


Abb. 2<sub>IV</sub> Wie Abb. 1<sub>IV</sub>, aber für den Mittelwellenbereich

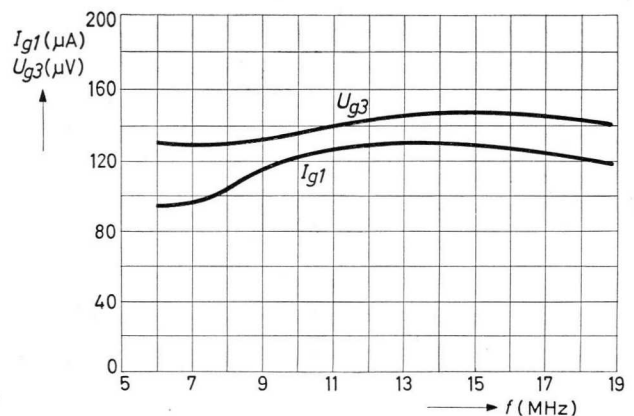


Abb. 5<sub>IV</sub> Wie Abb. 1<sub>IV</sub>, aber für den Kurzwellenbereich

### HF-Effekte

Die Funktion des Trimmer-Kondensators  $C_N$  (0,5–3,5 pF) zur Neutralisation des Induktionseffektes wurde bereits auf S. 58 beschrieben. Die Neutralisation stellt man bei der Frequenz des oberen Abgleichpunktes, der bei diesem Gerät bei 16,9 MHz liegt, ein. Die Neutralisation bei 18,5 MHz bleibt dabei noch ausreichend. Natürlich können auch feste Kondensatoren an dieser Stelle verwendet werden, jedoch besteht angesichts der Toleranzen dieser kleinen Kapazitäten die Gefahr, daß sich der Mitnahme-Effekt von 10 kHz auf 35 kHz steigert, wenn der Wert des Kondensators an der Toleranzgrenze liegt. Beim Abgleich wären dann Schwierigkeiten zu erwarten.

Ohne Boosterspule und mit einem Gitterstrom, der am oberen Ende des Frequenzbandes auf 200  $\mu$ A steigt, würde die Regelspannung eine beträchtliche Frequenzverwerfung bewirken, die die Abstimmung des Empfängers beeinflußt. Unter Umständen kann es erforderlich werden, die Bereichsumschaltung so zu ändern, daß die DK 96 im KW-Bereich ohne Regelspannung arbeitet.

Bei Frequenzen unter 12 bis 10 MHz treten diese Effekte kaum mehr in Erscheinung. Dennoch wird

es zweckmäßig sein, das Gehäuse des Abstimm-Kondensators zwischen den beiden Plattenpaketen zu erden. Sonst wäre es möglich, daß die Oszillatorspannung am Steuergitter im unteren Teil des KW-Bereiches von weniger als 100 mV auf etwa 250 mV steigt.

### IV. 1. b) Ströme und Spannungen

Röhre	$U_a$ (V)	$U_{g2}$ (V)	$U_{g4}$ (V)	$U_{g5}$ (V)	$U_{g1}$ (V)	$I_a$ (mA)	$I_{g2}$ (mA)	$I_{g4}$ (mA)
DK 96	85	55	70	-0,5		0,50	1,50	0,11
DF 96	85	66			-0,5	1,40	0,48	
DAF 96	21	28				0,064	0,021	
DL 96	85	85			-5,4	4,7	0,85	

Die Spannungen beziehen sich auf das Chassis.

### IV. 1. c) Empfindlichkeit

Signalspannung jeder Stufe für 50 mW Ausgangsleistung bei Speisung mit Nennspannung:

NF-Spannung am Steuergitter DL 96 ...	1,6 V
NF-Spannung am Steuergitter DAF 96..	25 mV
ZF-Spannung am Steuergitter DF 96 ....	3,1 mV
(475 kHz: $m = 50\%$ )	
HF-Spannung am Signalgitter DK 96 ...	100 $\mu$ V

# 4-Röhren-AM-Empfänger

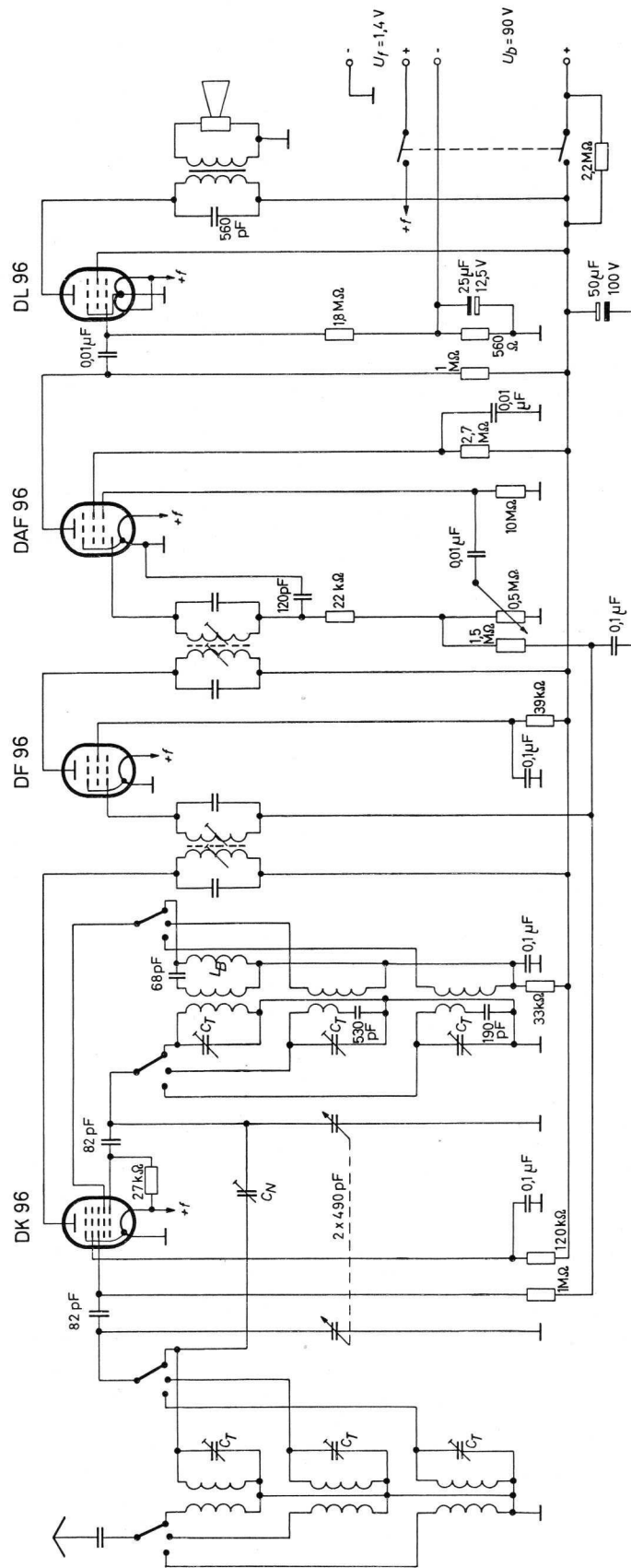


Abb. 41V Gesamtschaltbild des 4-Röhren-Batterie-Empfängers für AM-Empfang

#### IV. 1. d) Dimensionierung der Spulen für den Oszillatorteil

Alle Spulen sind auf Trolitul-Spulenkörper mit Eisenpulverkern gewickelt, um die erforderliche feste Kopplung zu erreichen (s. Abb. 5a<sub>IV</sub>—5d<sub>IV</sub>).

##### 1. Kurzwellen-Bereich:

Spulenkörper für  $L_1, L_2$ : 12,7 mm  $\phi$

Kern: 6 mm  $\phi$ , 12 mm lang

##### $L_1$ Oszillatorspule:

9 Wdg., 1,2 mm Cu (verzinkt)

Windungsabstand: 0,9 mm

$L_{max} = 0,8 \mu\text{H}$  mit Eisenkern

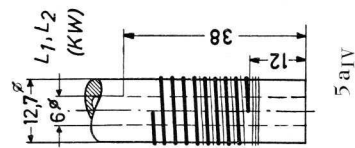
$L = 0,64 \mu\text{H}$  ohne Eisenkern

##### $L_2$ Rückkopplungsspule:

$7\frac{3}{4}$  Wdg., 0,15 mm CuLS

$4\frac{3}{4}$  Wdg., zwischen die Wdg. von

$L_1$  gewickelt (am kalten Ende)



##### $L_B$ Zusatzwicklung (Booster):

Spulenkörper für  $L_B$ : 12,7 mm  $\phi$

Kern: 6 mm  $\phi$ , 12 mm lang

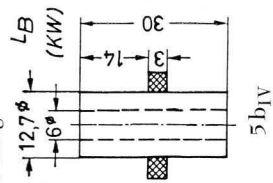
40 Wdg., 0,2 mm CuLS

Kreuzwicklung; Wicklungshöhe

5 mm

$L_{max} = 51,4 \mu\text{H}$  mit Eisenkern

$L = 14,6 \mu\text{H}$  ohne Eisenkern



##### 2. Mittelwellen-Bereich:

Spulenkörper für  $L_1, L_2$ : 12,7 mm  $\phi$

Kern: 6 mm  $\phi$ , 12 mm lang

##### $L_1$ Oszillatorspule:

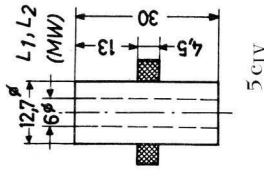
55 Wdg., 0,15 mm CuLS

Kreuzwicklung; Wicklungshöhe

4,5 mm

$L_{max} = 69 \mu\text{H}$  mit Eisenkern

$L = 54 \mu\text{H}$  ohne Eisenkern



##### $L_2$ Rückkopplungsspule:

15 Wdg., 0,1 mm CuL

eng gewickelt in einer Lage am oberen Ende der

Oszillatorspule. Die Windungen sind durch eine

Doppellage dünnen Isolierpapiers getrennt

##### 3. Langwellen-Bereich:

Spulenkörper für  $L_1, L_2$ : 12,7 mm  $\phi$

Kern: 6 mm  $\phi$ , 12 mm lang

##### $L_1$ Oszillatorspule:

140 Wdg., 0,15 mm CuLS

Kreuzwicklung; Wicklungshöhe

5 mm

$L_{max} = 565 \mu\text{H}$  mit Eisenkern

$L = 500 \mu\text{H}$  ohne Eisenkern

##### $L_2$ Rückkopplungsspule:

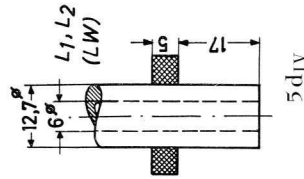
22 Wdg., 0,1 mm CuL

eng gewickelt in einer Lage am oberen Ende der

Oszillatorspule. Die Windungen sind durch eine

Doppellage dünnen Isolierpapiers voneinander ge-

trennt.



## IV. 2) Ein 4 + 1-Röhren-AM-BGW-Empfänger mit den Röhren DK 96, DF 96, DAF 96, DL 96 und DM 70

### IV. 2. a) Beschreibung

Der nachstehend beschriebene Empfänger ist nur für den Mittelwellen-Bereich ausgelegt.

Das Gerät, dessen Schaltung in Abb. 15<sub>IV</sub> wiedergegeben ist, arbeitet im Batteriebetrieb mit Spannungen von 90 V bzw. 9 V, im Netzbetrieb bei 220 und 110 V Gleich- und Wechselspannung.

wert, für die beiden letzteren Kondensatoren einen Zweifach-Elektrolyt-Kondensator  $2 \times 100 \mu\text{F}/150 \text{ V}$  vorzusehen. Die  $8 \mu\text{F}$  Elektrolyt-Kondensatoren im Heizkreis sind für eine Spitzenspannung von 50 V dimensioniert, um sie gegen Spannungsüberlastung bei Bruch eines Heizfadens zu sichern.

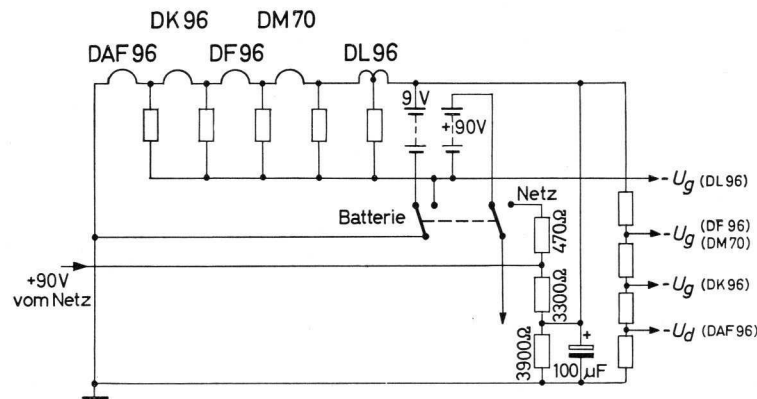


Abb. 6<sub>IV</sub> Schaltung des Heizkreises und Gewinnung der Gittervorspannungen

Die vorgesehene Ferroxcube-Stabantenne ergibt größere Signalspannungen als die üblichen, eingebauten Rahmen- oder kapazitiven Antennen.

### Netzbetrieb

Der Spannungsversorgungsteil des Empfängers ist in Abb. 6<sub>IV</sub> noch einmal übersichtlich hervorgehoben worden.

Die Anoden-Rückleitung wird bei Netzbetrieb an das Chassis gelegt und hat gegenüber dem Heizfaden des Endrohres ein Potential, welches der erforderlichen Gittervorspannung entspricht.

Ein sehr wesentliches Problem bei Netzbetrieb ist der Brumm. Die Netz-Glättungskondensatoren haben Werte von  $100 \mu\text{F}$  (siehe Abb. 15<sub>IV</sub>); für den Kondensator über dem Heizkreis reichen  $50 \mu\text{F}$  aus. Als Spitzenspannung wäre eigentlich 350 V zugrunde zu legen, da im 220 V Netzbetrieb bei Heizleitungs-Unterbrechungen die Spannung an den Kondensatoren bis auf 311 V steigen kann. Mit einem  $3,9 \text{ k}\Omega$  Widerstand parallel zur Heizkreis-Kapazität jedoch begrenzt man dessen Spannung auf max. 50 V und die der Endkapazität des Netzspannungs-Siebteiles auf 150 V. Es ist aus wirtschaftlichen Gründen empfehlens-

### Schwundregelung und Abstimm-Anzeige

Die Abb. 7<sub>IV</sub> gibt ein vereinfachtes Bild der Regelspannungs-Verteilung, und die Abb. 8<sub>IV</sub> stellt die Regelkurve des Empfängers dar. Ohne Signal ist die Gittervorspannung der Regelröhren null.

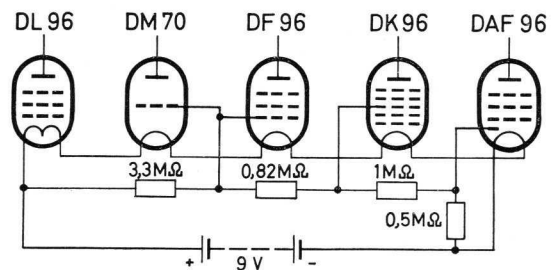


Abb. 7<sub>IV</sub> Vereinfachte Darstellung der Regelspannungsverteilung

Bewirkt wird dies durch einen Spannungsteiler zwischen dem positiven Pol der Heizspannung und der Diode. Allerdings wird dadurch die verfügbare Regelspannung verkleinert. Jedoch gelangen von der am  $0,5 \text{ M}\Omega$  Belastungswiderstand der Diode stehenden Regelspannung noch 80% zur Misch- und 64% zur ZF-Röhre.

Das Steuergitter der DM 70 kann auch direkt mit der Diode verbunden werden. Für genaueste Einstellung wäre es richtig, das Gitter an einen

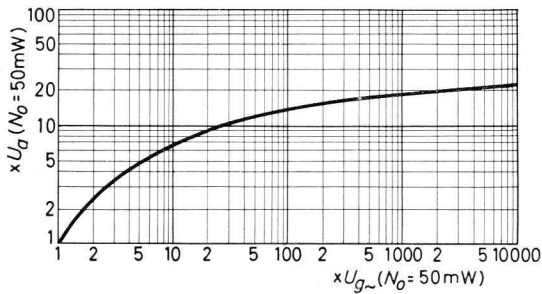


Abb. 8IV Regelkurve des Empfängers

regelbaren Spannungsteiler zu legen. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß die Empfindlichkeit um nur 0,2% sinkt, wenn man das Gitter an die Regelspannung der ZF-Röhre legt und die Röhre so in den Heizkreis einschaltet, daß Stift 4 gegenüber Stift 5 negativer ist. Diese Schaltung ist in dem hier beschriebenen Gerät verwendet.

### Oszillator und Eingangskreis

Der Oszillator enthält Spulen mit denselben Daten wie der vorher unter IV, 1) beschriebene Empfänger. Abb. 9IV zeigt den Frequenzverlauf des Oszillator-Gitterstroms.

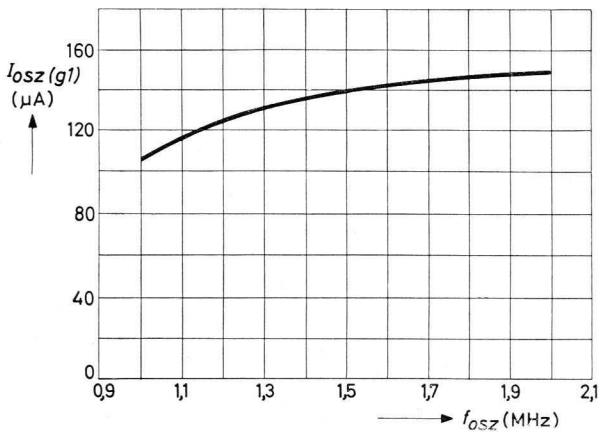


Abb. 9IV Oszillator-Gitterstrom ( $I_{osz}(g_1)$ ) als Funktion der Frequenz

Da der Empfänger nur für MW-Empfang ausgelegt ist, läßt sich eine Ferroxcube-Stabantenne vorteilhaft verwenden. Das Material besteht aus Ferroxcube IVB, Abmessungen  $203 \times 9,5$  mm. Die Spule  $L_1$  wird zweckmäßig eine viertel Stablänge vom Ende entfernt angebracht. Diese Einstellung gewährleistet die höchste Empfindlichkeit. Die erforderliche Induktivität erreicht man durch Verschieben der Spule, welche anschließend mit Wachs fixiert wird.

Den Abstand Chassis/Stabantenne macht man so groß wie möglich, um abschirmende Wirkungen des Chassis zu verringern. Auch ist es zweckmäßig, bei Anbringen des Stabes die Nähe des Gleichrichters und wärmeabstrahlender Widerstände zu vermeiden.

### Frequenzverlauf

Die Abbildungen 10–12IV geben die Durchlaufkurven des BGW-Empfängers wieder. Wie man sieht, sind die Kurven bei 4000 Hz bereits so stark abgesunken, daß sich besondere Maßnahmen gegen Mikrofonie erübrigen.

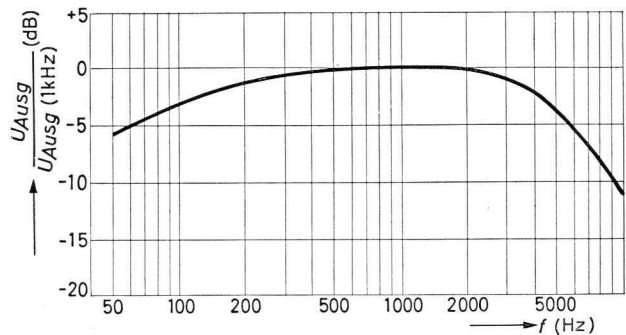


Abb. 10IV Frequenzgang des NF-Teils des 4+1-Röhren-AM-BGW-Empfängers, gemessen vom oberen Ende des Lautstärke-Potentiometers

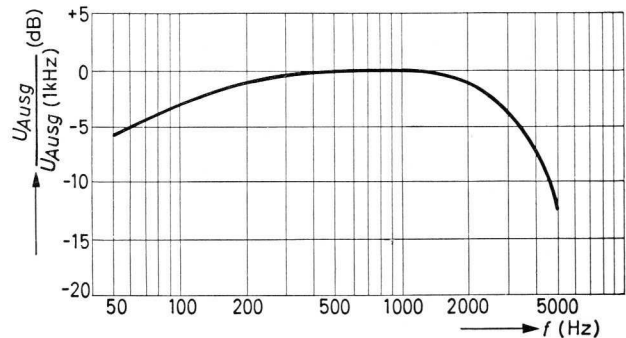


Abb. 11IV Frequenzgang des 4+1-Röhren-AM-BGW-Empfängers, gemessen vom Steuergitter  $g_1$  der ZF-Röhre DF 96

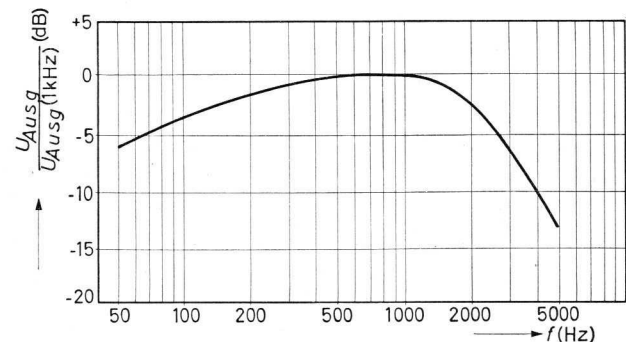


Abb. 12IV Frequenzgang des 4+1-Röhren-AM-BGW-Empfängers, gemessen vom Signalgitter  $g_5$  der Mischröhre DK 96



# 4+1-Röhren-AM-Empfänger

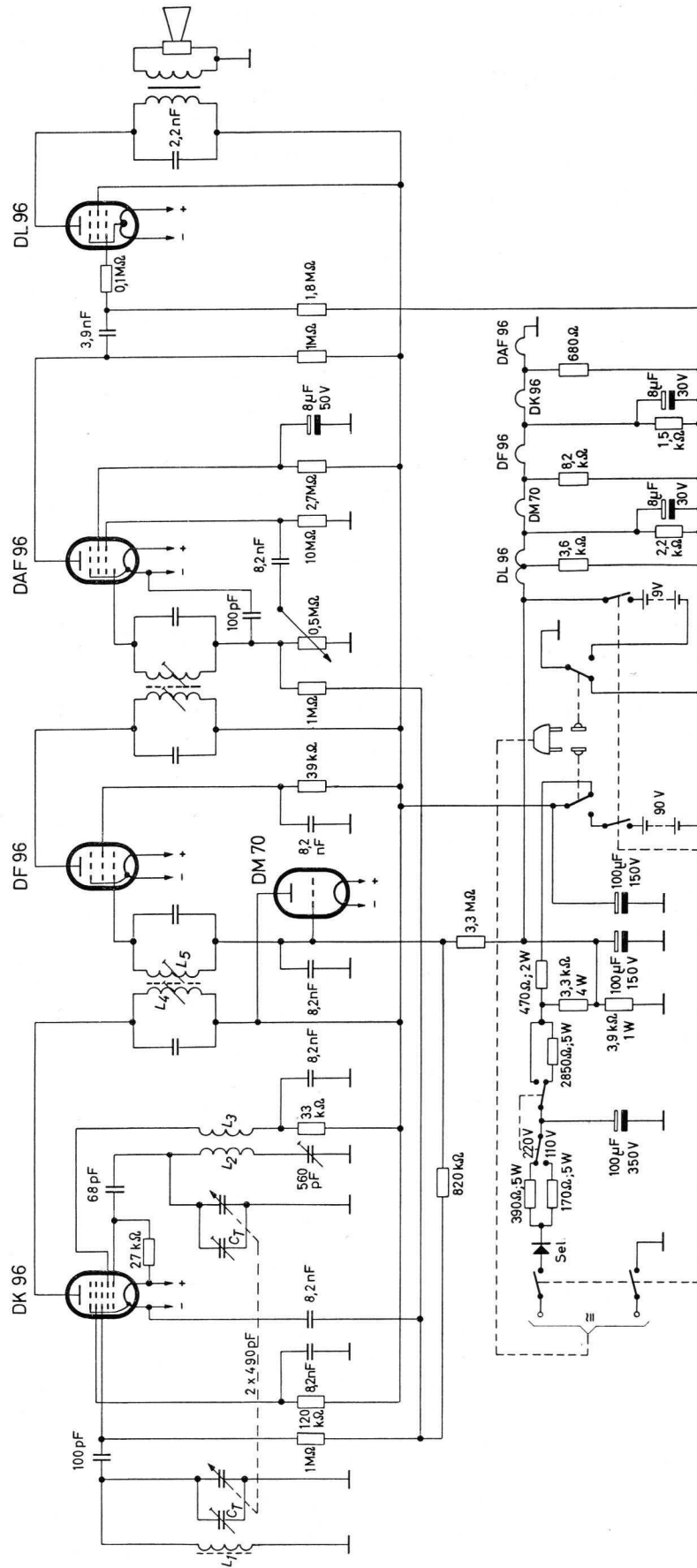


Abb. 15 IV Gesamtschaltbild des 4 + 1-Röhren-BGW-Empfängers für AM-Empfang

## 4+1-Röhren-AM-Empfänger

### IV. 2. b) Dimensionierung der Spulen

$L_1$  Ferroxcube-Stabantenne, Induktivität 200  $\mu\text{H}$ .

$L_{2-5}$  Oszillatortypen. Spulenkörper und HF-Eisenkerne wie bei dem vorher beschriebenen Empfänger.

$L_2$  55 Wdg., 0,15 mm CuLS Kreuzwicklung; Wickellänge 4,5 mm.

$L_3$  15 Wdg., 0,10 mm CuL, eine Lage über dem oberen Ende von  $L_2$  eng gewickelt. Die Wicklungen sind durch eine doppelte Lage dünnen Isolierpapiers voneinander getrennt.

$L_{4-5}$  Mikro-Bandfilter 452 kHz, VALVO AP-1001/52.

$L_{6-7}$  Mikro-Bandfilter 452 kHz, VALVO AP-1001/52.

$L_{8-9}$  Ausgangsübertrager zur Anpassung eines 5  $\Omega$  Lautsprechers an den 20 k $\Omega$  Außenwiderstand der DL 96.

### IV. 2. c) Ströme und Spannungen

Betriebswerte bei Heizspannungsänderung  
(Meßergebnisse an Einzelröhren)

B a t t e r i e b e t r i e b																	
DK 96 ( $f_{osz} \approx 1 \text{ MHz}$ )								DF 96			DAF 96				DL 96		
$U_b$ (V)	$U_f$ (V)	$I_a$ (mA)	$U_{g4}$ (V)	$I_{g4}$ ( $\mu\text{A}$ )	$U_{g2}$ (V)	$I_{g2}$ (mA)	$I_{gt}$ ( $\mu\text{A}$ )	$I_a$ (mA)	$U_{g2}$ (V)	$I_{g2}$ (mA)	$U_a$ (V)	$I_a$ ( $\mu\text{A}$ )	$U_{g2}$ (V)	$I_{g2}$ ( $\mu\text{A}$ )	$U_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$I_{g2}$ (mA)
90	9,0	0,64	72,7	144	35,5	1,66	109	1,77	67,4	0,58	22,0	68,0	29,5	22,4	81,5	5,60	0,65
90	7,8	0,65	73,0	142	35,5	1,62	115	1,72	67,8	0,57	25,0	67,0	30,0	22,2	80,8	5,82	0,68
90	6,6	0,65	72,4	147	40,8	1,49	109	1,61	68,9	0,54	23,5	66,5	31,2	21,8	80,2	4,07	0,76
67	9,0	0,50	58,7	69	27,4	1,20	74	1,08	44,5	0,52	22,1	44,9	29,2	14,0	65,5	1,46	0,27
67	7,8	0,29	59,0	67	28,7	1,16	115	1,07	44,5	0,52	22,5	44,5	29,8	15,8	62,8	1,77	0,55
67	6,6	0,31	58,4	72	33,0	1,05	111	0,97	45,5	0,50	22,7	44,5	30,1	15,4	62,1	2,03	0,58
N e t z b e t r i e b 220 V $\sim$																	
		DK 96						DF 96			DAF 96				DL 96		
98	9,0	0,77	80,4	174	37,5	1,84	124	2,04	73,1	0,64	20,0	78,0	28,4	25,8	87,6	4,54	0,78
90	7,8	0,65	73,0	142	35,5	1,62	115	1,72	67,8	0,57	25,0	67,0	30,0	22,2	80,8	5,82	0,68
81	6,6	0,49	67,6	112	35,4	1,58	100	1,54	64,2	0,45	22,2	58,8	28,9	19,5	75,0	5,54	0,60

Anoden- und Heizspannungen bei 220 V  
Gleich- und 110 V Gleich- und Wechselspannung:

Netzspannung		$U_b$ (V)	$U_f$ (V)
220 V $\equiv$	+ 10 %	99	9,2
	Nennwert	90	7,8
	- 10 %	82	6,7
110 V $\sim$	+ 10 %	100	9,4
	Nennwert	90	7,8
	- 10 %	81	6,6
110 V $\equiv$	+ 10 %	99	9,2
	Nennwert	90	7,8
	- 10 %	80	6,4

## 4+1-Röhren-AM-Empfänger

### IV. 2. d) Empfindlichkeit

Empfindlichkeit für 50 mW Ausgangsleistung bei Nennspannungen

NF-Spannung am Steuergitter DL 96 .... 1,8 V

NF-Spannung am Steuergitter DAF 96 .. 28 mV

ZF-Spannung am Steuergitter DF 96..... 3,5 mV

( $f = 452 \text{ kHz}, m = 30\%$ )

HF-Spannung am Signalgitter DK 96

(1 MHz) ..... 120  $\mu\text{V}$

Empfindlichkeit für 50 mW Ausgangsleistung in Abhängigkeit von Heiz- und Anodenspannungen

Batteriebetrieb			
$U_b$ (V)	$U_f$ (V)	NF-Spannung an $g_1$ DAF 96 (mV)	HF-Spannung an $g_5$ DK 96 ( $\mu\text{V}$ )
90	9	28,8	115
90	7,8	28,0	120
90	6,6	29,2	158
80	9	54,2	149
80	7,8	53,2	166
80	6,6	53,8	207
70	9	50,8	272
70	7,8	45,5	272
70	6,6	44,9	344
67	9	60,7	385
67	7,8	52,5	342
67	6,6	50,2	392
60	9	$(N_o \text{ max.} < 50 \text{ mW})$	
60	7,8	96	756
		$(K_{ges} > 30\%)$	
60	6,6	80,5	863
		$(K_{ges} > 20\%)$	
Netzbetrieb			
220 V Wechselstrom + 10%, Nennwert, -10%			
$U_b$ (V)	$U_f$ (V)	NF-Spannung an $g_1$ DAF 96 (mV)	HF-Spannung an $g_5$ DK 96 ( $\mu\text{V}$ )
98	9	24,4	107
90	7,8	28,0	120
81	6,6	34,0	209

Die Tabelle zeigt, daß Anodenbatterien mit 60 V Spannung nicht mehr ausreichend sind.

### IV. 3) Ein 6-Röhren-FM/AM-Empfänger für Batterie- und Wechselstromnetz-Betrieb

Mit diesem 6-Röhren-Empfänger soll ein FM/AM-Gerät beschrieben werden, das, wie bereits auf Seite 65 angeführt, in erster Linie den erforderlichen Mindest-Aufwand für einen Batterie-Empfänger mit UKW-Teil demonstrieren soll. Die 10,7 MHz Zwischenfrequenz bei FM-Empfang wird dabei in drei ZF-Stufen verstärkt. Die hiermit erreichte Gesamt-Empfindlichkeit von 5,6  $\mu\text{V}$  für

die in die Abschirmung des Ratio-Filters mit eingebaut sind.

Bei AM dient die DC 96 als Oszillatorröhre. Ihre Oszillatorspannung wird dem getrennt herausgeführten dritten Gitter der DF 97 zugeführt, in der die multiplikative Mischung erfolgt. Die erste DF 96 arbeitet hier als HF-Vorröhre, die zweite als ZF-Verstärkerröhre.

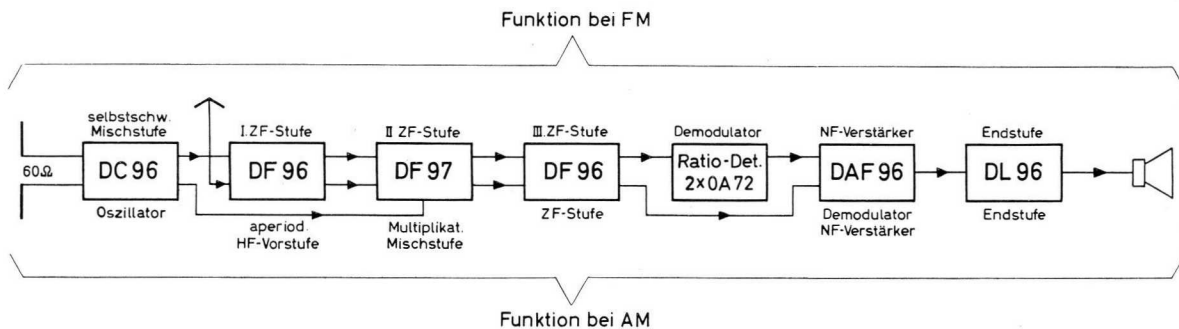


Abb. 14<sub>IV</sub> Blockschaltbild des 6-Röhren-FM/AM-Empfängers

50 mW Ausgangsleistung ist für den UKW-Empfang ausreichend.

Außer UKW hat der Empfänger die Wellenreiche Mittel und Lang.

Die Spannungs- und Stromversorgung erfolgt aus Batterien oder aus dem Wechselstromnetz. Die Röhren werden parallel geheizt, wobei im Netzbetrieb ein besonderer Gleichrichter mit sehr guter Brummsiebung vorgesehen ist.

Das Blockschaltbild 14<sub>IV</sub> zeigt die Bestückung des Empfängers und die Röhrenfunktionen bei FM und AM. Das Gesamtschaltbild ist in Abb. 17<sub>IV</sub> wiedergegeben.

Bei FM ist die DC 96 eine selbstschwingende Mischröhre, die folgenden Röhren DF 96, DF 97 und DF 96 arbeiten als ZF-Verstärkerröhren. Die Demodulation erfolgt durch Germanium-Dioden,

Der Niederfrequenzteil ist für den FM- und den AM-Empfang der gleiche. Er besteht aus der NF-Verstärkerröhre DAF 96 und der Endröhre DL 96.

Die doppelte Funktion der DC 96 bei AM- und FM-Empfang bedingt, daß auch UKW-Leitungen über den Schalter führen. Dabei können sich Schwierigkeiten ergeben, die jedoch durch geschickten Aufbau so beherrscht werden können, daß man die optimale Röhreneinstellung erreicht.

Als Wellenschalter benutzt man zweckmäßig ein Drucktasten-Aggregat. Dies hat den Vorteil, daß man bei Umschaltungen im UKW-Teil kurze Zuleitungen erhält. Im übrigen sind die UKW-Daten etwas von der Anordnung der Bauteile abhängig, so daß man beim Nachbau dieser Schaltung in gewissen Grenzen abweichende Werte erhalten kann.

IV. 3. a) FM-Teil

IV. 3. a. 1) HF-Eingangskreis

Die Abb. 15<sub>IV</sub> zeigt den HF-Eingangskreis. Der Mischstufen-Eingang ist durch die Parallelschaltung eines Widerstandes und eines Kondensators ersetzt.

Wie die folgende Zusammenstellung der Daten im HF-Kreis zeigt, wird der Kreis, der ohne Zusatzdämpfung eine Impedanz  $Z^* = 4 \text{ k}\Omega$  hat, durch die schwingende Mischröhre mit einem Widerstand  $R_{osz} = 7,8 \text{ k}\Omega$  bedämpft, so daß sich eine resultierende Kreisimpedanz  $Z$  von  $2,66 \text{ k}\Omega$  ergibt.

Die Verstärkung von den Antennenklemmen (60  $\Omega$ ) bis zu den Enden von  $L_2$  wird bei Anpassung

$$g_{ant}' = \sqrt{\frac{Z}{R_{ant}}} = \sqrt{\frac{2,66}{0,06}} = 6,66$$

Durch den Kondensator  $C_x$  tritt eine Teilung der HF-Spannung auf, die sich folgendermaßen berechnet:

$$t_{HF1} = \frac{C_x}{C' + C_x} = \frac{270}{46 + 270} = 0,86 \quad (\text{für } 94 \text{ MHz})$$

$$U_{A/E} = t_{HF1} \cdot U_{A/B}$$

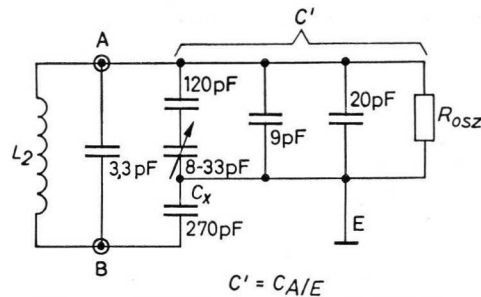


Abb. 15<sub>IV</sub> HF-Eingangskreis, FM-Teil

Daten des Eingangskreises:

Frequenzbereich ..... 86 bis 101 MHz  
 Kreiskapazität  $C$  bei 94 MHz ..... ca. 42<sup>1)</sup> pF

setzt sich zusammen aus:

Eingeschalteter Festkondensator .....	3,5 pF
Drehkondensator <sup>2)</sup> .....	17 pF
Schaltkapazität .....	9 pF
Kapazitive Belastung durch den Oszillator .....	20 pF
ZF-Rückkopplungskondensator .....	270 pF

$C_x$

Kreisgüte ohne Belastung bei 94 MHz .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{94}{0,94} = 100$
Kreisimpedanz .....	$Z^* = 4 \text{ k}\Omega$
Kreisgüte mit angeschalteter Mischstufe bei ungeheizter Röhre ...	$Q' = \frac{f_0}{\Delta f'} = \frac{94}{1,22} = 77$
Kreisimpedanz .....	$Z' = 5,1 \text{ k}\Omega$
Kreisgüte mit angeschalteter Mischstufe bei geheizter Röhre .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{94}{1,42} = 66$
Kreisimpedanz an den Enden von $L_2$ .....	$Z = 2,66 \text{ k}\Omega$

Antennenspule  $L_1$ : 1 Wdg., 0,5 mm Schaltdraht  
 Kreisspule  $L_2$ : 3 Wdg., 1,5 mm Cu versilbert  
 Spulenkörper 7 mm  $\phi$ , Steigung 5 mm

<sup>1)</sup> Entsprechend Abb. 15<sub>IV</sub> errechnet sich

$$C = 3,3 + \frac{(17 + 9 + 20) \cdot 270}{17 + 9 + 20 + 270} \approx 42 \text{ pF.}$$

<sup>2)</sup> Variationsbereich des Drehkondensators 8 bis 33 pF. Serienkondensator 120 pF.

Die Verstärkung bis zum Mischstufen-Eingang wird somit

$$g_{ant} = g_{ant}' \cdot t_{HF1} = 5,77$$

Vom Mischstufen-Eingang bis zum Gitter der Mischröhre entsteht durch die Serienresonanz der

oberen Hälfte der Gitterspule mit der Röhreneingangskapazität eine Spannungsaufschaukelung  $t_{HF2}$  von etwa 1,22, so daß sich als Verstärkung von den Antennenklemmen bis zum Gitter der Mischröhre ergibt

$$g_{HF} = g_{ant} \cdot t_{HF2} \approx 7$$

## IV. 5. a. 2) Mischstufe

Die DC 96 arbeitet in selbstschwingender Mischstufenschaltung mit abgestimmtem Anodenkreis.

Die Mischstufe ist in gleicher Weise wie Abb. 2<sub>III</sub> auf S. 23 durch eine Brücke mit induktiven Zweigen im Eingang symmetriert.

### Röhreneinstellung DC 96

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_g$	$U_g$	$I_a$	$S_c$
85 V	4,7 + 2,2 kΩ	75 V	1 MΩ	-3 bis -4 V	1,52 mA	360 μA/V

Die Werte für Anodenstrom und Mischteilheit liegen etwas niedriger als man sie aus den technischen Daten der DC 96 (siehe Seite 25) ableiten kann, weil die Meßwerte nach Seite 24 und 25 bei Fremderrregung aufgenommen sind, während sich in der hier angegebenen Betriebseinstellung mit Selbsterregung die Anodenrückwirkung bemerkbar macht.

### Daten des Oszillatorkreises:

Frequenzbereich .....	96,7 bis 111,7 MHz
Kreiskapazität .....	56 bis 27 pF
setzt sich zusammen aus:	
Drehkondensator .....	17 bis 8 pF
Röhrenausgangskapazität mit Fassung .....	$C_p$ { ca. 3 pF ca. 12,5 pF ca. 3,5 + 1 pF ca. 27 pF ca. 11,5 pF
Schalter- und Schaltungskapazität .....	
Bandfilterkapazität gegen Abschirmung + Spulenkapazität	
Koppelkondensator .....	
Serienschaltung zwischen Koppelkondensator und $C_p$ .....	
Erdkapazität der Oszillatortspule, einschließlich der aus dem Gitterkreis transformierten Kapazität .....	ca. 7,5 pF

Schwingkreisspule  $L_3$ : 5 Wdg., 1 mm Cu versilbert

Spulenkörper 7 mm  $\phi$ ,  
Steigung 5 mm

Gitterspule  $L_4$ : 2x2 Wdg., 0,2 mm CuSS mit  
2 Wdg. in das kalte Ende der  
Oszillatortspule gewickelt.

### Mischverstärkung

In Abb. 16<sub>IV</sub> ist die ZF-Ersatzschaltung für die Kapazitäten der Ausgangsseite der Mischstufe dargestellt. Die Kapazität  $C_x = 270$  pF (in  $C_K$  enthalten) ist so gewählt, daß der Ausgangswiderstand der Mischröhre bis auf ca. 700 kΩ entdämpft wird<sup>1)</sup>.

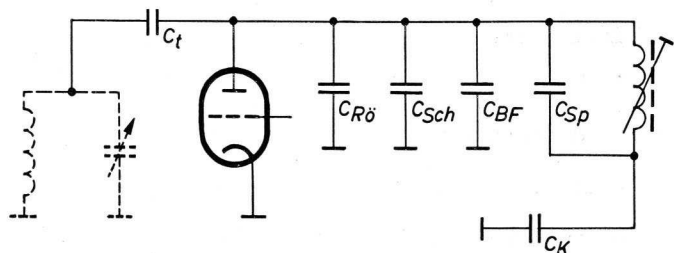


Abb. 16<sub>IV</sub> Ersatzschaltbild für die Kapazitäten des Mischstufen-Ausgangs

### Kapazitätswerte

$C_t = 27$  pF Koppelkondensator

$C_K = 328$  pF setzt sich zusammen aus:

$C_x = 270$  pF Einschalteter Kondensator

25 pF Kapazität des HF-Kreises (mittlerer Wert) + Schaltkapazität

35 pF Kapazität der Reihenschaltung des Gitterankopplungskondensators mit Trimmer und Gitterkapazität (dynamisch)

<sup>1)</sup> Ausführliche Beispiele für die Berechnung der  $R_{ic}$ -Neutralisation siehe Abschnitt IV. 4), Seite 88 und >FM/AM-Empfängerröhren und ihre Schaltungen<, Teil II und III.

## 6-Röhren-FM/AM-Empfänger

$C_o = 18 \text{ pF}$	setzt sich zusammen aus:
	$C_{R\ddot{o}} = \text{ca. } 2 \text{ pF}$ Ausgangskapazität der Röhre mit Fassung
	$C_{Sch} \approx 12,5 \text{ pF}$ Schalt- und Schalterkapazität zwischen Anode und Erde,
	$C_{BF} = 3,5 \text{ pF}$ Kapazität der Primärspule des Bandfilters gegen Erde
$C_{Sp} = 1 \text{ pF}$	Eigenkapazität der Bandfilterspule
$C_m = 45 \text{ pF}$	$= C_o + C_l$ Gesamtkapazität zwischen Anode und Erde

Die kapazitive Anzapfung, mit der die Anode der DC 96 an den Primärkreis des Bandfilters angeschlossen ist, ergibt mit den obigen Kapazitätswerten

$$t_{ZF}^* = \frac{C_K}{C_K + C_m} = 0,88$$

Als Bandfilter ist eine Mikroausführung verwendet, die nahe an der Mischröhre montiert werden kann. Die Gesamtkapazität des ZF-Filters wird

$$C_{prim} = C_{Sp} + \frac{C_K \cdot C_m}{C_K + C_m} \approx 40 \text{ pF}$$

Daten des 1. Bandfilters	Primärkreis	Sekundärkreis
Abstimminduktivität .....	$L_5 = 5,5$	$L_6 = 9,6 \text{ } \mu\text{H}$
$L_5$ : 42 Wdg., 0,1 mm CuSS, eng gewickelt, Spulendurchmesser 5,5 mm		
$L_6$ : 52 Wdg., 0,1 mm CuSS, eng gewickelt, Spulendurchmesser 5,5 mm		
Abstimmung mit Ferroxcube-Kern		
Kreiskapazität .....	$C_{prim} = 40$	25 <sup>1)</sup> pF
Kreisgüte ohne Belastung .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,139} = 77$	$\frac{10,7}{0,107} = 100$
Kreisimpedanz .....	29,4	65 k $\Omega$
Kreisgüte in der Schaltung .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,145} = 74$	$\frac{10,7}{0,129} = 85$
Kreisimpedanz .....	28,2	56 k $\Omega$
Dämpfung durch die Röhre ( $R_{ic}$ -Neutralisation) .....	ca. 700	k $\Omega$
Dämpfung durch Kabel und Röhre .....		ca. 400 k $\Omega$
Relative Kopplung .....	$kQ = q$	1,0
Transimpedanz .....	20	k $\Omega$
Effektive Transimpedanz .....	$Z_{trans \text{ eff}} = Z_{trans} \cdot t_5$	17,6 k $\Omega$

<sup>1)</sup> Kabelkapazität + Schaltkapazität + Röhrenkapazität

Mit einer Mischsteilheit von  $S_c = 0,360 \text{ mA/V}$  wird die Mischverstärkung

$$g_c = 0,360 \cdot 17,6 = 6,35$$

Die Gesamtverstärkung von den Antennenklemmen bis zum Gitter der ersten ZF-Röhre wird

$$g = g_{HF} \cdot g_c = 44,5$$

### IV. 3. a. 3) 1. ZF-Stufe

Die erste ZF-Stufe ist mit einer DF 96 bestückt, die bei AM als aperiodische HF-Vorstufe wirkt. Auf der Gitterseite liegt das 1. ZF-Bandfilter für 10,7 MHz, mit dessen Sekundärkreis die AM-Kreise für Mittel- und Langwelle in Reihe geschaltet sind. Bei FM werden sie kurzgeschlossen. Anodenseitig liegt das 2. ZF-Bandfilter.

#### Röhreneinstellung 1. DF 96

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$I_a$	$I_{g2}$	$S$
85 V	2,2 k $\Omega$	81 V	39 k $\Omega$	64 V	1,65 mA	0,55 mA	850 $\mu\text{A/V}$

## 6-Röhren-FM/AM-Empfänger

### Daten des 2. Bandfilters

Abstimminduktivität .....

$$L_7 = L_8 = 40 \text{ Wdg., } 0,15 \text{ mm CuLS}$$

auf 7 mm Körper eng gewickelt

Abstimmung durch Eisenpulverkern

Kreiskapazität .....

setzt sich zusammen aus:

Eingeschalteter Kondensator .....

Schalt- und Röhrenkapazität .....

Kreisgüte in der Schaltung .....

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

$$\frac{10,7}{0,176} = 61 \quad \frac{10,7}{0,169} = 63,5$$

Kreisimpedanz .....

Z

Relative Kopplung .....

$$kQ = q$$

Transimpedanz .....

$$Z_{trans}$$

Primärkreis	Sekundärkreis
$L_7 = 11,8$	$L_8 = 11,7 \text{ } \mu\text{H}$

18,8                      19      pF

10                        10      pF

8,8                        9      pF

51                        50,5    k $\Omega$

1,27

24,6                      k $\Omega$

Die Verstärkung der 1. ZF-Stufe ergibt sich mit einer Steilheit der DF 96 von  $S = 850 \text{ } \mu\text{A/V}$  zu

$$g_{ZF1} = 0,85 \cdot 24,6 = 21$$

### IV. 3. a. 4) 2. ZF-Stufe

In der 2. ZF-Stufe ist die DF 97 eingesetzt. (Ihre Funktion als multiplikative Mischröhre wird beim AM-Teil beschrieben.) Bei Verwendung als ZF-Röhre für FM-Empfang wird das dritte Gitter über den Schalter 10 geerdet.

#### Röhreneinstellung DF 97

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$I_a$	$I_{g2}$	S
85 V	2,2 k $\Omega$	82 V	47 k $\Omega$	57 V	1,50 mA	0,595 mA	900 $\mu\text{A/V}$

### Daten des 3. Bandfilters

Abstimminduktivität .....

$$L_9 = L_{10} = 40 \text{ Wdg., } 0,15 \text{ mm CuSS}$$

auf 7 mm Körper eng gewickelt

Abstimmung durch Eisenpulverkern

Kreiskapazität .....

Eingeschalteter Kondensator .....

Kreisgüte in der Schaltung .....

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

$$\frac{10,7}{0,125} = 87 \quad \frac{10,7}{0,155} = 79$$

Kreisimpedanz .....

Z

Relative Kopplung .....

$$kQ = q$$

Transimpedanz .....

$$Z_{trans}$$

Primärkreis	Sekundärkreis
9,65	8,9 $\mu\text{H}$

25                        25      pF

10                        10      pF

56                        47      k $\Omega$

1,5

25,6                      k $\Omega$

Die Verstärkung für diese Stufe beträgt mit einer Steilheit der DF 97 von  $S = 900 \text{ } \mu\text{A/V}$

$$g_{ZF2} = 0,90 \cdot 25,6 = 21,2$$

### IV. 3. a. 5) 3. ZF-Stufe und Ratio-Filter

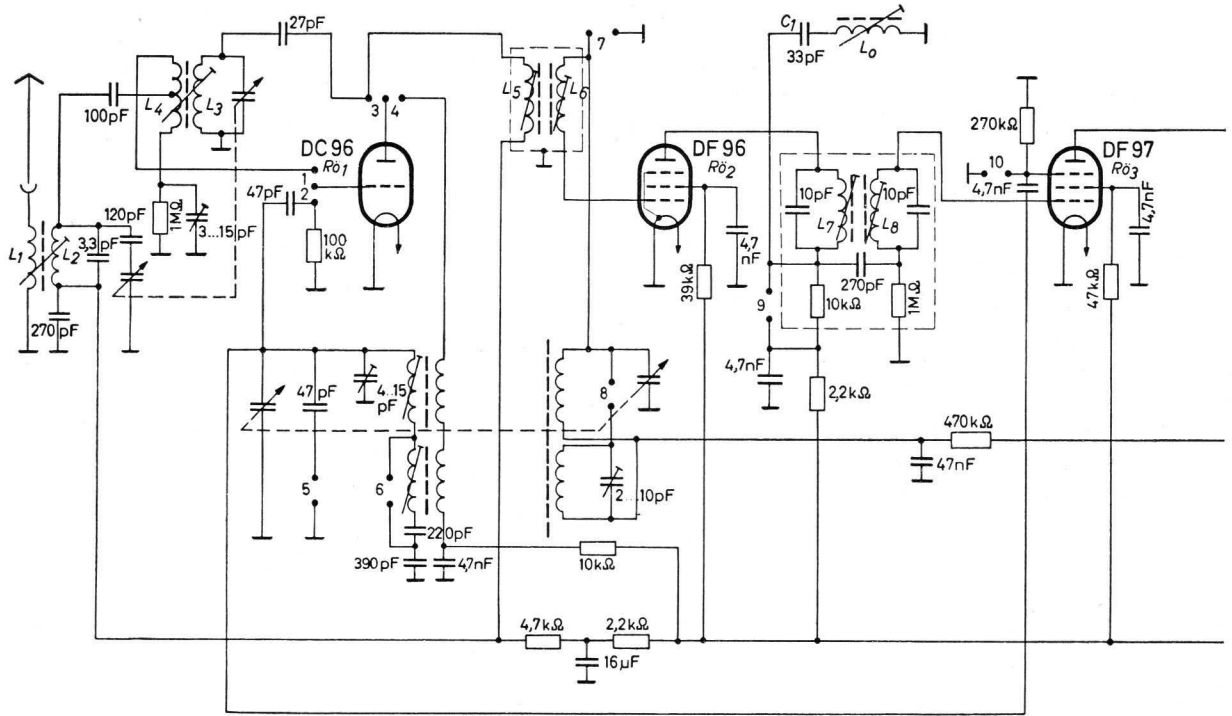
Die letzte ZF-Röhre ist wieder eine DF 96. In ihrem Anodenkreis befindet sich das Ratio-Filter (damit in Reihe das AM-Bandfilter).

#### Röhreneinstellung 2. DF 96

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$I_a$	$I_{g2}$	S
85 V	2,2 k $\Omega$	81 V	59 k $\Omega$	64 V	1,65 mA	0,55 mA	850 $\mu\text{A/V}$



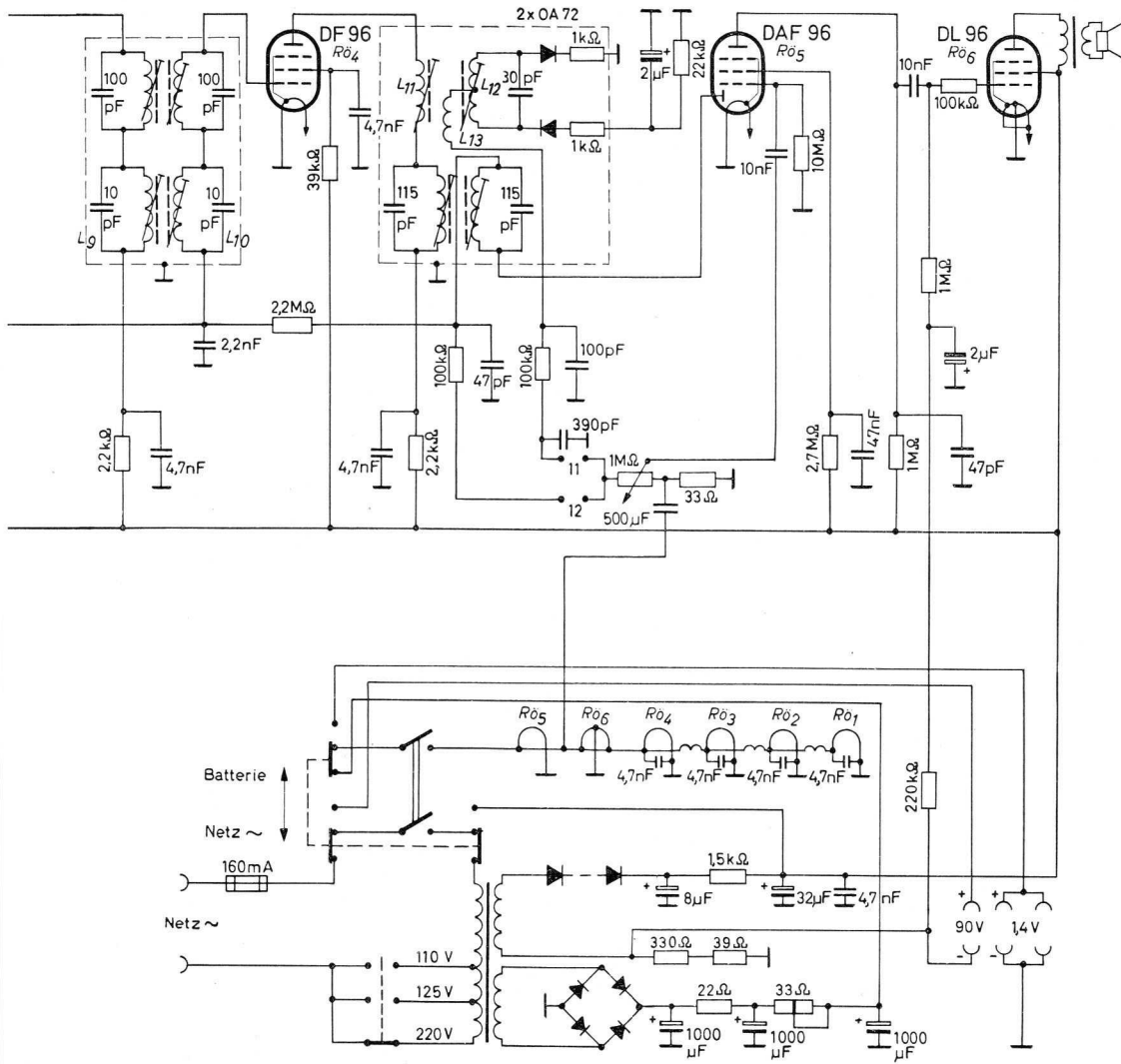
# 6-Röhren-FM/AM-Empfänger



	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
U	X		X				X		X	X	X	
M		X		X		X		X				X
L		X		X	X							X

Abb. 17IV Gesamtschaltbild des 6-Röhren-FM/AM-Empfängers für Batterie- und Wechselstromnetz-Betrieb

# 6-Röhren-FM/AM-Empfänger



## 6-Röhren-FM/AM-Empfänger

### Daten des Ratio-Filters

	Primärkreis	Sekundärkreis
Abstimminduktivität .....	15,5	5,55 $\mu\text{H}$
$L_{11}$ : 45 Wdg., 0,15 mm CuLS		
$L_{12}$ : $2 \times 16$ Wdg., 0,1 mm CuLS bifilar mit 0,2 mm Abstand gewickelt		
Beide Spulen auf 7 mm Körper gewickelt		
$L_{13}$ : 7 Wdg., 0,15 mm CuLS		
Kreiskapazität .....	16,5	40 pF
Eingeschalteter Kondensator .....		50 pF
Kreisgüte ohne Belastung .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,155} = 70$	$\frac{10,7}{0,095} = 115$
Kreisgüte in der Schaltung .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,274} = 39$	
Resonanzimpedanz .....	$Z$	35,2 k $\Omega$
Relative Kopplung .....	$kQ = q$	0,8
Eingangsimpedanz des Filters bei Resonanz .....	$Z_i$	21,5 k $\Omega$

Mit einer Steilheit von  $S = 850 \mu\text{A/V}$  erhält man für die Verstärkung bis zur Anode

$$g_{ZF5} = S \cdot Z_i \approx 18$$

### IV. 3. a. 6) Gesamtverstärkung und Empfindlichkeit

Die Gesamtverstärkung von den Antennenklemmen bis zur Anode der letzten ZF-Röhre ist also:

$$g_{ges} = g_{HF} \cdot g_c \cdot g_{ZF1} \cdot g_{ZF2} \cdot g_{ZF3} = 7 \cdot 6,55 \cdot 21 \cdot 21,2 \cdot 18 = 356000$$

Benötigt man am Gitter der DAF 96 für 50 mW Ausgangsleistung 28 mV, so entspricht das einer ZF-Spannung von ca. 2 V am Primärkreis des Ratio-

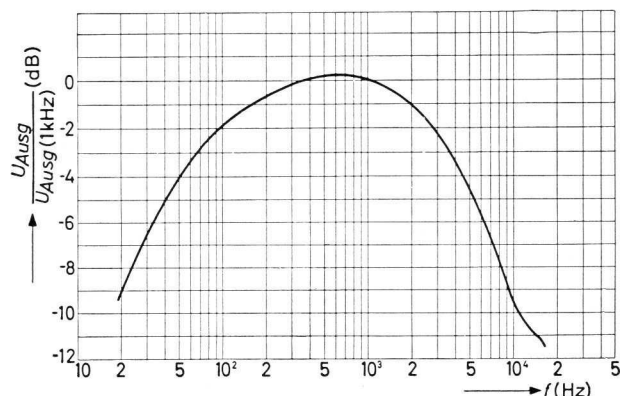


Abb. 18<sub>IV</sub> Frequenzgang des NF-Teiles, gemessen vom Gitter der NF-Vorröhre bis zur Sekundärseite des Ausgangsübertragers

Filters. Der Diskriminationsfaktor beträgt dabei 1,4% bei einer NF-Modulation von 1000 Hz und einem Frequenzhub von 15 kHz.

Mit der oben ausgerechneten Verstärkung erhält man eine Gesamtempfindlichkeit von  $5,6 \mu\text{V}$  für 50 mW Ausgangsleistung.

### IV. 3. a. 7) NF-Verstärker

Der NF-Verstärker bietet keine Besonderheiten. Alle Einzelheiten gehen aus dem Schaltbild Abb. 17<sub>IV</sub> hervor. Die DAF 96 ist in üblicher Weise geschaltet. Die negative Gittervorspannung für die DL 96 wird an einem Widerstand in der gemeinsamen Minusleitung gewonnen. Da vom gesamten Anodenstrom nur 4 mA auf Regelröhren entfallen, wirken sich Stromschwankungen infolge Regelung bei AM nur unwesentlich aus. Der NF-Frequenzgang vom Lautstärkeregel bis zum Ausgang des Gerätes ist in Abb. 18<sub>IV</sub> wiedergegeben.

### IV. 3. a. 8) Rauschzahl und Signal/Rauschverhältnis

Die Messung der Rauschzahl ergab (mit Rauschgenerator SKTU,  $60 \Omega$  unsymmetrisch) eine Grenzempfindlichkeit von ca.  $22 kT_0$  (Mittelwert von mehreren Röhren). In der Abb. 19<sub>IV</sub> ist der Signal-Rauschabstand als Funktion der Eingangsspannung aufgetragen. Ein Abstand von 26 dB wird bei einem Eingangssignal von  $2,5 \mu\text{V}$  erreicht. Bei einem Signal von  $5,6 \mu\text{V}$  wird eine Ausgangsleistung von 50 mW erreicht (Meßwert am Gesamtempfänger). Hierbei ist der Signal/Rauschabstand 43 dB.

## IV. 3. a. 9) Empfindlichkeit in den einzelnen Stufen bei einer Ausgangsleistung von 50 mW an der Anode der Endröhre

NF-Spannung am Steuergitter der DL 96	1,5 V
NF-Spannung am Steuergitter d. DAF 96	28 mV
Diskriminationsfaktor	1,4 ‰

ZF-Spannung an der Anode der 2. DF 96	2 V
ZF-Spannung am Steuergitter d. 2. DF 96	111 mV
ZF-Spannung am Steuergitter der DF 97	5,2 mV
ZF-Spannung am Steuergitter d. 1. DF 96	248 $\mu$ V
HF-Spannung am Steuergitter der DC 96	39 $\mu$ V
HF-Spannung an d. Antennenklemmen	5,6 $\mu$ V

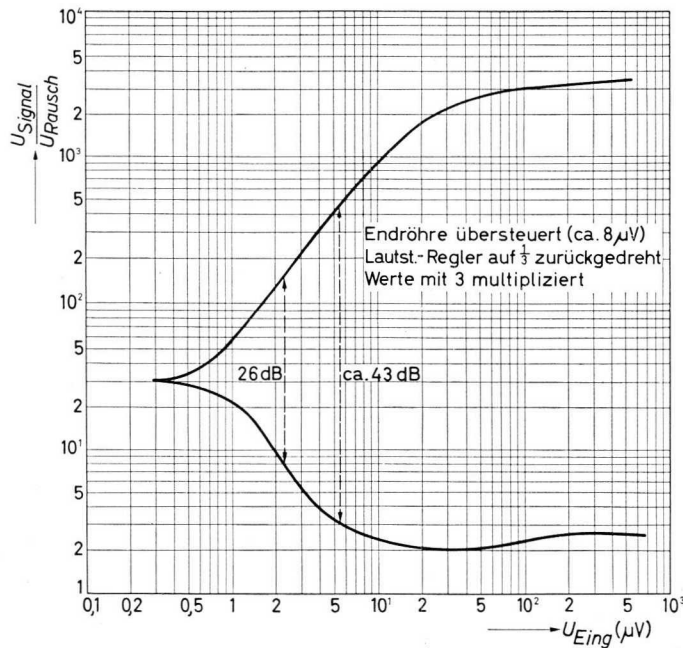


Abb. 19<sub>IV</sub>  
Signal/Rauschabstand  
als Funktion  
der Eingangsspannung

## IV. 3. b) AM-Teil

### IV. 3. b. 1) HF-Vorstufe

Wie das Schaltbild zeigt, werden Vor- und Mischröhre durch RC-Kopplung verbunden.

Die Verstärkung der DF 96 zeigt Abb. 20<sub>IV</sub>. Die gestrichelte Kurve gibt die Verstärkung ohne angeschlossenen ZF-Saugkreis wieder. Mit ZF-Saugkreis ergibt sich die ausgezogene Kurve. Die ge-

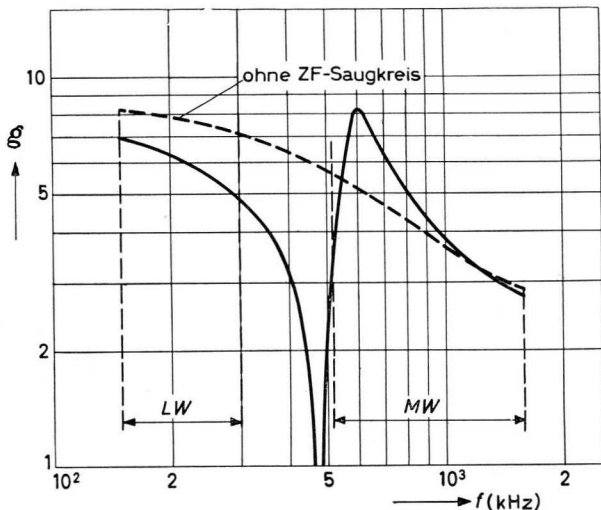


Abb. 20<sub>IV</sub> Frequenzgang der Verstärkung der HF-Vorstufe bei AM-Empfang

samte Parallelkapazität zum Arbeitswiderstand von 10 k $\Omega$  beträgt ca. 40 pF. Der hierdurch bedingte Frequenzgang entspricht der gestrichelten Kurve. Durch Einschaltung des ZF-Saugkreises bildet sich eine Parallelresonanz bei einer Frequenz heraus, die sich aus der Serien- und Parallelkapazität ergibt.

Die Serienresonanzfrequenz wird

$$\omega_I^2 = \frac{1}{L_0 C_1} \quad \text{mit } C_1 = 55 \text{ pF}$$

$$L_0 = 3,49 \text{ mH}$$

$L_0$  bildet nun mit der Parallelkapazität von 40 pF ( $C_0$ ) eine Parallelresonanz bei der Frequenz  $\omega_0$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_0}$$

Eine aus drei Reaktanzen bestehende Schaltung hat eine Null- und eine Unendlichkeitsstelle ihres Scheinwiderstandes, die bei den Frequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  liegen, wenn man für  $\omega_2^2 = \omega_0^2 + \omega_1^2$  setzt.

$\omega_2$  wird mit den oben ausgerechneten Werten:

$$\omega_2 = 3,94 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 0,63 \text{ MHz}$$

## 6-Röhren-FM/AM-Empfänger

Die Nullstelle bei  $\omega_1$  entspricht der Zwischenfrequenz von 472 kHz, für die der ZF-Saugkreis wirken soll. Die Unendlichkeitsstelle des Scheinwiderstandes liegt bei  $f_2 \approx 650$  kHz, die als Resonanzspitze (gedämpft durch den Parallelwiderstand von 10 k $\Omega$ ), in der Abb. 20<sub>IV</sub> ersichtlich ist. Man erzielt auf diese Weise eine Verstärkungsanhebung im Mittelwellenbereich. Die Verstärkung schwankt allerdings um  $\pm 50\%$  (Mittelwert 5,5); man kann sie bei Batteriegeräten, wo es auf größtmögliche Verstärkung ankommt, in Kauf nehmen.

### IV. 3. b. 2) Mischstufe

Die Mischstufe wird aus einer DF 97, deren 3. Gitter mit dem Oszillator verbunden ist, und

einer DC 96, die als Oszillatorröhre arbeitet, gebildet. Durch Umschaltung von FM auf AM wird die Erdung des 3. Gitters der DF 97 aufgehoben und die Zuführung der Oszillatorspannung freigegeben. Gleichzeitig wird die DC 96 auf die entsprechenden AM-Oszillatorbereiche geschaltet.

Die AM-Oszillatorschaltung ist in konventioneller Weise ausgeführt, so daß hierzu keine weiteren Erläuterungen notwendig sind. Die für den Mischbetrieb am 3. Gitter der DF 97 erforderlichen 12  $V_{\text{eff}}$  Oszillatorspannung werden nur in einem schmalen Frequenzbereich geringfügig unterschritten. Die Wechselspannungen am Gitter der DC 96 betragen im Mittelwellenbereich 10,8 bis 30 V, im Langwellenbereich 10,5 bis 23,5 V.

#### Röhreneinstellung DF 97

$U_b$	$R_{\text{ap}}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$I_a$	$I_{g2}$	$S_c$
85 V	2,2 k $\Omega$	84 V	47 k $\Omega$	47 V	0,54 mA	0,8 mA	265 $\mu\text{A/V}$

#### Daten des AM-Bandfilters

		Primärkreis	Sekundärkreis
Abstimminduktivität .....		1,05	0,955 mH
Kreiskapazität .....		110	122 pF
Eingeschalteter Kondensator .....		100	100 pF
Kreisgüte in der Schaltung .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$	$\frac{472}{8,65} = 54,5$ <sup>1)</sup>	$\frac{472}{4,8} = 98$
Resonanzimpedanz .....	$Z$	167,5	270 k $\Omega$
Relative Kopplung .....	$kQ = q$		1
Transimpedanz .....	$Z_{\text{trans}}$	106	k $\Omega$

<sup>1)</sup> Der Primärkreis wird durch den Innenwiderstand der DF 97, der hier in der Schaltung zu ca. 400 k $\Omega$  gemessen wurde, bedämpft.

In dieser Stufe ergibt sich also eine Mischverstärkung von

$$g_c = S_c \cdot Z_{\text{trans}} = 0,265 \cdot 106 = 28$$

Mit der optimalen HF-Verstärkung bei 600 kHz von ca. 8 (Abb. 20<sub>IV</sub>) ergibt sich eine 224fache Gesamtverstärkung vom Gitter der Vorröhre bis zum Gitter der ZF-Röhre (Mittelwert:  $28 \times 5,5 \approx 150$ ).

### IV. 3. b. 3) ZF-Stufe

Schaltungstechnisch enthält diese Stufe keine Besonderheiten. Die Verstärkung ist mit einer Transimpedanz des AM-Filters von 90 k $\Omega$  und einer Steilheit der DF 96 von 0,85 mA/V vom Gitter der DF 96 bis zur Diode der DAF 96 ca. 76fach. Die Gesamtverstärkung bis zur Diode wird 1700fach.

Für eine NF-Spannung von 28 mV am Gitter der DAF 96 benötigt man, bei 30prozentiger Modulation an der Diode, eine ZF-Spannung von 220 mV. Mit der angegebenen Gesamtverstärkung ergibt sich eine Eingangsspannung von 15  $\mu\text{V}$  am Gitter der Vorröhre bei einer Frequenz von 600 kHz.

### IV. 3. b. 4) Regelung

Es werden die HF-Vorröhre und die ZF-Röhre geregelt. Die Regelkurve ist in der Abb. 21<sub>IV</sub> dargestellt. Auf der Abszisse sind Vielfache der Eingangsspannung für 50 mW Ausgangsleistung aufgetragen, während auf der Ordinate die Vielfachen der entsprechenden Ausgangsspannung bezeichnet sind. Zum Vergleich ist die zugehörige Regelspannungskurve mit eingezeichnet.

IV. 5. b. 5) Spannungen und Ströme für  $U_b = 90\text{ V}$

Röhre	Be- reich	$U_a$ (V)	$U_{g2}$ (V)	$U_{g1}$ (V)	$I_a$ (mA)	$I_{g2}$ (mA)
DC 96	AM	70			2,1	
	FM	75		- 5 bis - 4	1,52	
DF 96	AM	65	64	0	1,65	0,55
	FM	81	64	0	1,65	0,55
DF 97	AM	84	47	0	0,54	0,80
	FM	82	57	0	1,50	0,595
DF 96	AM	81	64	0	1,65	0,55
	FM	81	64	0	1,65	0,55
DAF 96	AM	21	28	0	0,064	0,021
	FM	21	28	0	0,064	0,021
DL 96	AM	85	85	- 5,2	5,0	0,9
	FM	85	85	- 5,2	5,0	0,9

Bei Netzbetrieb sind die Betriebsverhältnisse nur wenig verschieden von den in dieser Tabelle angegebenen. Einschließlich der Leerlauf-Stromaufnahme des Transformators und der Verluste für Gleichrichtung und Siebung kommt man dann auf eine Primär-Stromaufnahme von nahezu 50 mA.

IV. 5. b. 6) Empfindlichkeit an den Gittern der einzelnen Stufen für eine Ausgangsleistung von 50 mW an der Anode der Endröhre

- NF-Spannung am Steuergitter der DL 96 1,5 V
- NF-Spannung am Steuergitter d. DAF 96 28 mV
- ZF-Spannung an der Diodenanode der DAF 96..... 220 mV
- ZF-Spannung am Steuergitter der DF 96 2,9 mV
- HF-Spannung am Steuergitter der Mischröhre DF 97 ..... 103,5  $\mu\text{V}$
- HF-Spannung am Steuergitter der Vorröhre DF 96 (700 kHz) ..... 17,6  $\mu\text{V}$

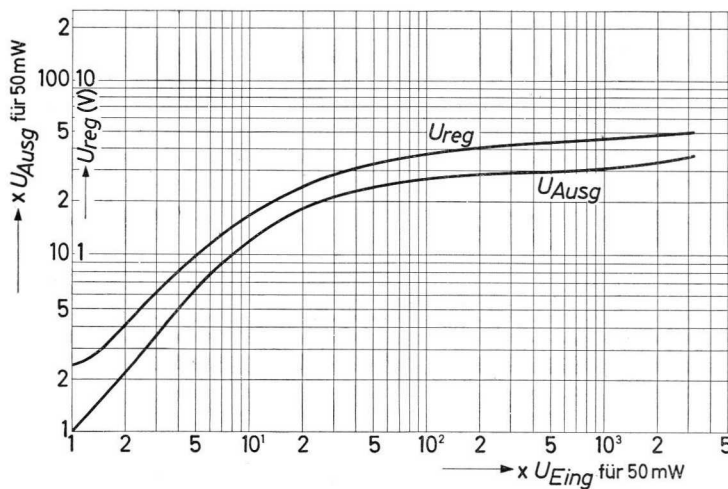


Abb. 21 IV  
Regelkennlinien  
des 6-Röhren-  
FM/AM-Empfängers.

## IV. 4) Ein 7-Röhren-FM/AM-Empfänger für Batterie- und Allstromnetz-Betrieb

Das im folgenden beschriebene BGW-Gerät ist wie das vorhergehende für den kombinierten FM/AM-Empfang ausgelegt. Es hat die Wellenbereiche UKW, Kurz, Mittel und Lang. In diesem Empfänger ist die UKW-Mischstufe mit einer DF 97 (als Triode geschaltet) bestückt, die bei AM-Empfang

Da es sich bei diesem Gerät um eines der größeren Klasse handelt, ist als Endstufe nicht die DL 96 zum Einsatz gekommen, sondern es wurde die leistungsfähigere DL 94 verwendet.

Das Blockschaltbild, Abb. 22<sub>IV</sub>, zeigt die Röhrenbestückung und ihre Funktionen bei FM und AM.

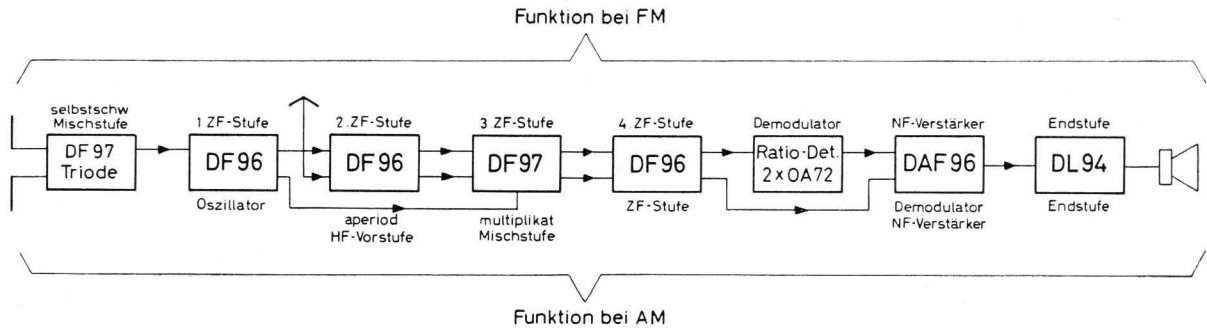


Abb. 22<sub>IV</sub> Blockschaltbild des 7-Röhren-FM/AM-Empfängers

ohne Funktion bleibt. Dies hat den Vorteil, daß hier keine Umschaltungen im UKW-Teil erforderlich sind, wodurch der Aufbau also wesentlich vereinfacht wird. Die vier ZF-Verstärkerstufen für den FM-Empfang geben eine für höchste Ansprüche ausreichende Empfindlichkeit.

Das vollständige Schaltbild ist in Abb. 32<sub>IV</sub> am Schluß dieses Heftes wiedergegeben.

Die Spannungsversorgung kann durch Batterien oder über das Netz (Allstrom) erfolgen. Die Heizung erfolgt in Serienspeisung, wobei je zwei Röhren zusammengeschaltet sind.

### IV. 4. a) FM-Teil

#### IV. 4. a. 1) HF-Eingangskreis

Der HF-Vorkreis ist wie in Abb. 11<sub>III</sub> auf Seite 29 geschaltet, also mit induktiver Ankopplung der Antenne und Zuführung der ZF-Neutralisationsspannung über eine Sperrdrossel. Auf

Folge hiervon ist eine hohe Antennen-Aufschaukelung, die jedoch durch die vom Vorkreis bis zum Gitter der Mischröhre erfolgende Spannungsteilung so weit wieder herabgesetzt wird, daß insgesamt die Aufschaukelung von den Antennen-

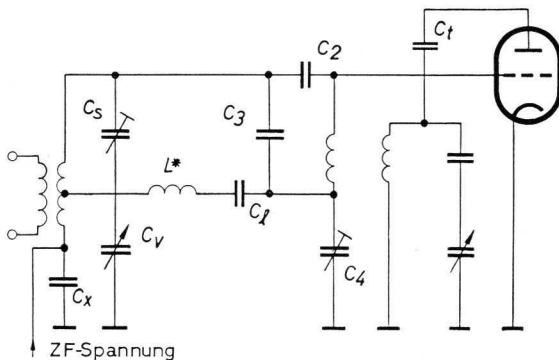


Abb. 25<sub>IV</sub> Schaltskizze des Vorkreises

Grund der Schaltung mit kapazitiven Brückenzweigen im Eingang der Mischstufe erfährt der Vorkreis nur eine geringe Wirkbelastung. Die

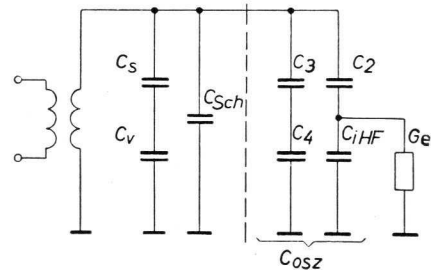


Abb. 24<sub>IV</sub> Ersatzschaltbild des Vorkreises

klemmen bis zum Gitter der Mischröhre etwa ebenso groß wird, wie bei einer Schaltung mit induktiven Zweigen im Brückeneingang.

Abb. 25<sub>IV</sub> zeigt die vollständige Schaltung des Vorkreises; in der Ersatzschaltung Abb. 24<sub>IV</sub> sind alle für die Hochfrequenz unwesentlichen Schaltelemente vernachlässigt.

### Kapazitätswerte:

$C_x \approx 1000$	pF	Kapazität zur Einstellung der $R_{ic}$ -Neutralisation (siehe Mischstufe). Diese Kapazität kann in diesem Zusammenhang vernachlässigt werden.
$C_s \approx 50,5$	pF	Serienkapazität zur variablen Kapazität (Padding)
$C_v \approx 7,5 \cdot 18$	pF	Variable Kapazität
$C_2, C_5 \approx 10$	pF	Brückenkapazitäten der Oszillatorbrücke
$C_4 \approx 11$	pF	Kapazität zur Einstellung der Symmetrie der Oszillatorbrücke
$C_{iHF} \approx 11$	pF	Gesamte Röhreneingangskapazität der Mischröhre im Betrieb
$C_{Sdt} \approx 1,2$	pF	Gesamte Schaltkapazität

Durch die Brückenkapazität  $C_2$  und die Röhreneingangskapazität  $C_{iHF}$  wird eine Spannungsteilung  $t_{HF}$  verursacht

$$t_{HF} = \frac{C_2}{C_2 + C_{iHF}} = \frac{10}{10 + 11} = 0,475$$

Der Wirkanteil der Röhreneingangs-Admittanz,

der die Dämpfung  $G_D$  im HF-Kreis verursacht, läßt sich aus diesem Teilungsverhältnis nach Messung von  $G_D$  berechnen

$$G_e = \frac{G_D}{t_{HF}^2} = \frac{21}{0,21} = 100 \mu S$$

Dem entspricht  $r_e = 10 \text{ k}\Omega$  (Röhre + Fassung + Zuleitungen).

### Daten des Eingangskreises

Frequenzbereich .....	87 bis 100	MHz
Kreiskapazität .....	25 bis 17,5	pF
setzt sich zusammen aus:		
Variable Kapazität, $C_s$ und $C_v$ in Serie .....	11,5 bis 6	pF
Feste Parallelkapazität $C_{Sdt} + C_{osz}$ .....	11,5	pF
Antennenspule: 1/4 Wdg., 0,15 mm CuSS		
Kreisspule: 5 Wdg., 1,5 mm Cu versilbert		
Preßstoff-Spulenkörper 9 mm $\phi$		
Steigung 4 mm		
Kreis- und Antennenspule ineinander gewickelt		
Kreiskapazität bei 94 MHz .....	19,8	pF
Kreisgüte ohne Bedämpfung durch die Mischstufe .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*}$	$\frac{94}{0,88} = 107$
Kreisadmittanz .....	$Y^*$	$\frac{2\pi \cdot 94 \cdot 19,8}{107} \cdot 10^{-6} = 109 \mu S$
Dämpfung durch die Mischstufe .....	$G_D$	21 $\mu S$
Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Mischstufe .....	$Q$	$\frac{94}{1,04} = 90$
Kreisadmittanz .....	$Y$	$\frac{2\pi \cdot 94 \cdot 19,8}{90} \cdot 10^{-6} = 150 \mu S$

Die Aufschaukelung von den Antennenklemmen bis zum Kreis ergibt sich aus  $G_{ant}$  und  $Y$  zu

$$g_{ant} = \sqrt{\frac{G_{ant}}{Y}} = \sqrt{\frac{16,7}{0,15}} = 11,5$$

und bis zum Gitter der Mischröhre

$$g_{HF} = g_{ant} \cdot t_{HF} = 11,5 \cdot 0,475 = 5,4$$

### IV. 4. a. 2) Mischstufe

Die Mischstufe enthält die Röhre DF 97. Schirmgitter und Bremsgitter sind mit der Anode verbunden. Die Röhre arbeitet als selbstschwingende Mischstufe, bei der die Abstimmung im Anodenkreis erfolgt. Im Gitterkreis befindet sich eine Oszillatorbrücke mit kapazitiven Zweigen im Ein-

gang, die zwar die oben erwähnte HF-Spannungsteilung  $t_{HF}$  erzeugt, aber auch den Vorteil geringerer Oszillatorabstrahlung gegenüber einer Oszillatorbrücke mit induktiven Zweigen im Eingang besitzt.

Nachstehende Tabelle gibt die an den Antennenklemmen bei Abschluß mit  $60 \Omega$  gemessene Oszillatorspannung wieder:

Osz.-Frequenz	98	100	102	104	106	108	110	MHz
Osz.-Spannung Grundwelle	1100	1041	900	1100	700	450	800	$\mu V$
Osz.-Spannung Oberwelle	210	240	350	380	570	550	400	$\mu V$



# 7-Röhren-FM/AM-Empfänger

## Daten des Oszillatorkreises

Frequenzbereich .....	97,7 bis 110,7 MHz
Kreiskapazität .....	50,7 bis 25,8 pF
setzt sich zusammen aus:	
Variable Kapazität .....	13,5 bis 6,6 pF
Drehkondensatorbereich .....	17,8 bis 7,5 pF
Padding-Kondensator .....	56,5 pF
Festkapazität .....	17,2 pF
Transformierte Röhrenkapazität .....	6,5 pF
Gitterkreis und Schaltung .....	10,9 pF
Kreispuhle: 2 $\frac{1}{2}$ Wdg., 1,5 mm Cu versilbert	
Gitterspule: 5 $\frac{1}{4}$ Wdg., 0,5 mm Cu versilbert	
Preßstoff-Spulenkörper 8 mm $\phi$ ,	
Steigung 5 mm, ineinander gewickelt	
Bei 104,7 MHz beträgt die Oszillatorspannung .....	5 V <sub>eff</sub>
Die Vorspannung am Oszillatorgitter ( $I_g \cdot R_g$ ) beträgt .....	5 V

Die für die  $R_{ic}$ -Neutralisation erforderliche ZF-Spannung wird wie üblich durch kapazitive Anzapfung des Primärkreises des 1. ZF-Bandfilters

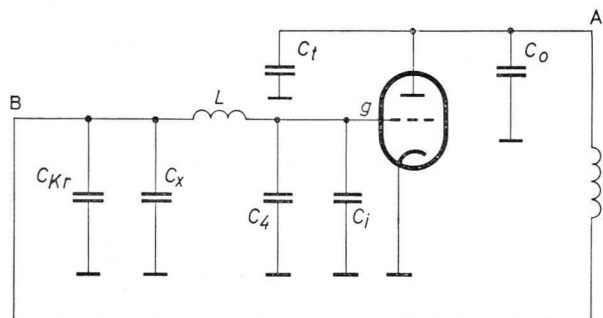


Abb. 25IV Schaltung der Mischstufe

gewonnen. Die Zuführung der Spannung auf das Gitter der Mischröhre erfolgt von der Mitte der

Vorkreispuhle über eine HF-Sperrdrossel in Serie mit einer Kapazität. Die folgenden Schaltskizzen (Abb. 25IV und Abb. 26IV) verdeutlichen die Verhältnisse. Darin sind alle für die Zwischenfrequenz zu vernachlässigenden Schaltelemente fortgelassen.

Die ZF-Impedanz zwischen  $C_x$  und dem Gitteranschluß wird bestimmt durch  $L^*$  in Serie mit  $C_l$  und die dazu parallel liegenden Brückkapazitäten  $C_2$  und  $C_3$ . Diese Schaltelemente sind so bemessen, daß sie für die ZF eine Induktivität  $L$  darstellen, die sich praktisch nicht von dem eingeschalteten Wert  $L^*$  unterscheidet

$$L \approx L^*$$

Die einzelnen Teilkapazitäten lassen sich zu zwei Kapazitäten  $C_x^*$  und  $C_l^*$  zusammenfassen, wie Abb. 26IV zeigt.

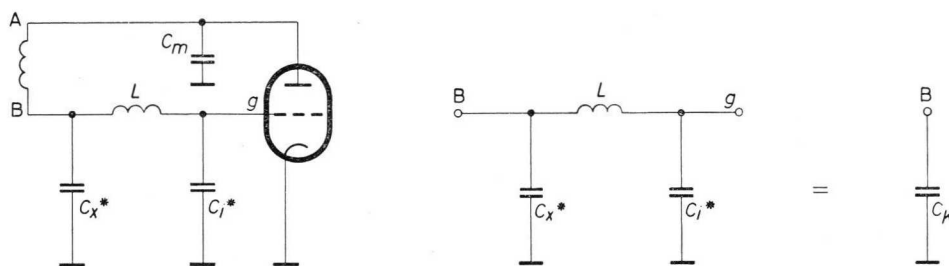


Abb. 26IV Zusammenfassung der Schaltkapazitäten der Mischstufe

### Kapazitätswerte:

$C_{Kr} =$	12 pF	mittlere Abstimmkapazität des Vorkreises
$C_l =$	50 pF	Koppelkapazität d. Oszillators
$C_o =$	14 pF	Ausgangskapazität der Röhre, Schalt- und Massekapazität des Bandfilters
$C_m = C_l + C_o =$	44 pF	Gesamtkapazität Anode/Erde
$C_x =$	1000 pF	Kapazität zur Einstellung der $R_{ic}$ -Neutralisation
$C_4 =$	11 pF	Symmetriertrimmer der Oszillatorbrücke
$C_i =$	45 pF	Eingangskapazität der Mischröhre, vergrößert durch Millerkapazität
$C_x^* = C_x + C_{Kr} =$	1012 pF	
$C_l^* = C_4 + C_i =$	56 pF	

## 7-Röhren-FM/AM-Empfänger

Aus  $C_x^*$ ,  $C_i^*$  und  $L \approx 0,84 \mu\text{H}$  wird ein  $\pi$ -Glieder gebildet. Für die kapazitive Anzapfung des Bandfilters ist die Eingangskapazität  $C_K$  dieses Gliedes maßgeblich.

$$C_K = C_x^* + \frac{C_i^*}{1 - \omega_{ZF}^2 L C_i^*} = C_x^* + \frac{C_i^*}{a}$$

wobei  $a = 1 - \omega_{ZF}^2 \cdot L \cdot C_i^*$  gesetzt ist.

Mit Einsetzen der Werte erhält man:

$$a = 1 - 0,45 \cdot 10^{16} \cdot 0,84 \cdot 10^{-6} \cdot 56 \cdot 10^{-12} = 1 - 0,21 = 0,79$$

$$C_K = 1012 + \frac{56}{0,79} = 1085 \text{ pF}$$

Die kapazitive Anzapfung auf der Anodenseite wird damit:

$$t_{ZF}^* = \frac{C_K}{C_m + C_K} = \frac{1085}{44 + 1085} = 0,96$$

Für die Berechnung der Entdämpfung erhält man den wirksamen inneren Leitwert  $G_{icw}$  der Mischröhre aus:

$$I_{aZF} = S_c \cdot U_{gHF} + S_m \left( U_{gZF} + \frac{1}{\mu_w} U_{aZF} \right)$$

mit  $U_{gZF} = -t U_{aZF}$

$$G_{icw} = \frac{I_{aZF}}{U_{aZF}} = S_m \left( -t + \frac{1}{\mu_w} \right)$$

Hierbei sind  $\mu_w$  der für ZF wirksame Verstärkungsfaktor und  $S_m$  die für ZF wirksame Steilheit bei Oszillatorbetrieb.

Da  $\frac{S_m}{\mu_w} = G_{ic}$

folgt  $G_{icw} = G_{ic} (-t \mu_w + 1)$

Die Teilung der Spannung ergibt sich zunächst

bis zum Eingang des  $\pi$ -Gliedes zu  $t' = \frac{C_m}{C_m + C_K}$ .

Dazu kommt dann noch die Spannungsübersetzung  $1/a$  des  $\pi$ -Gliedes, so daß schließlich

$$t = t' \cdot \frac{1}{a} \text{ wird}$$

und damit

$$t = \frac{C_m}{C_m + C_K} \cdot \frac{1}{a}$$

Setzt man die Werte ein, ergibt sich

$$t = \frac{44}{0,79 (44 + 1085)} = \frac{44}{890}$$

$$t \cdot \mu_w = \frac{44}{890} \cdot 18 = \frac{792}{890}$$

$$1 - t \mu_w = \frac{890 - 792}{890} = \frac{98}{890}$$

und mit  $G_{ic} = 40 \mu\text{S}$  folgt:

$$G_{icw} = 40 \frac{98}{890} = 4,4 \mu\text{S} \text{ (gemessener Wert } 5,6 \mu\text{S)}$$

### Röhreneinstellung 1. DF 97

$U_b$	$R_{ab}$	$U_a$	$U_{gI}$	$I_a$	$S_c$
90 V	4,7 k $\Omega$	81 V	-5 bis -5,5 V	1,85 mA	495 $\mu\text{A/V}$

Diese Röhrendaten liegen, ebenso wie bereits auf Seite 77 angegeben, etwas unter den Werten, die in den technischen Daten auf Seite 51 und 54 festgelegt sind.

### Daten des 1. ZF-Bandfilters

	Primärkreis	Sekundärkreis
Kreisfrequenz .....	10,7	MHz
Abstimminduktivität .....	5,25	10,1 $\mu\text{H}$
Kreiskapazität .....	42,5	22 pF
Kreisgüte ohne Bedämpfung durch die Röhre ..... $Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*}$	$\frac{10,7}{0,12} = 89$	$\frac{10,7}{0,12} = 89$
Kreisadmittanz .....	52	16,6 $\mu\text{S}$
Bedämpfungs-Leitwert durch die Röhre ..... $\begin{cases} G_{icw} \\ G_D \end{cases}$	3,6	$\mu\text{S}$ 1,9 $\mu\text{S}$
Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Röhre ..... $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$	$\frac{10,7}{0,154} = 80$	$\frac{10,7}{0,154} = 80$
Kreisadmittanz .....	35,6	18,5 $\mu\text{S}$
Relative Kopplung .....	0,9	
Transimpedanz ..... $Z_{trans} = \frac{q}{1 + q^2} \sqrt{\frac{1}{Y_1 \cdot Y_2}}$	$0,495 \cdot \sqrt{1520} = 19,5$	k $\Omega$
An der Anode wirksame Transimpedanz $Z_{trans\text{eff}} = t_{ZF}^* \cdot Z_{trans}$	$0,96 \cdot 19,5 = 18,7$	k $\Omega$

## 7-Röhren-FM/AM-Empfänger

Damit ergibt sich:

$$g_c = S_c \cdot Z_{trans\ eff} = 0,495 \cdot 18,7 = 9,25$$

$$g_{HF} \cdot g_c = 5,4 \cdot 9,25 = 50,0$$

### IV. 4. a. 5) ZF-Verstärkung

Der ZF-Verstärker ist vierstufig ausgelegt. Die Ausgangsspannung wird durch entsprechende Dimensionierung der letzten, dem Ratio-Filter vorgeschalteten Stufe auf ungefähr 15 V begrenzt. Bei größeren Spannungswerten wird die AM-Unterdrückung des Ratio-Filters wieder verschlechtert.

Um die Stabilität des gesamten Verstärkers zu erhöhen, ist in allen Stufen eine Neutralisation der Gitter/Anoden-Kapazität vorgesehen. Besonders

kritisch ist die erste Stufe, da durch die unvermeidlichen Schalterkapazitäten eine Vergrößerung der wirksamen Gitter/Anoden-Kapazität auftritt. Um die Umschaltung von ZF-Verstärkung bei FM auf Oszillatorbetrieb bei AM nicht unnötig zu komplizieren, ist bei dieser Stufe in der Anode ein Einzelkreis vorgesehen.

#### 1. ZF-Verstärkerstufe

Die einzelnen abgeschirmten, zum Schalter führenden Leitungen gehen mit in die Abstimmung ein. Durch die Neutralisationsschaltung erfolgt eine kapazitive Anzapfung des Anodenkreises, die jedoch nur 2,5% beträgt.

#### Röhreneinstellung 1. DF 96

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$U_{g1}$	$I_a$	$I_{g2}$	$S$
87 V	3,5 k $\Omega$	82 V	47 k $\Omega$	62 V	0 V	1,55 mA	0,55 mA	840 $\mu$ A/V

#### Kreisdaten der 1. ZF-Stufe (DF 96)

Spannungsteilung durch die kapazitive Anzapfung des Anodenkreises

$$t_{ZF1} = \frac{1600}{1641} = 0,975$$

Kreisfrequenz	10,7	MHz
Abstimminduktivität	5,5	$\mu$ H
Kreiskapazität	40	pF

setzt sich zusammen aus:

Gesamte Anodenkapazität ..... 41 pF

in Serie mit der Neutralisations-Kapazität ..... 1600 pF

Kreisgüte ohne zusätzliche Bedämpfung .....  $Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,167} = 64$

Kreisadmittanz .....  $Y^*$  42  $\mu$ S

Bedämpfung durch die Röhre .....  $G_D$  2,8  $\mu$ S

Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Röhre .....  $Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,178} = 60$

Kreisadmittanz .....  $Y$  44,8  $\mu$ S

Effektive Kreisadmittanz .....  $Y_{eff} = Y/t_{ZF1}^2 = \frac{44,8}{0,95} = 46$   $\mu$ S

Die Verstärkung ergibt sich zu

$$g_{ZF1} = \frac{S}{Y_{eff}} = \frac{840}{46} = 18,5$$

#### 2., 3. und 4. ZF-Verstärkerstufe

Die drei folgenden ZF-Stufen sind bei AM-Empfang als HF-Verstärker, Mischer und ZF-Verstärker eingesetzt und daher in die Regelung mit einbezogen. Um die ohnehin schon erhebliche Anzahl unvermeidlicher Bereichsschalter nicht noch weiter zu erhöhen, sind diese Stufen auch bei FM-Empfang in die Regelung einbezogen. Dadurch ist für die einzelnen Röhren – ihrer Stellung in der Heizfadenkette entsprechend – eine Vorspannung der

Katoden gegeben. Bei der zweiten und vierten ZF-Stufe ( $R\ddot{o}_3$  und  $R\ddot{o}_5$ ) beträgt diese 1,4 V. Um die volle Regelbarkeit dieser Stufen bei AM-Empfang aufrechtzuerhalten, ist der sich durch die Vorspannung ergebende Steilheitsverlust in Kauf genommen. Bei der dritten ZF-Stufe ( $R\ddot{o}_4$ ), die bei AM-Empfang als Mischstufe dient, würde die Vorspannung 2,8 V betragen. Daher ist hier das Gitter über einen Widerstand von 2,7 M $\Omega$  an  $-f$  gelegt und über einen Widerstand von 3,9 M $\Omega$  mit der Regelleitung verbunden. Durch diese Maßnahme tritt an den Widerständen in der Regelleitung eine Spannungsteilung auf, wodurch die zweite und vierte ZF-Stufe eine positive Spannung von  $\approx 0,5$  V, und die dritte

## 7-Röhren-FM/AM-Empfänger

ZF-Stufe eine Spannung von  $\approx 1,9$  V am Gitter erhalten. Unter Berücksichtigung der Katodenspannung ergibt sich damit für diese drei Röhren eine Gittervorspannung von  $-0,9$  V. Die zweite und vierte ZF-Stufe erhalten dann 87,5% und die dritte ZF-Stufe 55,5% der Regelspannung.

Die hier angegebenen Vorspannungsverhältnisse gelten nur für die Bereiche UKW, Mittel- und Langwelle. Im Kurzwellenbereich tritt eine Verschiebung der Vorspannungen durch den Gitterstrom der Mischröhre ( $R\ddot{o}_4$ , DF 97) ein, wie auf Seite 26 und 27 erläutert.

### Röhreneinstellung 2. DF 96

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$U_{g1}$	$I_a$	$I_{g2}$	$S$
88 V	10 k $\Omega$	77 V	55 + 8,2 <sup>1)</sup> k $\Omega$	68 V	-0,9 V	1,15 mA	0,59 mA	740 $\mu$ A/V

### Kreisdaten der 2. ZF-Stufe (DF 96)

	Primärkreis	Sekundärkreis
Kapazitive Anzapfung durch die $C_{ag}$ -Neutralisation .....	$t_{ZF2} = \frac{1200}{1216} = 0,99$	
Kreisfrequenz .....	10,7	MHz
Abstiminduktivität .....	15,8	14,7 $\mu$ H
Kreiskapazität .....	16,1	15 pF
setzt sich zusammen aus:		
Festkapazität .....	5	8 pF
Röhren- und Schaltkapazität .....	11,1	7 pF
Neutralisationskapazität .....	1,2	nF
Kreisgüte ohne zusätzliche Bedämpfung .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,135} = 72$	$\frac{10,7}{0,2} = 54$
Kreisadmittanz .....	15	17,7 $\mu$ S
Bedämpfungs-Leitwert .....	5	2,9 $\mu$ S
Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Röhre .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,178} = 60$	$\frac{10,7}{0,22} = 49$
Kreisadmittanz .....	18	20,6 $\mu$ S
Relative Kopplung .....		1
Transimpedanz .....		25,8 k $\Omega$
Effektive Transimpedanz .....		25,5 k $\Omega$
		$Z_{trans\ eff} = Z_{trans} \cdot t_{ZF2}$

Damit ergibt sich eine Verstärkung

$$g_{ZF2} = S \cdot Z_{trans\ eff} = 18,9$$

### Röhreneinstellung 2. DF 97

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$U_{g1}$	$I_a$	$I_{g2}$	$S$
87 V	5,5 k $\Omega$	85 V	55 + 8,2 <sup>1)</sup> k $\Omega$	64 V	-0,9 V	1,2 mA	0,47 mA	800 $\mu$ A/V

### Kreisdaten der 3. ZF-Stufe (DF 97)

	Primärkreis	Sekundärkreis
Kapazitive Anzapfung durch die $C_{ag}$ -Neutralisation .....	$t_{ZF5} = \frac{1200}{1229} = 0,976$	
Kreisfrequenz .....	10,7	MHz
Abstiminduktivität .....	7,6	8,2 $\mu$ H
Kreiskapazität .....	29	27 pF
setzt sich zusammen aus:		
Festkapazität .....	2	10 pF
Röhren- und Schaltkapazität .....	27	17 pF
Neutralisationskapazität .....	1,2	nF
Kreisgüte ohne zusätzliche Bedämpfung .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,154} = 80$	$\frac{10,7}{0,15} = 82$
Kreisadmittanz .....	24,4	22,1 $\mu$ S

<sup>1)</sup> Der Widerstand von 8,2 k $\Omega$  wird von den Schirmgitterströmen der 2. und 3. ZF-Röhre durchflossen.

## 7-Röhren-FM / AM-Empfänger

Bedämpfungs-Leitwert .....	$G_D$	5	2,5	$\mu S$
Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Röhre .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$	$\frac{10,7}{0,15} = 71$	$\frac{10,7}{0,145} = 74$	
Kreisadmittanz .....	$Y$	27,4	24,6	$\mu S$
Relative Kopplung .....	$kQ = q$		1,15	
Transimpedanz .....	$Z_{trans}$		19,1	$k \Omega$
Effektive Transimpedanz .....	$Z_{trans\,eff} = Z_{trans} \cdot t_{ZF5}$		18,6	$k \Omega$

Damit ergibt sich eine Verstärkung

$$g_{ZF5} = S \cdot Z_{trans\,eff} = 14,9$$

### Röhreneinstellung 5. DF 96

$U_b$	$R_{av}$	$U_a$	$R_{g2}$	$U_{g2}$	$U_{g1}$	$I_a$	$I_{g2}$	$S$
88 V	5,5 k $\Omega$	86 V	180 + 59 k $\Omega$	51 V	-0,9 V	500 $\mu A$	170 $\mu A$	520 $\mu A/V$

### Kreisdaten der 4. ZF-Stufe

	Primärkreis	Sekundärkreis
Kapazitive Anzapfung durch die $C_{ag}$ -Neutralisation .....	$t_{ZF4} = \frac{1500}{1520} \approx 0,99$	
Kreisfrequenz .....		10,7 MHz
Abstimminduktivität .....	11,1	6,5 $\mu H$
Kreiskapazität .....	20	34 pF
setzt sich zusammen aus:		
Festkapazität .....	8	30 pF
Röhren- und Schaltkapazität .....	12	4 pF
Neutralisationskapazität .....	1,5	— nF
Kreisgüte ohne zusätzliche Bedämpfung .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,227} = 47$	$\frac{10,7}{0,11} = 97$
Kreisadmittanz .....	28,6	25,6 $\mu S$
Bedämpfungs-Leitwert .....	2,6	58,1 $\mu S$
Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Röhre .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,25} = 45$	$\frac{10,7}{0,585} = 28$
Kreisadmittanz .....	51,2	81,7 $\mu S$
Relative Kopplung .....		0,55
Eingangsleitwert .....	$Y_i = (1 + q^2) \cdot Y_{prim} = 1,5 \cdot 51,2 = 40,5$	
Eingangsleitwert an der Anode .....	$Y_{i\,eff} = Y_i / t_{ZF4}^2 = \frac{40,5}{0,98} = 41,5$	

Als Verstärkung bis zur Primärinduktivität erhält man

$$g_{ZF4} = \frac{S \cdot t_{ZF4}}{Y_i} = 12,6$$

Faßt man die einzelnen Verstärkungswerte zusammen, so erhält man

$$g_{ges} = g_{HF} \cdot g_c \cdot g_{ZF1} \cdot g_{ZF2} \cdot g_{ZF5} \cdot g_{ZF4} = 5,4 \cdot 9,25 \cdot 18,5 \cdot 18,9 \cdot 14,9 \cdot 12,6 = 5,25 \cdot 10^6$$

### IV. 4. a. 4) Demodulation und AM-Unterdrückung

Bei einem kleinen Signal (1,7 V<sub>eff</sub> an der Primärinduktivität), das mit 15 kHz Hub moduliert ist, ergibt sich ein NF-Signal von 27 mV (entsprechend

50 mW am Lautsprecher). Das entspricht einem Diskriminationsfaktor  $D = 1,6 \%$ .

Aus der für 50 mW erforderlichen Signalspannung am Primärkreis des Ratio-Filters von 1,7 V<sub>eff</sub> ergibt sich eine 50 mW Empfindlichkeit des Gerätes zu

$$\frac{1,7}{3,25 \cdot 10^6} = 0,52 \mu V$$

Bei dieser Eingangsspannung und einer Rauschzahl  $F = 22$  beträgt der Signal/Rauschabstand 9,5 dB. In Abb. 27<sub>IV</sub> ist der Signal/Rauschabstand über der Eingangsspannung aufgetragen. Diese Kurve bezieht sich auf die Sekundärseite des Ausgangsübertragers. Einen Rauschabstand von 26 dB erhält man bei 1,1  $\mu V$  Eingangssignal.

Bei dem verwendeten Ratio-Filter mit Germanium-Dioden verschlechtert sich die Sinus-AM-Unterdrückung bei einem ZF-Signal  $> 15 V_{\text{eff}}$  an der Primärinduktivität. Die Amplituden-Begren-

zung der letzten ZF-Stufe ist mit Rücksicht auf dieses Verhalten des Ratio-Filters dimensioniert (siehe Abb. 28<sub>IV</sub>).

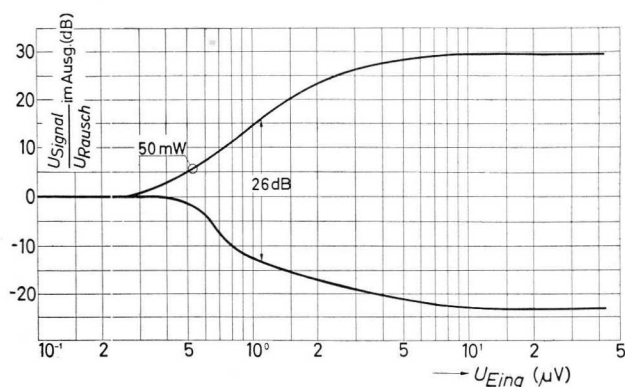


Abb. 27<sub>IV</sub> Rausch/Signalabstand als Funktion der Eingangsspannung (22 kT<sub>0</sub>)

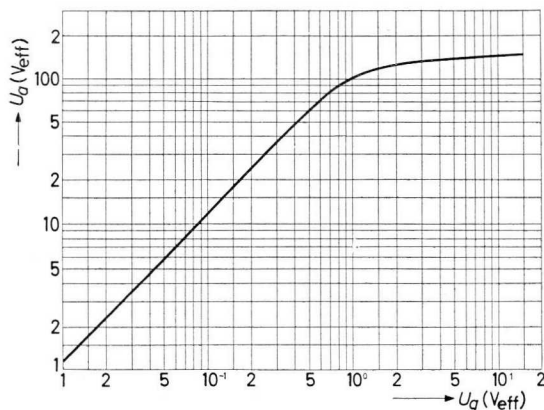


Abb. 28<sub>IV</sub> Begrenzerkurve DF 96:  
 $U_b = 88 V$ ;  $Z_a = 24,2 k\Omega$   
 $R_{g2} = 219 k\Omega$ ;  $Y_a = 41,5 \mu S$

### IV. 4. b) AM-Teil

Wie aus dem Blockschaltbild Abb. 22<sub>IV</sub> ersichtlich, ist bei AM-Empfang eine DF 96 als aperiodische HF-Vorstufe, eine DF 97 als multiplikative Mischstufe und eine DF 96 als ZF-Stufe eingeschaltet. Für die AM-Demodulation wird die Diode der DAF 96 benutzt.

#### IV. 4. b. 1) HF-Stufe

Die zweite DF 96 ist als HF-Vorverstärker für den LW- und MW-Bereich eingesetzt. Parallel zum Lastwiderstand dieser Röhre ( $10 k\Omega$ ) ist ein auf die Zwischenfrequenz von 472 kHz abgestimmter Serienkreis geschaltet. Dadurch wird der Gang der HF-Verstärkung bestimmt. Am kurzwelligen Ende des MW-Bereiches macht sich der Einfluß der Röhren- und der Schaltkapazität bemerkbar und vermindert die Verstärkung. In Abb. 29<sub>IV</sub> ist die Verstärkung über der Frequenz aufgetragen. Wie schon unter IV. 4. a. 5) angegeben, ist die Röhre ge-

regelt. Auf Grund ihrer Lage innerhalb der Heizfadenkette liegt zwischen Gitter und Katode ohne Signal eine mittlere Vorspannung von ca. 0,9 V. Mit dem Anodenwiderstand von  $10 k\Omega$  besitzt die Röhre eine Steilheit von ca.  $720 \mu A/V$ .

#### IV. 4. b. 2) Oszillatorstufe

Die 1. DF 96 ist als Oszillator eingesetzt. Das Gitter  $g_2$  ist mit der Anode verbunden. Die Oszillatorschaltung weist sonst keine Besonderheiten auf und ist in konventioneller Weise aufgebaut.

Der Gitterkreis ist frequenzbestimmend; die Rückkopplungsspule liegt in Serie mit dem Anodenwiderstand. Die Erzeugung der für die DF 97 erforderlichen Oszillatoramplitude bereitet keine Schwierigkeiten.

Die folgende Tabelle gibt die Oszillatorspannung in den drei AM-Bereichen wieder:

LW	$f_{osz}$	615	622	648	672	695	722	772	822	kHz		
	$U_{osz}$	12,5	12,8	13,4	13,4	12,8	12,2	11,0	10,0	$V_{\text{eff}}$		
MW	$f_{osz}$	990	1075	1270	1460	1670	1875	2075	kHz			
	$U_{osz}$	13,1	14,6	12,5	17,2	24	20	20,4	$V_{\text{eff}}$			
KW	$f_{osz}$	5,95	6,25	6,7	7,35	8,0	8,8	9,7	10,6	11,5	13,2	MHz
	$U_{osz}$	10,0	11,0	12,4	13,9	15,4	17,0	17,7	18,0	17,6	17,0	$V_{\text{eff}}$

## 7-Röhren-FM/AM-Empfänger

### IV. 4. b. 3) Mischstufe

Die multiplikative Mischstufe ist mit einer DF 97 bestückt. Das Signal wird dem Gitter  $g_1$  und die Oszillatorspannung über eine Koppelkapazität

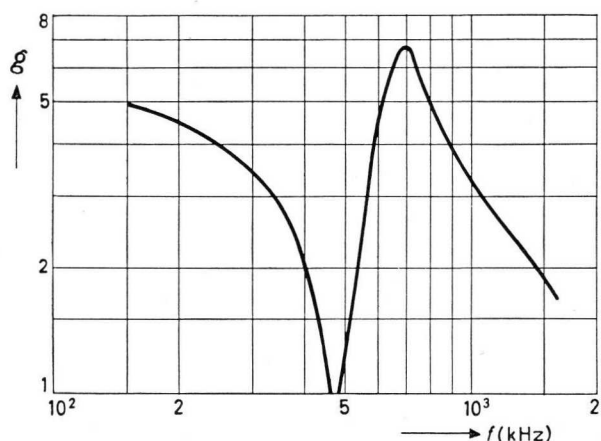


Abb. 29<sub>IV</sub> HF-Verstärkung für AM-Empfang

dem Gitter  $g_5$  zugeführt. Die Stufe ist an die Regelleitung angeschlossen. Mit Rücksicht auf einen

ausreichenden Wert für  $R_{ic}$  sollte die Oszillatorspannung den Wert von  $12 V_{eff}$  nicht wesentlich unterschreiten. In dem beschriebenen Gerät wird dieser Forderung, wie die obige Tabelle zeigt, zu-

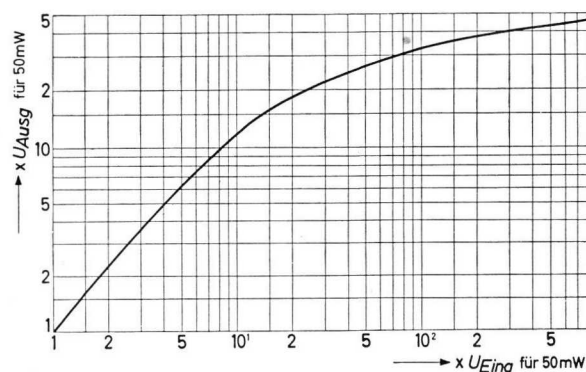


Abb. 30<sub>IV</sub> Regelkennlinie des Empfängers

friedenstellend genügt. Für die Berechnung der Mischverstärkung sind nachfolgend die Daten des 1. ZF-Bandfilters angegeben.

#### Daten des 1. ZF-Bandfilters

Kreisfrequenz .....			
Abstimminduktivität .....			
Kreiskapazität .....			
setzt sich zusammen aus:			
Festkapazität .....			
Röhren- und Schaltkapazität .....			
Kreisgüte ohne zusätzliche Bedämpfung .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*}$		
Kreisadmittanz .....	$Y^*$		
Bedämpfungs-Leitwert .....	$G_D$		
Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Röhre .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$		
Kreisadmittanz .....	$Y$		
Relative Kopplung .....	$kQ = q$		
Transimpedanz .....	$Z_{trans} = \frac{1,15}{2,32} \cdot \sqrt{\frac{1}{5,82 \cdot 3,96}}$		

Primärkreis	Sekundärkreis
	472 kHz
0,922	0,995 mH
124	115 pF
100	100 pF
24	15 pF
94	99
5,92	5,44 $\mu S$
1,9	0,52 $\mu S$
63	86
5,82	3,96 $\mu S$
	1,15
	0,103 M $\Omega$

Bei  $U_{g1} = -0,9 V$  ist  $S_c = 245 \mu A/V$ . Damit ergibt sich eine Mischverstärkung

$$g_c = S_c \cdot Z_{trans} = 25,2$$

### IV. 4. b. 4) ZF-Stufe

Die ZF-Röhre DF 96 ist der Vorröhre im Heizkreis parallel geschaltet. Ihre Vorspannung beträgt daher ebenfalls ca.  $-0,9 V$ . Ihre Steilheit ist dann  $S = 760 \mu A/V$ .

#### Daten des 2. ZF-Bandfilters

Kreisfrequenz .....			
Abstimminduktivität .....			
Kreiskapazität .....			
setzt sich zusammen aus:			
Festkapazität .....			
Röhren- und Schaltkapazität .....			

Primärkreis	Sekundärkreis
	472 kHz
0,485	0,515 mH
237	230 pF
220	220 pF
17	10 pF

Kreisgüte ohne zusätzliche Bedämpfung .....	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*}$	95	118
Kreisadmittanz .....	$Y^*$	6,94	5,28 $\mu\text{S}$
Bedämpfungs-Leitwert .....	$G_D$	0,72	3,27 $\mu\text{S}$
Kreisgüte mit Bedämpfung durch die Röhre .....	$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$	86	73
Kreisadmittanz .....	$Y$	7,66	8,55 $\mu\text{S}$
Relative Kopplung .....	$kQ = q$		1
Transimpedanz .....	$Z_{trans} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{7,66 \cdot 8,55}}$	0,062	$\text{M}\Omega$

Damit ergibt sich eine Verstärkung

$$g_{ZF} = S \cdot Z_{trans} = 47$$

Die verhältnismäßig niedrige Transimpedanz dieses Bandfilters wird von den hier gewählten Kreiskapazitäten und von der Dämpfung durch die Diode bestimmt, die aus dem Regelspannungsteiler eine Vorspannung von 0,17 V erhält. Die geringe Verstärkung der ZF-Stufe wird aber durch den bei dieser Diodenvorspannung erhöhten Gleichrichter-Wirkungsgrad wieder wettgemacht.

**IV. 4. b. 5) Demodulation und Gesamttempfindlichkeit**

Bei 50 % AM-Modulation sind 155 mV<sub>eff</sub> an der Dioden-Anode erforderlich, um die für 50 mW benötigte NF-Spannung von 27 mV am Gitter der DAF 96 zu erhalten. Der Demodulations-Wirkungsgrad beträgt damit

$$\eta = \frac{27 \cdot 100^0/0}{0,5 \cdot 155} = 67^0/0$$

Die Gesamtverstärkung des Empfängers ist bei AM-Empfang (680 kHz) 8050fach, womit sich eine Gesamttempfindlichkeit von 17  $\mu\text{V}$  am Gitter der HF-Röhre ergibt.

Die Regelspannung (Abb. 50<sub>IV</sub>) wird vom Diodenlastwiderstand  $R_L = 500 \text{ k}\Omega$  abgenommen und über ein Beruhigungsglied ( $1 \text{ M}\Omega, 56 \text{ nF}$ ) den Röh-

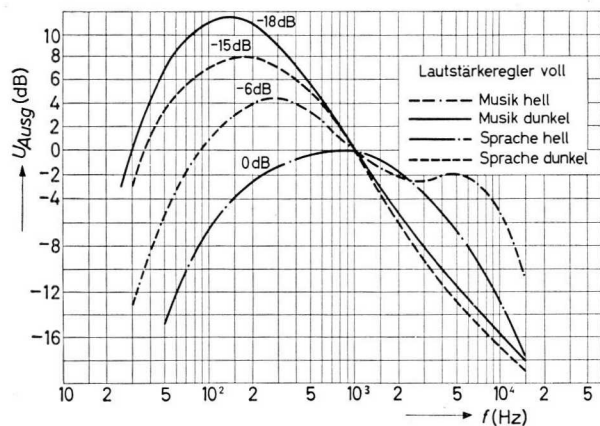


Abb. 51<sub>IV</sub> NF-Durchlaßkurven. Die verschiedenen Stellungen des Sprache/Musik-Schalters sind an den Kurven vermerkt

ren (Vor-, Misch- und ZF-Stufe) zugeführt. Der Regelspannungsteiler ist bereits bei der Beschreibung des FM-Teiles erläutert worden (siehe Seite 90 und Seite 91).

**IV. 4. c) NF-Teil**

Der NF-Teil weist keine Besonderheiten auf. In der Anode der DAF 96 liegt ein RC-Glied als Klangfarbenregler. Die Endröhre ist frequenzabhängig schwach gegengekoppelt. In dem Gegenkopplungskanal liegt ein Sprache/Musik-Schalter, der die Frequenzabhängigkeit verändert. Abb. 51<sub>IV</sub> gibt die NF-Kurven wieder.

Das Ergebnis einer Messung des Katodenstromes der Endröhre bei absinkender Heizspannung (fal-

lender Gittervorspannung) ist in nachstehender Tabelle zusammengefaßt. Es zeigt sich, daß der maximal zulässige Strom  $I_{k \text{ max}} = 11 \text{ mA}$  in keinem Falle erreicht wird.

$U_f$	2,8	2,7	2,65	2,6	2,5	2,2 V
$I_k$	8,75	8,85	9,05	9,15	9,25	9,45 mA



## 7-Röhren-FM/AM-Empfänger

Empfindlichkeit an den Gittern der einzelnen Stufen für eine Ausgangsleistung von 50 mW an der Anode der DL 94

### FM (94 MHz)

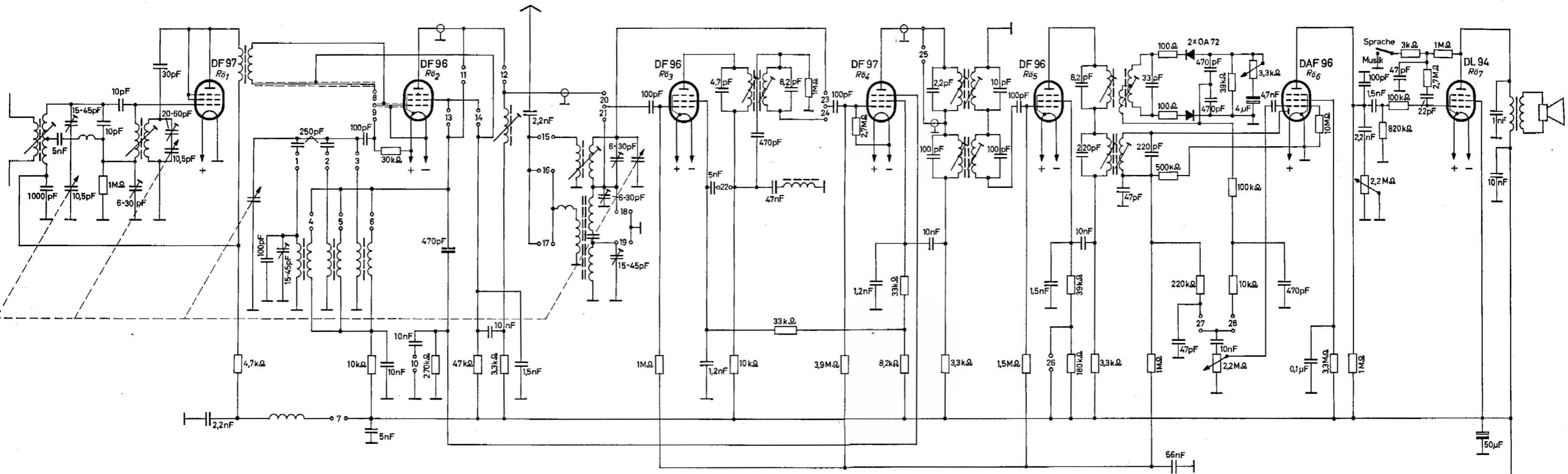
HF-Spannung a. d. Antennen-Klemmen	0,52	$\mu\text{V}$
ZF-Spannung am Steuergitter		
der 1. ZF-Stufe (DF 96) .....	26	$\mu\text{V}$
der 2. ZF-Stufe (DF 96) .....	480	$\mu\text{V}$
der 3. ZF-Stufe (DF 97) .....	9	mV
der 4. ZF-Stufe (DF 96) .....	155	mV
ZF-Spannung a. d. Primär-Induktivität		
der 4. ZF-Stufe .....	1,7	V
NF-Spannung am Steuergitter		
der NF-Stufe (DAF 96) .....	27	mV
der Endstufe (DL 94) .....	1,40	V

### AM (680 kHz)

HF-Spannung am Steuergitter		
der HF-Stufe (DF 96) .....	17	$\mu\text{V}$
der Mischstufe (DF 97) .....	115	$\mu\text{V}$
ZF-Spannung am Steuergitter		
der ZF-Stufe (DF 96) .....	2,9	mV
ZF-Spannung an der Anode		
der Diode (DAF 96) .....	155	mV
NF-Spannung am Steuergitter		
der NF-Stufe .....	27	mV
der Endstufe .....	1,40	V

### Röhreneinstellungen für $U_b = 90\text{ V}$

Röhre	Be- reich	$U_a$ (V)	$U_{g2}$ (V)	$U_{g1}$ (V)	$I_a$ (mA)	$I_{g2}$ (mA)
$R\ddot{o}_1$ DF 97	AM					
	FM	81		-5 bis -5,5	1,85	
$R\ddot{o}_2$ DF 96	AM	67			2,0	
	FM	82	62	0	1,55	0,55
$R\ddot{o}_3$ DF 96	AM	78	67	-0,9	1,10	0,58
	FM	77	68	-0,9	1,15	0,59
$R\ddot{o}_4$ DF 97	AM	85	60	-0,9	0,47	0,59
	FM	85	64	-0,9	1,2	0,47
$R\ddot{o}_5$ DF 96	AM	84	70	-0,9	1,20	0,45
	FM	86	51	-0,9	0,50	0,17
$R\ddot{o}_6$ DAF 96	AM	25	50		67 $\mu\text{A}$	22 $\mu\text{A}$
	FM	25	50		67 $\mu\text{A}$	22 $\mu\text{A}$
$R\ddot{o}_7$ DL 94	AM	84	86	-4,2	7,25	1,50
	FM	84	86	-4,2	7,25	1,50



Schalter	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
UKW							X	X		X		X		X		X		X		X		X		X		X		X
KW		X			X			X	X	X	X	X	X	X	X						X	X	X	X	X	X	X	X
MW		X		X				X	X	X	X	X	X	X	X						X	X	X	X	X	X	X	X
LW	X		X					X	X	X	X	X	X	X	X						X	X	X	X	X	X	X	X

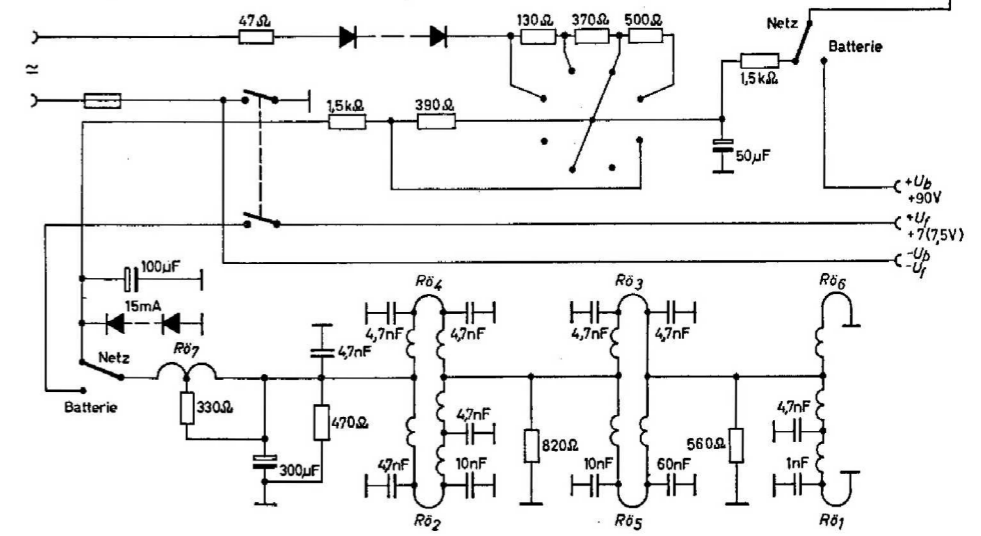


Abb. 32IV Gesamtschaltbild des 7-Röhren-FM/AM-Empfängers für Batterie- und Allstromnetz-Betrieb