

§ 42. Empfänger A: Geradeausempfänger VE 301 GW

3-Röhren-1-Kreis-Geradeausempfänger; Audiongleichrichtung mit Rückkopplung. Wellenbereiche: 200…600 m und 800…2000 m. Einfachste Ausführung.

Vgl. im Anhang Schaltbild A; ferner Bild 148.¹⁾

Dieser Empfänger stellt den letzten in großer Stückzahl hergestellten Geradeausempfänger dar. In den ersten Jahren nach dem zweiten Weltkrieg wurden nur noch wenige Geradeausempfänger (Einkreisempfänger) gefertigt, bei denen der Frequenzgang des NF-Teiles gegenüber dem VE 301 GW verbessert und ein besserer Lautsprecher verwendet wurde (Frequenzumfang etwa 70 Hz…10 kHz). Diese Empfänger waren meist mit der Doppeltetrode UEL 51 (Verbundröhre) bestückt und enthielten für die Netzgleichrichtung einen Selengleichrichter (Einröhren-Einkreisempfänger). Die übrigen technischen Daten entsprachen etwa denen des VE 301 GW. Heute werden selbst Kleinempfänger nur noch als Überlagerungsempfänger gebaut (vgl. den in § 43 beschriebenen Empfänger B).

a) Hochfrequenzteil

Die mit festen Anzapfungen 1…7 versehenen Antennenspulen L_1 bzw. L_2 dienen einerseits zu einer groben Abstimmung der jeweils verwandten Antenne auf die gewünschte Wellenlänge, anderseits zur mehr oder weniger festen Ankopplung der Antenne an den Gitterschwingungskreis. Dieser besteht aus der festen Spule L_3 , bzw. $L_3 + L_4$ und dem Drehkondensator C_a . Er bestimmt im wesentlichen die Welleneinstellung. Die Skala lässt sich aber nicht fest in Wellenlängen eichen, da die Größe der verwandten Antenne und die Stärke ihrer Ankopplung, in geringem Maße auch die Stellung der Rückkopplung, in die Abstimmung mit eingeht. Die Rückkopplung geschieht durch die ebenfalls in festem Abstand angebrachte Spule L_5 bzw. $L_5 + L_6$. Sie wird in ihrer Stärke geregelt durch den Drehkondensator C_4 . Man kann dadurch die natürliche Dämpfung des Schwingungskreises selbst, sowie die zusätzliche Dämpfung durch die angekoppelte Antenne, durch den Gitterstrom der 1. Röhre und durch die Wirkung der natür-

¹⁾ Letzteres stellt den nur für Wechselstromnetzanschluß bestimmten, sonst aber gleichen Empfänger VE 301 W dar.

lichen Gitteranodenkapazität (vgl. später) auf etwa den 10. bis 20. Teil vermindern (vgl. Bd. 3, § 15) und dadurch einerseits die Resonanzschärfe, anderseits die Resonanzüberhöhung, d. h. die dem Gitter zugeführte Hochfrequenzspannung \hat{U}_{g1} auch auf das 10- bis 20fache erhöhen. Die Rückkopplung dient neben der Steigerung der Empfindlichkeit und der Trennschärfe zu einer einfachen Lautstärkeregelung. Auch die verschiedenen Anzapfungen der Antennenspulen ergeben eine gewisse Lautstärkeregelung. Loseres Ankoppeln oder Verstimmen der Antenne vermindert im allgemeinen die Lautstärke, erhöht aber die Trennschärfe. Im Gegensatz dazu erhöht stärkeres Anziehen der Rückkopplung sowohl die Lautstärke als auch die Trennschärfe. Es ist also eine gewisse Geschicklichkeit in der Bedienung erforderlich, um die günstigste Antennenanzapfung durch entsprechendes Einstellen der Rückkopplung C_4 und Nachstimmen von C_a jeweils auszusuchen.

Wie Messungen unter Verwendung der „Normalantenne“ zeigen, bildet die Antenne mit dem Gitterkreis zusammen ein „Bandfilter“ mit zwei Höckern, die auch bei genauer Antennenresonanz wegen der ziemlich festen Kopplung ziemlich weit (etwa 100 kHz) auseinander liegen. Ohne Rückkopplung sind die Höcker wenig ausgeprägt, also ist die Kopplung k wegen der geringen Resonanzschärfe ϱ nur wenig größer als die kritische Kopplung $k = 1/\varrho$. Mit Rückkopplung treten die Höcker aber beide stark hervor, weil infolge des etwa 10mal größeren ϱ die Kopplung weit über der kritischen liegt. Gleiche Abstimmung zwischen Antenne und Gitterkreis ist in diesem Falle ungünstig, weil die beiden Höcker dann ganz gleich groß bleiben, der Empfänger also auf zwei verschiedene Sender gleich gut abgestimmt ist, die zu beiden Seiten der eigentlichen Resonanzfrequenz liegen. Das wirkt sich natürlich sehr ungünstig auf die Trennschärfe aus. Bei einer Verstimming der Antenne rücken die Höcker weiter auseinander, aber der eine Höcker, der nahezu mit der Resonanzfrequenz des Gitterkreises zusammenfällt, ist wesentlich schärfer und höher, besonders wenn man die Rückkopplung anzieht. Er ist dann praktisch allein für die Abstimmung und Trennschärfe des Empfängers maßgebend. — Zu starkes Anziehen der Rückkopplung führt zur Selbsterregung. Dabei schwingt auch die Antenne als Sender mit und stört so benachbarte andere Empfänger.

Auf der Anodenseite bildet der Niederfrequenztransformator hochfrequenzmäßig einen ziemlich unbestimmten, mit der Wellenlänge

schwankenden Widerstand. Durch Parallelschalten von C_5 erhält er einen bestimmteren, kapazitiven Wert. Es tritt dann durch die natürliche Gitteranodenkapazität C_{ga} stets eine positive Dämpfung des Gitterschwingungskreises ein. (Vgl. Bd. 2, § 29.) C_5 darf nicht zu groß sein, die Hochfrequenzspannung an der Anode darf nicht kurz geschlossen werden, weil sonst die Rückkopplung nicht wirken würde. Bis zu einem gewissen Grade dringt dann die Hochfrequenz infolge

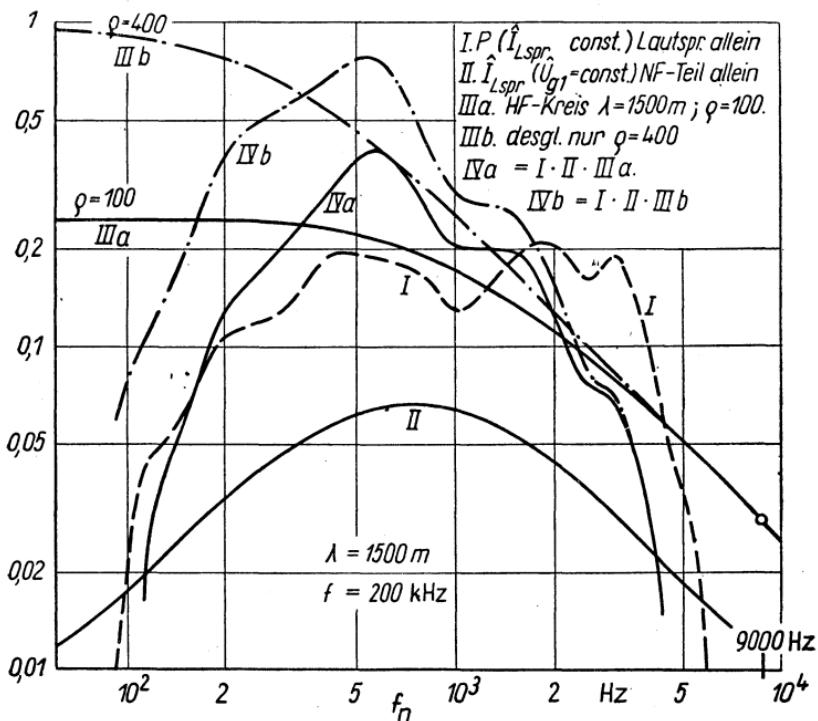


Bild 137. Frequenzgang des „VE 301 GW“

der nicht abgeschirmten Niederfrequenzteile auch in diese ein, was aber hier bei der geringen Verstärkung noch nichts schadet. Die Größen von C_5 ebenso wie die von C_4 und L_5 , L_6 sind so gewählt, daß die wirksame Rückkopplung möglichst unabhängig von der Abstimmung des Empfängers dieselbe Größe beibehält und sie außerdem die Abstimmung möglichst wenig beeinflußt. Die Trennschärfe ist, wie oben gesagt, bei nicht genau in Resonanz befindlicher Antenne praktisch allein durch die Resonanzkurve des Schwingungskreises festgelegt.

Eine Resonanzschärfe $\varrho = 100$ wird man mit Rückkopplung stets erreichen können. Bei einer schwach gedämpften oder lose gekoppelten bzw. stark verstimmten Antenne kann man sie durch sorgfältiges Einstellen der Rückkopplung bis auf etwa $\varrho = 400$ steigern. Dann tritt aber besonders im Langwellenbereich schon eine Beschneidung der höheren Tonfrequenzen ein. Vgl. Bild 137 Kurve IIIb.

b) Niederfrequenzteil, gesamter Frequenzgang

In Bild 137 zeigt Kurve I den gemessenen Frequenzgang des Lautsprechers, nämlich den von ihm erzeugten Schalldruck P in Abhängigkeit von der Frequenz bei konstant gehaltenem Strom $\hat{I}_{L_{spr}}$ im Lautsprecher. Kurve II zeigt den Frequenzgang des niederfrequenten Teiles, den Strom $\hat{I}_{L_{spr}}$ in Abhängigkeit von der Frequenz, wenn dem Gitter der 1. Röhre von außen eine Niederfrequenzspannung \hat{U}_{g1} konstanter Größe zugeführt wurde. Der Gang ist bedingt durch die bei etwa 1000 Hz liegende Parallelresonanz zwischen der Sekundärwicklung ($L_s \approx 100$ H) und der Kapazität $C_6 = 150$ pF, zu der noch etwa 100 pF Windungskapazität hinzutreten. (Vgl. Bd. 2, § 27d.) Die Kurven IIIa und IIIb zeigen den für eine Wellenlänge $\lambda = 1500$ m und für eine Resonanzschärfe $\varrho = 100$ bzw. 400 berechneten Frequenzgang des hochfrequenten Teiles. Man erkennt die Verminderung des Modulationsgrades der an das Gitter der 1. Röhre gelangenden HF-Spannung \hat{U}_{g1} infolge zu geringer Aufschaukelgeschwindigkeit des Resonanzkreises bei höheren Frequenzen. (Vgl. § 22.) Im mittleren Wellenbereich tritt dies Absinken der hohen Frequenzen bei $\varrho = 100$ praktisch überhaupt nicht auf. Bei $\varrho = 400$ entspricht es bei $\lambda = 1500/4 = 375$ m erst der für $\varrho = 100$ gezeichneten Kurve in Bild 137. Die Kurven IVa und IVb sind schließlich das Produkt der Kurven I, II und IIIa bzw. IIIb. Sie stellen dar, wie weit der Schalldruck des Lautsprechers die Modulationsstärke des Senders frequenzgetreu wiedergibt.

c) Empfindlichkeit

Die 50-mW-Empfindlichkeit ergibt sich aus folgender Überschlagsrechnung. Der elektromagnetische Lautsprecher besitzt bei 2000 Ω Gleichstromwiderstand für 400 Hz einen wirksamen Widerstand β_a von etwa 8000 Ω . Er braucht dann bei der als normal festgesetzten Leistungsaufnahme von 50 mW einen Strom $\hat{I}_{a2} = 2,5$ mA_{eff} und eine

Spannung $\tilde{U}_{a2} = 20 \text{ V}_{\text{eff}}$. Um diese zu erzeugen, ist am Gitter der Endröhre eine Spannung erforderlich:

$$\tilde{U}_{g2} = \frac{\tilde{U}_{a2}}{S} \left(\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{R_i} \right) = \frac{20}{2,2 \cdot 10^{-3}} \left(\frac{1}{8000} + \frac{1}{60000} \right) = 1,3 \text{ V}_{\text{eff}}.$$

Bei der Audionschaltung erfolgt die Demodulation auf der Gitterseite. Die Audionröhre ist niederfrequenzmäßig eine reine Verstärkeröhre. Sie erzeugt einschließlich der Übersetzung des Transformatormaßes für 400 Hz eine Spannungsverstärkung

$$\mathfrak{B} = \frac{U_{g2}}{U_{g1}} = \frac{\ddot{u}}{D} \cdot \frac{\beta_a}{R_i + \beta_a} = \frac{4}{2,3 \cdot 10^{-2}} \cdot \frac{40000}{15000 + 40000} = 127.$$

(Vgl. Bd. 2, § 26 und 27d.) Folglich muß $\tilde{U}_{g1} = 1,3/127 = 0,011 \text{ V}_{\text{eff}}$ NF sein. Es muß also am Gitter der Audionröhre aus der Hochfrequenz infolge der Gittergleichrichtung eine NF-Spannung von $0,011 \text{ V}_{\text{eff}}$ entstehen. Dazu ist nach § 29 Bild 113 etwa eine zu 30% modulierte Hochfrequenzspannung $\tilde{U}_{g1} = 0,10 \text{ V}_{\text{eff}}$ erforderlich. Bei günstiger Ankopplung der Antenne wird die hochfrequente Spannung \tilde{U}_{g1} über dem Schwingungskreis durch Resonanz ohne Rückkopplung etwa 10mal, mit Rückkopplung etwa 100mal größer als die Antennenspannung \tilde{E} . Daraus ergibt sich also eine

$$\begin{aligned} \text{50-mW-Empfindlichkeit } \tilde{E} &= 10 \text{ mV}_{\text{eff}} \text{ ohne und} \\ &\tilde{E} = 1 \text{ mV}_{\text{eff}} \text{ mit Rückkopplung.} \end{aligned}$$

Die für die 50-mW-Empfindlichkeit \tilde{E} maßgebenden niederfrequenten Größen β_a und \mathfrak{B} ändern sich stark mit der Niederfrequenz (vgl. Bild 137, Kurve II); ebenso ist das höchsterreichbare hochfrequente Übertragungsmaß $\tilde{E} : \tilde{U}_{g1}$ für verschiedene Hochfrequenzen stark verschieden. Messungen ergaben hierfür bei Verwendung der Normalantenne Unterschiede von 1 : 5, und die Verwendung abweichender Antennen bringt wieder neue Unterschiede hinzu. Ein einziger Zahlenwert für \tilde{E} ist daher noch kein genaues Kennzeichen für den ganzen Empfänger.

Die größte von der Endröhre unverzerrt abzugebende Leistung ist bei 200 V Anodenspannung etwa 1,25 W, d.h. 25mal so groß wie die Normalleistung 0,05 W. Alle niederfrequenten Spannungen und Ströme müssen dazu etwa 5mal größer werden, also $\tilde{I}_{a2} = 12,5 \text{ mA}_{\text{eff}}$, $\tilde{U}_{a2} = 100 \text{ V}_{\text{eff}}$, $\tilde{U}_{g2} = 6,5 \text{ V}_{\text{eff}}$, $\tilde{U}_{g1} = 0,055 \text{ V}_{\text{eff}}$. Die hochfrequenten Spannungen brauchen dazu aber nur etwa 3,5 ... 4mal größer zu werden,

da die Demodulation bei $\tilde{U}_{HF} = 0,10 \text{ V}_{eff}$ noch nicht aus dem quadratischen Bereich heraus ist (vgl. § 29, Bild 113). Umgekehrt werden 10mal schwächere Sender nahezu 100mal schwächer, d. h. praktisch überhaupt kaum mehr empfangen.

d) Netzanschlußteil

Der in Schaltbild A gezeichnete Empfänger ist für „Allstrom“, d. h. ohne weiteres an ein Gleich- oder Wechselstromnetz anzuschließen und zwar nach einer Umschaltung für die Heizung für beliebige Spannungen von 110 bis 240 V. Die Heizung aller drei Röhren ist indirekt, kann daher ebensogut mit Gleichstrom wie mit Wechselstrom erfolgen. Der Heizdraht jeder Röhre hat heiß einen Widerstand von 1100Ω und erfordert 50 mA und 55 V. Die beiden Heizungen der Verstärkerröhren sind stets in Reihe geschaltet, so daß sie bei 110 V Netzspannung unmittelbar ans Netz gelegt werden. Die Gleichrichterröhre muß dann über den Widerstand 5 von 1100Ω getrennt gespeist werden. Bei 220 V werden diese beiden parallelen Zweige in Reihe geschaltet, andere Netzspannungen durch entsprechende Vorwiderstände auf 110 oder 220 V herabgesetzt. Die Anodenspannung wird bei einem Wechselstromnetz durch die Gleichrichterröhre gleichgerichtet, bei einem Gleichstromnetz kann der Strom bei der richtigen Polung ohne weiteres durch die Gleichrichterröhre fließen. Da die Betriebsspannung immer gleich der Netzspannung ist, ist der Empfänger bei 110 V weniger leistungsfähig als bei 220 V. Die Endröhre liefert dann nur etwa ein Viertel der maximalen unverzerrten Leistung und auch die Empfindlichkeit sinkt infolge der an den tieferen Arbeitspunkten herrschenden geringeren Steilheiten. Damit bei 220 V der Anodenstrom nicht zu stark anwächst, dient zur Strombegrenzung bei der Audionröhre der Widerstand 2 von $50 \text{ k}\Omega$; bei der Endröhre wird bei größerem Strom der Spannungsabfall im Widerstand 3 größer. Dieser bildet die negative Gittervorspannung, durch deren Vergrößerung auch das Anwachsen des Anodenstroms verhindert wird. An den Röhren herrschen die folgenden Werte:

Netzspannung	Audionröhre		Endröhre			
	U_{a1}	I_{a1}	U_{a2}	I_{a2}	I_{sg}	U_{g2}
220 V	75 V	2,7 mA	170 V	17 mA	2,5 mA	-16 V
110 V	42 V	1,1 mA	85 V	8 mA	1,2 mA	-7,4 V