

Ein rauscharmer Transistor-Verstärker für akustische Messungen

Autor(en): **Hauri, E.R.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri**

Band (Jahr): **36 (1958)**

Heft 4

PDF erstellt am: **10.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-874422>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

zu niedrigen Wert. Dies ist aber verständlich, da es sich hierbei um ein extrem stark verschmutztes Abwasser handelte, das ständig von Leuchtgas durchströmt wurde und mit Fetzen von Schimmelpilzen und Bakterien durchsetzt, ein stark reduzierendes Milieu bildete. Dieses Beispiel zeigt, dass die Kontrollbestimmung mit Nitratzusatz stets durchgeführt werden sollte, um Fehler möglichst auszuschliessen.

est compréhensible, du fait qu'il s'agissait, en l'occurrence, d'eaux résiduaire tout à fait impures qui étaient constamment traversées par du gaz d'éclairage et qui, contenant des traces de moisissures et de bactéries, constituaient un milieu très réducteur. Cet exemple montre qu'il faut toujours effectuer le contrôle avec adjonction de nitrate pour exclure autant que possible les erreurs.

Bibliographie

- [1] *Vögli, K.* Probleme der Bleikabelkorrosion (4. Mitteilung). Techn. Mitt." PTT 1957, Nr. 3, S. 106...113.
 [2] *Künzler, H.* und *K. Vögli.* Probleme der Bleikabelkorrosion (6. Mitteilung). Techn. Mitt." PTT 1957, Nr. 9, S. 375...386.
 [3] *Haase, L. W.* Deutsche Einheitsverfahren zur Wasser-, Abwasser- und Schlammuntersuchung. Weinheim/Bergstrasse 1954. S. 51.
 [4] *Ohlmüller-Spitta.* Untersuchung und Beurteilung des Wassers und des Abwassers. Berlin 1931. S. 89...90.
 [5] *Sowden, F. J.* Kolorimetrische Bestimmung von Nitraten. Z. anal. Chem. **130** (1950), 256.
 [6] *Taras, M. J.* Kolorimetrische Bestimmung von Nitraten mit Hilfe von Phenoldisulfonsäure. Z. anal. Chem. **134** (1951), 59.
 [7] *Szabó Z. G.* und *L. Bartha.* Titrimetrische Bestimmung von Nitraten. Z. anal. Chem. **134** (1952), 434.
 [8] *Haase, L. W.* Loc. cit. [3]
 [9] *Pharmacopoea Helvetica V.* Bern (1933), 1041; Kommentar zur Ph. H. V. Bern (1947), 181.

E. R. HAURI, Bern

Ein rauscharmer Transistor-Verstärker für akustische Messungen

621.375.4:534.6

Zusammenfassung. Im nachstehenden Beitrag werden das Schema sowie die Daten eines Transistor-Verstärkers beschrieben, der für akustische Messungen im Freien verwendet wird. Hervorzuheben ist die leichte Tragbarkeit bei völliger Netzunabhängigkeit. Die Rauscheigenschaften des Verstärkers sind mindestens so gut wie diejenigen der besten Röhrenverstärker.

Résumé. L'article qui suit décrit le schéma et les caractéristiques d'un amplificateur à transistors, utilisé pour des mesures acoustiques en plein air. Il relève combien cet appareil est facile à transporter tout en étant absolument indépendant du réseau. Les propriétés de bruit de cet amplificateur sont aussi bonnes que celles du meilleur amplificateur à tubes.

1. Einleitung

Für Schallmessungen im Freien wünschte das Akustik-Laboratorium der PTT die Konstruktion eines Transistor-Messverstärkers, um die bisher verwendete unhandliche und schwere Messeinrichtung zu ersetzen. Es wurden folgende Daten angegeben:

- Eingang: Dynamisches Mikrofon, Impedanz 50 Ohm. Die Eingangsimpedanz des Verstärkers soll > 200 Ohm sein, damit das Mikrofon annähernd im Leerlauf arbeitet.
 Bandbreite: 30...15000 Hz (3 db Abfall).
 Ausgang: Ausgangsimpedanz 600 Ohm.
 Max. unverzerrte Ausgangsspannung 5 Volt.
 Klirrfaktor: < 1%.
 Verstärkung: zwischen Eingangs- und Ausgangsklemmen ca. 60 db.
 Rauschen: minimal.
 Eingangsattenuator: 0 – 20 – 40 db.

Diesen Forderungen konnte entsprochen werden. Der derart konstruierte Verstärker ist insbesondere durch sein kleines Eigenrauschen bemerkenswert; die effektive Ausgangsrauschspannung liegt weniger als 4 db über dem verstärkten Wärmehauschen des 50 Ohm-Quellenwiderstandes.

2. Beschreibung des Schemas

Der Mikrofonübertrager T 1 (primär symmetrisch) dient zur Anpassung des Mikrophons an die Eingangsimpedanz des Verstärkers (Übersetzung $1:\sqrt{20}$). Anschliessend folgt der Eingangsattenuator, der aus zwei T-Gliedern besteht. Es sind drei Stellungen zu 0 – 20 – 40 db wählbar. Der Attenuator ist mit Kapazitäten kompensiert, um bei hohen Frequenzen auch auf den Stellungen 20 db und 40 db den gleichen Frequenzgang zu erhalten wie bei direkter Kopplung auf den Eingangstransistor (0 db).

In der ersten Stufe ist ein rauscharmer Transistor OC 603 eingesetzt. Um minimales Rauschen zu erhalten, ist die richtige Wahl des Arbeitspunktes und der Quellenimpedanz wesentlich. Der optimale Wert des Kollektorstroms liegt bei ca. 0,5 mA und die Kollektorspannung sollte nur wenige Volt betragen (ca. 0,5...3 Volt). Die optimale Quellenimpedanz liegt bei 1000 Ohm; dieser Wert ist hier wie der voranstehend angegebene für den Kollektorstrom eingehalten, und die Spannung zwischen Kollektor und Emitter beträgt 1,6 Volt. Der Arbeitspunkt ist durch gleichstrommässige Gegenkopplung (= GK) (durch einen Emitterwiderstand und GK zwischen Kollektor und Basis) sehr gut stabilisiert; der Stabilitätsfaktor S nach *Shea* beträgt nur 1,77. – Beim Umschalten des Attenuators von 0 auf 20 db erfolgt eine ganz geringe Verschiebung des Arbeitspunktes (der Gleichstromwiderstand zwi-

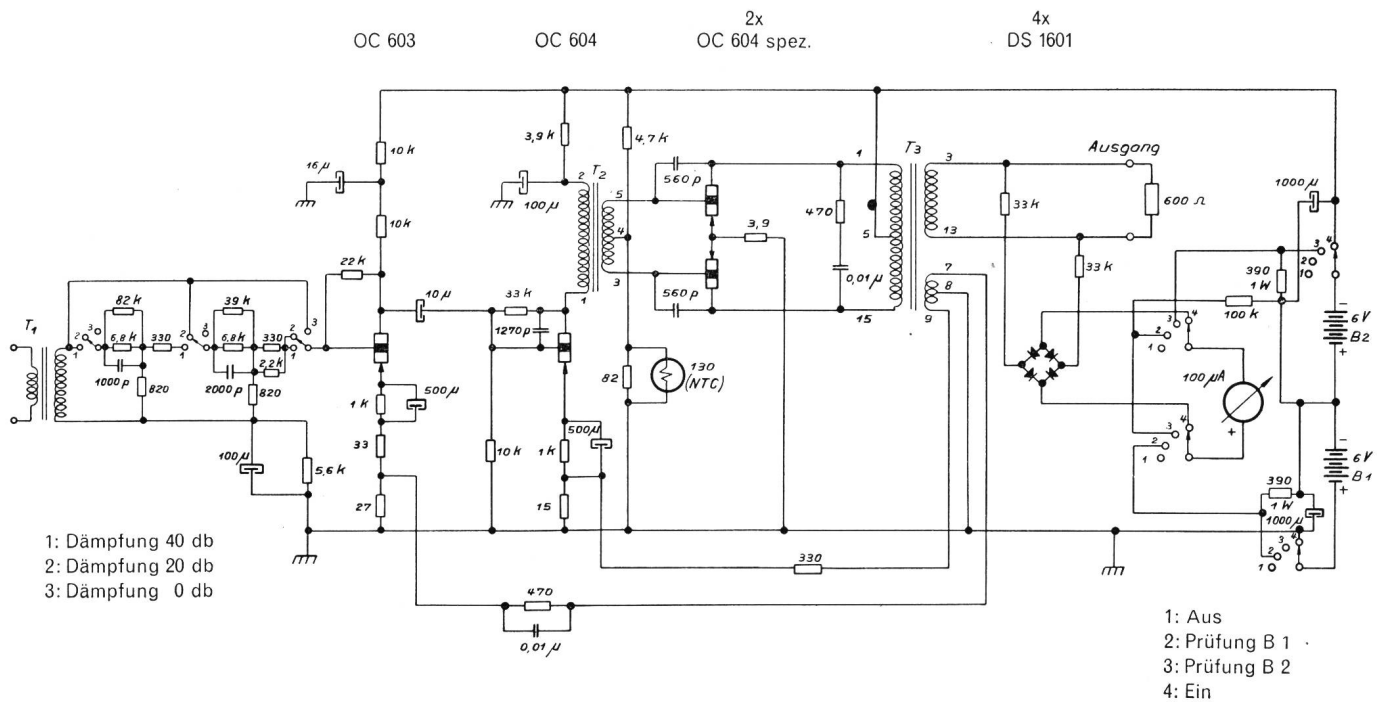


Fig. 1. Schema des rauscharmen Transistor-Verstärkers

schen Basis und Erde wird geändert), die aber nicht ins Gewicht fällt. – Diese Stufe ist auch wechselstrommässig gegengekoppelt, und zwar durch die beiden oben genannten Gleichstromgegenkopplungen, die auch wechselstrommässig wirksam sind, sowie durch eine GK vom Verstärkerausgang her. Die Eingangsimpedanz der Stufe ist durch zwei entgegengesetzte Wirkungen bestimmt; die GK zwischen Kollektor und Basis (durch den Widerstand 22 k) erniedrigt die Eingangsimpedanz, während die beiden andern GK die Impedanz erhöhen. Die GK vom Ausgang her beträgt ca. 10 db; sie hat natürlich eine starke Abhängigkeit der Eingangsimpedanz vom Abschlusswiderstand und umgekehrt der Ausgangsimpedanz vom Quellenwiderstand zur Folge.

Die zweite Stufe (Treiber für die Endstufe) ist über einen Kondensator an die erste Stufe gekoppelt. Es ist ein Transistor OC 604 eingesetzt. Bezüglich Einstellung des Arbeitspunktes durch Gleichstrom-GK ist das gleiche zu sagen wie für die erste Stufe; ebenfalls sind die gleichen Wechselstrom-Gegenkopplungen vorhanden wie bei der ersten Stufe. Zwischen Kollektor und Basis liegt zusätzlich ein Kondensator (1270 pF), der im wesentlichen den Frequenzgang des Verstärkers nach oben bestimmt.

Die Kopplung vom Treiber auf die Endstufe erfolgt durch den Transformator T 2 (Übersetzung 7:1+1). Hier sind zwei Transistoren OC 604 spez. verwendet. Die Endstufe ist in Class-B-Gegentakt betrieben, mit kleinem Kollektor-Ruhestrom. Der Arbeitspunkt wird durch einen Spannungsteiler bestimmt; zur Kompensation von Temperatureinflüssen ist dem 82-Ohm-Widerstand ein NTC-Widerstand von 130 Ohm parallelgeschaltet. Um eine hohe Aussteuerbarkeit der Endstufe zu erzielen, wurde die Batteriespannung von 12 Volt gewählt. Die beiden Kondensa-

toren von 560 pF zwischen Kollektor und Basis bewirken durch Gegenkopplung eine Symmetrierung der Endstufe bei hohen Frequenzen (Verhütung von wilden Schwingungen); ferner resultiert eine Gegenkopplung durch den Widerstand von 3,9 Ohm zwischen den beiden Emittoren und Erde, die die Ausgangsimpedanz erhöht. Der Ausgangstransformator hat ein Übersetzungsverhältnis von (1+1):2,35 (700+700:1650 Windungen); die Gegenkopplungswicklung hat einen Zehntel der Einheit, d. h. 70 Windungen mit Mittelanzapfung. Diese Gegenkopplung erniedrigt die Ausgangsimpedanz; es ist also auch auf der Ausgangsseite eine ähnliche Impedanzstabilisierung durch zwei sich entgegenwirkende Gegenkopplungen wie auf der Eingangsseite vorhanden. Die Ausgangsseite kann symmetrisch oder unsymmetrisch belastet werden.

Der Verstärker wird durch einen Schalter mit vier Stellungen betätigt. In Stellung 1 ist er ausgeschaltet. In den Stellungen 2 und 3 werden die beiden 6-Volt-Batterien einzeln bei einer Belastung mit 15 mA geprüft. In Stellung 4 ist der Verstärker eingeschaltet; hierbei wird die Ausgangsspannung gleichgerichtet und auf dem Anzeigeelement sichtbar gemacht, um eine Übersteuerung des Verstärkers erkennen zu können. Im Gleichrichter sind 4 Dioden DS 1601 verwendet.

3. Mechanischer Aufbau

Der Verstärker ist in ein lagermässiges Gehäuse (230 × 350 × 160 mm, mit Traggriff und abnehmbarem Deckel) eingebaut. Die Batterien sind am Boden des Gehäuses befestigt, während die Schaltung auf einer zur abschraubbaren Frontplatte senkrecht stehenden Platte aufgebaut ist. Die Verdrahtung ist als «gedruckte Schaltung» ausgeführt. Es wurde nicht beson-

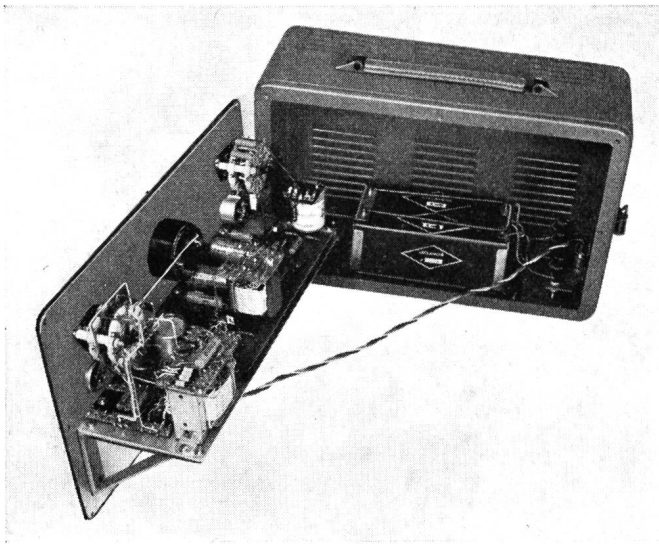


Fig. 2. Verstärker mit Gehäuse

ders auf Miniaturisierung geachtet, zumal im Interesse einer genügenden Stromreserve grosse Batterien gewählt wurden. Das Gewicht des Verstärkers einschliesslich Gehäuse beträgt ca. 4 kg.

4. Messresultate

Es wurden folgende Daten gemessen, die die Einhaltung der Anforderungen sicherstellen:

- *Eingangsimpedanz* (bei 1000 Hz, Verstärker abgeschlossen mit 600 Ohm): 300 Ohm.
- *Ausgangsimpedanz* (bei 1000 Hz, Quellenimpedanz 50 Ohm): 600 Ohm.
- *Frequenzgang* (Attenuator 0 db).

Abfall	Frequenz	
0 db	1000 Hz	
-0,5db	70 Hz	7200 Hz
-1 db	55 Hz	9000 Hz
-2 db	35 Hz	12000 Hz
-3 db	25 Hz	15500 Hz

Der Frequenzgang in den Attenuatorstellungen 20 db und 40 db ist über den ganzen Bereich auf $\pm 0,5$ db genau mit demjenigen der Stellung 0 db identisch.

- *Klirrfaktor* (bei 1000 Hz; Spannungen bei Abschluss mit 600 Ohm):

bei 5 V	: 0,76 %
3,5 V	: 0,83 %
2 V	: 0,93 %
1 V	: 0,86 %
0,5 V	: 0,85 %
0,2 V	: 0,9 %

- *Frequenzabhängigkeit des Klirrfaktors* bei 3,5 Volt an 600 Ohm:

45 Hz	2,0 %	2000 Hz	0,93%
60 Hz	1,2 %	3000 Hz	1,3 %
70 Hz	0,83%	4000 Hz	1,7 %
100 Hz	0,56%	5000 Hz	2,35%
200 Hz	0,64%	6000 Hz	2,9 %
500 Hz	0,73%	7000 Hz	3,3 %
1000 Hz	0,83%	10000 Hz	3,4 %
		15000 Hz	4,0 %

- *Verstärkung*. Bei frischen Batterien ist die Spannungsverstärkung zwischen den Eingangs- und Ausgangsklemmen (Quellenwiderstand 50 Ohm, Abschlusswiderstand 600 Ohm) bei 1000 Hz 2000fach, d. h. 66 db $\pm 0,5$ db.

Die Abhängigkeit von der Batteriespannung beträgt ca. 1 db/V, was relativ viel ist. Abhilfe ist in solchen Fällen üblich durch stärkere Gegenkopplung; dies war jedoch hier wegen der Phasendrehungen in den Transistoren und Transformatoren nicht möglich, ohne dass der Verstärker ins Schwingen geriet. Es ist auch nicht weiter schlimm, da bei den in Frage kommenden Messungen aus andern Ursachen die Messgenauigkeit nur ca. 2...3 db beträgt. Es kommt nur darauf an, dass sich die Verstärkung nicht plötzlich ändert.

- *Rauschen*. Wenn der Eingang mit 50 Ohm abgeschlossen ist, beträgt (bei sorgfältiger Eliminierung der Brummquellen in der Nähe des Verstärkers) die Ausgangsrauschspannung 0,35 mV (gemessen mit Effektivwert-Voltmeter). Dies bedeutet eine effektive Eingangsrauschspannung von ca. 0,18 μ V gegenüber einer thermischen Rauschspannung des 50-Ohm-Widerstandes von 0,12 μ V bei 15000 Hz Bandbreite. Das Ausgangsrauschen liegt also nur um einen Faktor 1,5 (3,5 db) über dem theoretischen Wert.

Abschliessend darf festgestellt werden, dass die mit diesem Verstärker erzielten Resultate auf die interessanten Möglichkeiten hinweisen, die mit den heutigen Flächentransistoren für tragbare Verstärker gegeben sind.

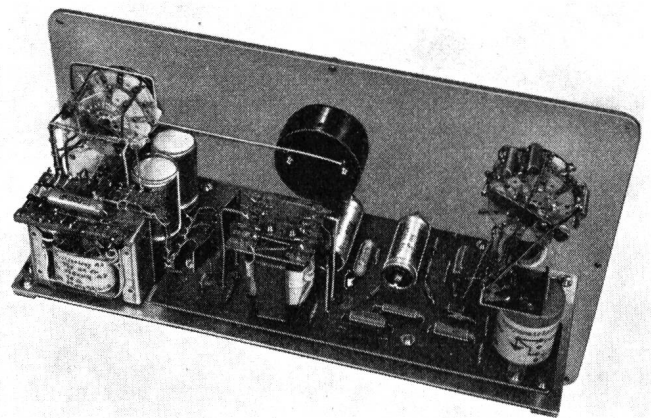


Fig. 3. Rückansicht des Transistor-Verstärkers mit gedruckter Schaltung

Arbeitsweise und Betriebswerte des Leistungsreflexklystrons TK 7

621.373.423

Zusammenfassung. Reflexklystrons finden sowohl in der Radartechnik als auch in der drahtlosen Nachrichtentechnik umfangreiche Anwendung. Vor allem ist die Bedeutung von Leistungsreflexklystrons erheblich angestiegen, seit man diese als Modulatoren in den Muttersendern von Relaisstationen verwendet.

Es wird zunächst die Wirkungsweise dieser Klystrongeneratoren beschrieben und anhand von Kurvenmaterial des Leistungsreflexklystrons TK 7 der Firma Telefunken, Werk Ulm, erläutert. Die Betriebswerte sowie Hochfrequenzleistung, elektronische Bandbreite und optimale Reflektorspannung in Abhängigkeit von der Beschleunigungsspannung und Wellenlänge werden angeführt. Das Reflexklystron TK 7 liefert im 4000-MHz-Band maximale Hochfrequenzleistung von mehr als 5 Watt bei 35 MHz elektronischer Bandbreite. Bei einer Hochfrequenzleistung von 1,5 Watt wird eine elektronische Bandbreite von 50 MHz erzielt. Der Wirkungsgrad liegt im Mittel bei 5%.

Das Reflexklystron hat als Oszillator in den Mischstufen sowie als Modulator und Senderöhre in Richtfunkstrecken der drahtlosen Nachrichtentechnik und der Radartechnik weitesten Eingang gefunden.

Während die in den Mischstufen zur Verwendung kommenden Klystrons nur Leistungen von einigen Milliwatt zu liefern brauchen, müssen Sendereflexklystrons und Reflexklystrons, die als Modulatoren in den Muttersendern von Richtfunkanlagen Verwendung finden, höhere Ausgangsleistungen liefern. Damit die Modulationskennlinie eines Leistungsklystrons zur Erzielung geringer Modulationsverzerrungen bei möglichst grossem Frequenzhub streng linear verläuft, muss der Schwingkreis entsprechend vorbelastet werden. Es ist deshalb erforderlich, den grössten Teil der Ausgangsleistung einem aperiodischen Dämpfungsglied zuzuführen, das zwischen Röhrenausgang und Wellenleiter angeordnet wird [1, 2]. Alle anderen Anwendungsgebiete des Reflexgenerators, wie Mikrowellenmesstechnik, Molekülspektroskopie, sind gegenüber den vorgenannten von untergeordneter Bedeutung.

Das Reflexklystron zeichnet sich gegenüber den Mehrkreisklystrons durch seine Einfachheit sowie leichte Modulierbarkeit aus, nachteilig sind jedoch der niedrige Wirkungsgrad und die geringe Frequenzstabilität, die sich jedoch durch Anwendung von frequenzstabilisierenden äusseren Hohlraumresonatoren verbessern lässt.

Es ist grundsätzlich eine Einkreis-Triftröhre, deren wesentliche Bestandteile die Elektronenkanone 1, der Resonanzkreis 2 sowie der Reflektor 3 sind (Fig. 1).

Von der Kathode des Elektronenstrahlensystems geht, wie die Prinzipdarstellung in Figur 2 zeigt, ein homogener Elektronenstrahl aus und tritt mit einer Geschwindigkeit

$$v_0 = \sqrt{\frac{2e}{m} U_0} \approx 5,93 \cdot 10^7 \sqrt{U_0 [\text{V}]} \quad [\text{cm/s}] \quad (1)$$

Résumé. Les klystrons réflexes sont largement employés tant dans la technique des radars que dans celle des radiocommunications. L'importance des klystrons réflexes de puissance s'est notablement accrue, depuis qu'on les utilise en qualité de modulateurs dans les émetteurs principaux des stations relais.

L'auteur décrit d'abord le fonctionnement de ces générateurs klystrons et l'explique ensuite à l'aide de courbes du klystron réflexe de puissance TK 7 des établissements Telefunken, usines d'Ulm. L'article traite aussi des valeurs de fonctionnement, ainsi que de la puissance haute fréquence, de la largeur de bande électronique et de la tension de réflecteur optimum dépendant de la tension d'accélération et de la longueur d'onde. Le klystron réflexe TK 7 fournit dans la bande de 4000 MHz la puissance haute fréquence maximum de plus de 5 watts pour une largeur de bande de 35 MHz. Pour une puissance haute fréquence de 1,5 watt, on obtient une largeur de bande électronique de 50 MHz. Le rendement du faisceau est en moyenne de 5%.

- e = Elementarladung eines Elektrons
- m = Masse eines Elektrons
- U_0 = Beschleunigungsspannung

in den Steuerraum ein, der durch zwei hochbelastbare Hochfrequenzgitter G_1 und G_2 , gebildet wird, die einen Abstand entsprechend einem Laufzeitwinkel von $0,4\pi$ bis π besitzen. Der Strahlquerschnitt soll an dieser Stelle eine möglichst hohe Stromdichte haben. Darum ist man bemüht, Strahlensysteme zu konstruieren, die eine möglichst hohe Verdichtung aufweisen. Bei Verdichtungen von 1:20 erreicht man im Minimum des Strahlquerschnitts beispielsweise Stromdichten in der Grössenordnung von 4 A/cm^2 [3-7].

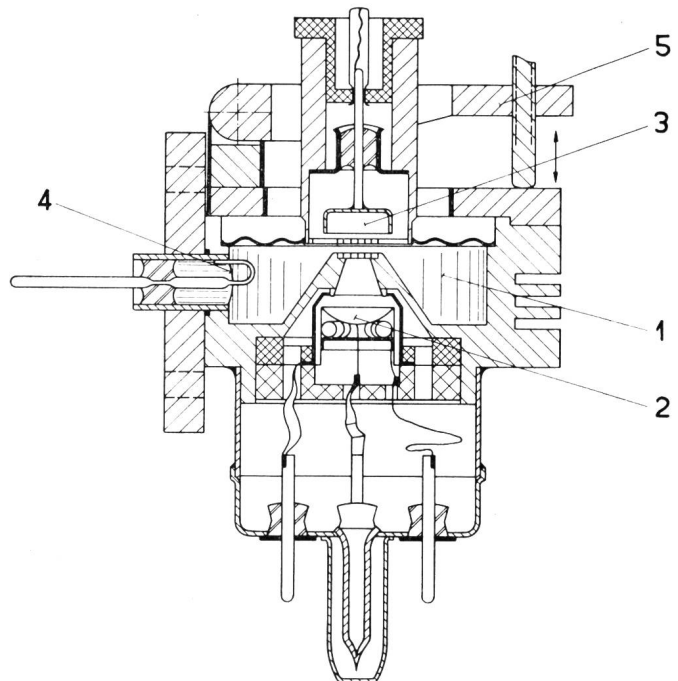


Fig. 1. Querschnitt durch ein modernes Leistungsreflexklystron (entsprechend dem Telefunken-Klystron TK 7)
1 = Topfkreis, 2 = Elektronenkanone, 3 = Reflektor, 4 = Koppelschleife, 5 = Abstimmvorrichtung

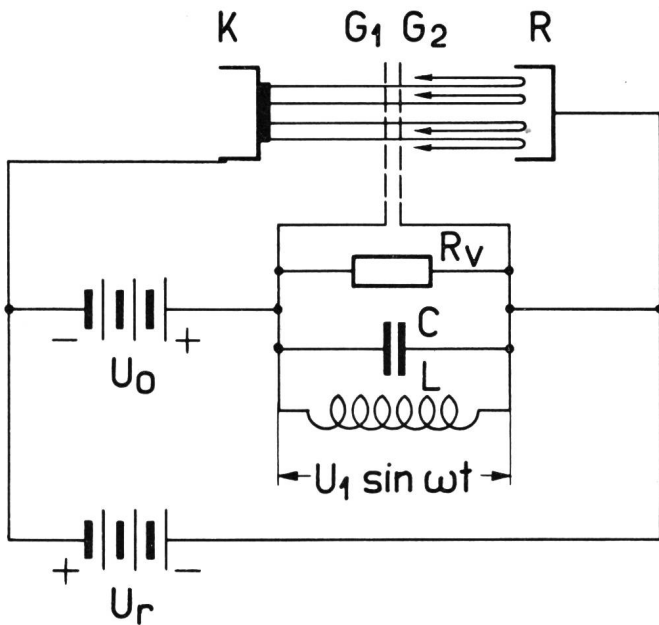


Fig. 2. Prinzipdarstellung eines Reflexklystrons
 K = Kathode, $G_1 G_2$ = Hochfrequenzgitter, R = Reflektor, U_0 = Anodenspannung, U_r = Reflektorspannung, R_v = Verlustwiderstand des Schwingkreises, C = Schwingkreis­kapazität, L = Schwingkreisinduktivität, $U_1 \sin \omega t$ = Steuerwech­selspannung

Die Elektronen werden nunmehr durch das zwischen G_1 und G_2 befindliche Hochfrequenzfeld entsprechend dem jeweiligen Momentanwert der Wechselspannung in ihrer Geschwindigkeit moduliert, so dass die Elektronen den Steuerraum unter Voraussetzung eines sehr kleinen Spaltabstandes mit einer Geschwindigkeit

$$v_0 = \sqrt{\frac{2e}{m} (U_0 + U_1 \sin \omega t)} \quad (2)$$

$U_1 \sin \omega t$ = Momentanwert der Hochfrequenzwechselspannung

verlassen und nunmehr in den Reflexionsraum gelangen. Durch die gegen die Kathode negative Spannung der Reflexionselektrode wird ein Verzögerungsfeld gebildet, so dass die Elektronen nach einer gewissen Flugzeit ihre Richtung wechseln müssen. Infolge ihrer ungleichen Geschwindigkeit laufen sie verschieden weit in das Verzögerungsfeld ein. Wie man dem in Figur 3 dargestellten Weg-Zeit-Diagramm entnehmen kann, gelangen die schnellen Elektronen weiter in das Verzögerungsfeld hinein und kehren deshalb zeitlich später um als die Elektronen mit geringerer Geschwindigkeit. Infolgedessen treten längs des Laufweges Verdichtungen und Verdünnungen der Stromdichte auf, das heisst, es bildet sich ein sogenannter Konvektionswechselstrom. Durch diesen mit Phasenfokussierung, Paketbildung oder Paketierung bezeichneten Vorgang wird eine Umwandlung der Geschwindigkeits- in eine Dichtemodulation erreicht, womit die Voraussetzung für die Anregung eines Resonanzkreises geschaffen ist.

Die Laufzeit der Elektronen sowie deren Bahnverlauf wird ausser durch ihre Eintrittsgeschwindigkeit

noch durch die Grösse der an den Reflektor angelegten Spannung U_r , sowie durch die Form dieser Elektrode bestimmt.

Der infolge Phasenfokussierung jetzt dichtmodulierte Elektronenstrom durchläuft nunmehr zum zweiten Male den Steuerraum zwischen den Hochfrequenzgittern G_1 und G_2 . Treten die Elektronenpakete im Zeitpunkt einer Bremsphase des Hochfrequenzfeldes ein, so wird den Elektronen Energie entzogen. Soll also eine Umwandlung von kinetischer Energie in hochfrequente Feldenergie stattfinden, müssen die Elektronen gewisse Laufzeiten einhalten, damit sie phasenrichtig in den Gitterspalt einlaufen. Da die Laufzeiten der Elektronen im Reflexionsfeld einmal von der Beschleunigungsspannung U_0 , zum anderen von der Reflektorspannung U_r abhängig sind, wird sich eine Abhängigkeit der Schwingbereiche von diesen beiden Spannungen ergeben. Allgemein wird jedoch die Laufzeitvariation mittels der Reflektorspannung U_r durchgeführt. Die Schwingbereiche eines Reflexionsklystrons in Abhängigkeit von U_r zeigt Figur 4. Schwingungen treten dann auf, wenn der Laufwinkel

$$\begin{aligned} \text{der schnellsten Elektronen} &= 2\pi n, \\ \text{der mittleren Elektronen} &= 2\pi (n - 1/4), \\ \text{und der langsamsten Elektronen} &= 2\pi (n - 1/2) \quad (3) \end{aligned}$$

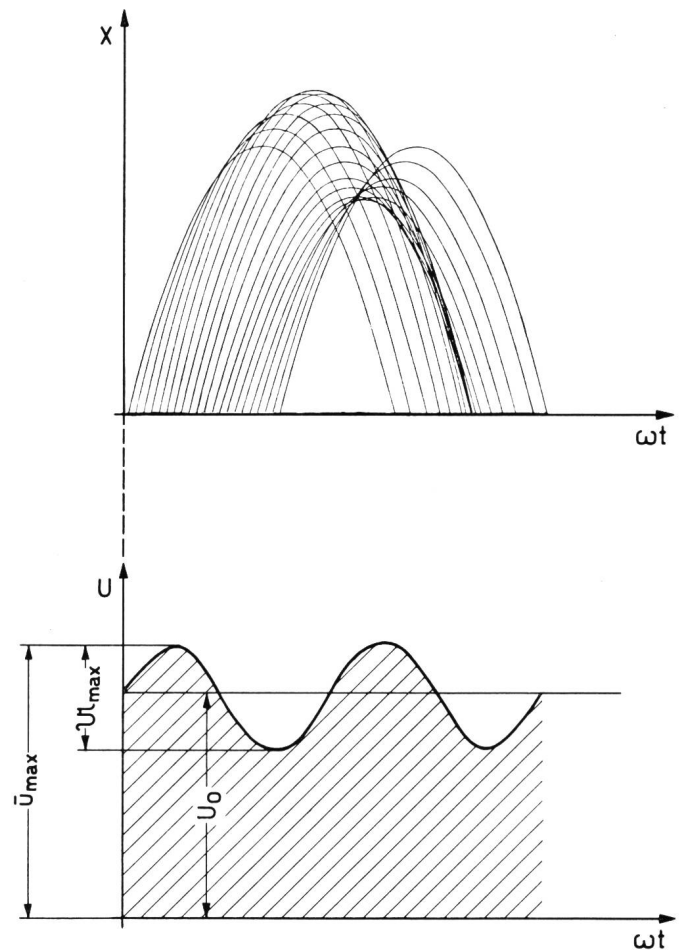


Fig. 3. Weg-Zeit-Diagramm der Elektronen in einem Reflexklystron sowie Verlauf der steuernden Hochfrequenzwechselspannung

beträgt. n stellt in (3) eine beliebige ganze Zahl ≥ 1 dar, die gleichzeitig zur Kennzeichnung des Schwingbereiches (Modus) herangezogen wird. Der Wert $n - \frac{1}{4}$ gibt daher an, wievielfach grösser die mittlere Laufzeit der Elektronen im Reflexionsfeld im Vergleich zu der Zeitdauer einer Hochfrequenzperiode ist.

Durch Influenzwirkung der Elektronen kann im angeschlossenen Schwingkreis ein Hochfrequenzwechselstrom fließen, so dass man aus dem Quotienten des Hochfrequenzwechselstromes und der anliegenden Hochfrequenzwechselspannung den elektronischen Leitwert Y_e definieren kann.

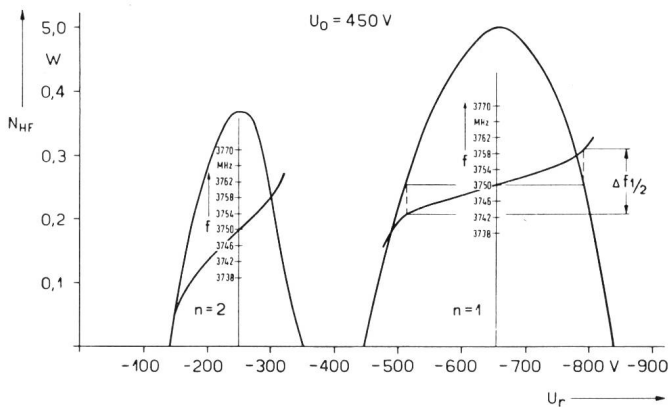


Fig. 4. Ausgangsleistung N_{HF} und Frequenz f in Abhängigkeit der Reflektorspannung U_r eines Reflexklystrons (ähnlich TK 7)

Im Schwingbetrieb ist bei ganzzahligem n dieser Leitwert Y_e gleich dem Verlustleitwert Y_v der Röhre, wobei jedoch das Vorzeichen von Y_e negativ ist. Es gilt

$$Y_v - Y_e = 0 \quad (4)$$

Ändert man jetzt die Reflektorspannung, so ändert sich auch die Laufzeit im Verzögerungsraum und damit der Phasenwinkel, mit dem die Elektronen in den Schwingkreis zurückkommen. Durch die Änderung des Phasenwinkels tritt neben dem rein ohmschen elektronischen Leitwert Y_e ein Blindleitwert Y_b in Erscheinung, so dass sich wegen der Bedingung (4) zwangsläufig die Frequenz der Schwingung ändern muss. Dabei wird jedoch die von der Röhre gelieferte Leistung geringer. Der Blindleitwert Y_b des Elektronenwechselstromes wird bei Verminderung der Reflektorspannung U_r positiv. Er wirkt wie eine zusätzliche Kapazität parallel zur Schwingkreiskapazität, so dass die Frequenz der Schwingung niedriger wird als die Eigenfrequenz des Resonators. Bei negativem Blindleitwert wirkt dieser wie eine parallelgeschaltete Induktivität; die Frequenz wird höher. In Figur 3 ist die jeweilige Frequenzabweichung bei Änderung der Reflektorspannung eingezeichnet. Als elektronische Bandbreite $\Delta f_{1/2}$ wird hierbei die Frequenzabweichung zwischen den Punkten halber Leistung bezeichnet. Es ergibt sich daher die Möglichkeit, auf einfache Weise rein elektronisch die Frequenzmodulation einer Hochfrequenzschwingung durchzuführen.

Wie man weiterhin aus Figur 4 entnehmen kann, wird die elektronische Bandbreite $\Delta f_{1/2}$ um so grösser, je höher die Ordnungszahl n des Schwingbereiches ist. Einer umgekehrten Abhängigkeit unterliegt die Leistung des Reflexgenerators, da der Wirkungsgrad näherungsweise dem Schwingbereich umgekehrt proportional ist, wie man aus Gleichung (5) entnehmen kann:

$$\eta = \frac{0,4}{n + 3/4} \quad (5)$$

Mit modernen Reflexklystrons lassen sich bei dem heutigen Entwicklungsstand Wirkungsgrade von 5% und Ausgangsleistungen bei den üblichen Werten von Elektronenstrom und Beschleunigungsspannung bis zu 5 Watt erzielen. Massgebend ist hierbei, dass der Parallelwiderstand des Resonanzkreises möglichst gross wird. Man erreicht dies, indem man die Kapazität des Schwingkreises, die vornehmlich am Ort der Elektronenströmung konzentriert ist (vgl. Fig. 1), so klein als möglich hält.

Wie jedoch aus der Darstellung von Figur 5 hervorgeht, hat die Ausgangsleistung beiderseits der optimalen Frequenz geringere Werte.

Der scharfe Leistungsabfall zu niedrigeren Frequenzen hin ist auf eine Verschlechterung des L/C -Verhältnisses und die dadurch hervorgerufenen grösseren Kreisverluste bedingt. Der Abfall nach höheren Frequenzen erfolgt langsamer und wird im wesentlichen durch die Vergrösserung des Laufzeitwinkels im Steuerspalt hervorgerufen, wodurch sich der sogenannte Strahlkopplungskoeffizient der Röhre verschlechtert. Das heisst, durch zu lange Laufzeiten im Steuerfeld werden die Geschwindigkeitsunterschiede der Elektronen geringer, was sich wiederum in einer verminderten Stromdichte der Elektronengruppen bemerkbar macht [1, 2, 8, 9, 10].

Die Auskopplung der Hochfrequenzenergie geschieht bis ins Gebiet von 6000 MHz meist über Koppelschleifen, die entweder in einer Hochfrequenzsteckverbindung oder einer kleinen Antenne enden. Die Antenne ragt unmittelbar in den Hohlleiter hinein, so dass auf einfache Weise ein weitgehend stossstellenfreier Übergang Röhre-Wellenleiter geschaffen werden kann.

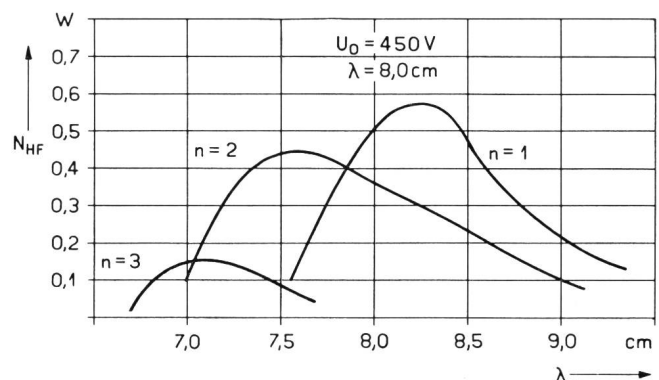


Fig. 5. Ausgangsleistung N_{HF} des Telefonken-Reflexklystrons TK 7 in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ bei einer Anodenspannung $U_0 = 450$ V

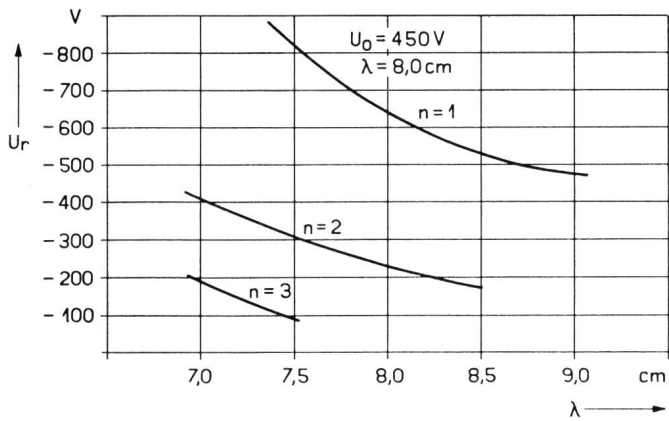


Fig. 6. Reflektorspannung U_r des Telefunken-Reflexklystrons TK 7 in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ bei einer Anodenspannung $U_0 = 450$ V

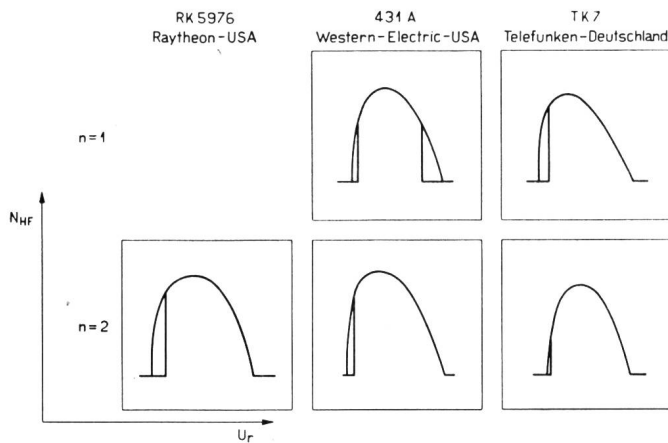


Fig. 7. Oszillogramme der HF-Leistung verschiedener Reflexklystrons in Abhängigkeit der Reflektorspannung

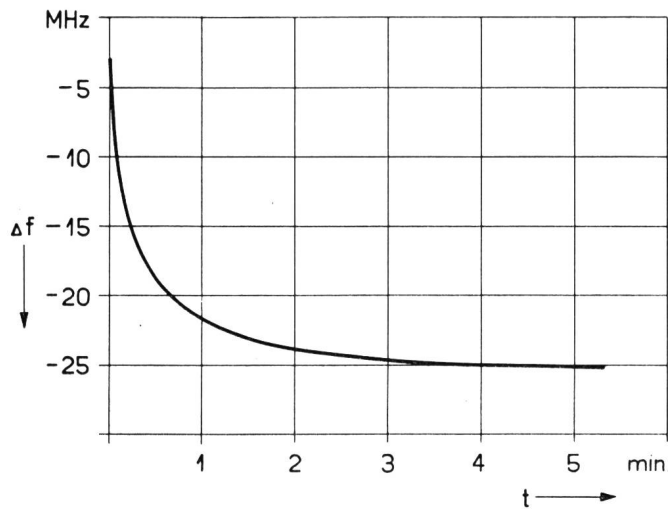


Fig. 8. Änderung der Eigenfrequenz des Telefunken-Reflexklystrons TK 7 beim Anlegen der Anodenspannung

Oberhalb von 6000 MHz arbeitet man meist mit Resonanzfenstern, durch die eine Abstrahlung der Hochfrequenzenergie in den Wellenleiter erfolgt [11].

Wird eine Wellenlängenänderung durchgeführt, so geschieht dies auf mechanische Art, meist in der Weise, dass die Resonatorkapazität geändert wird. Da diese Kapazität im wesentlichen zwischen den Hochfrequenzgittern G_1 und G_2 konzentriert ist,

bildet man eine Wandung der Röhre als Membran aus, so dass man mittels einer Abstimmvorrichtung den Abstand der beiden Gitter und damit Kapazität und Frequenz der Röhre ändern kann.

Gleichzeitig muss hiermit die Reflektorspannung geändert werden. Deshalb ist bei den Betriebswerten eines Reflexklystrons stets eine Darstellung beigelegt, aus der die Abhängigkeit der Reflektorspannung U_r von der Betriebswellenlänge λ zu ersehen ist (Fig. 6).

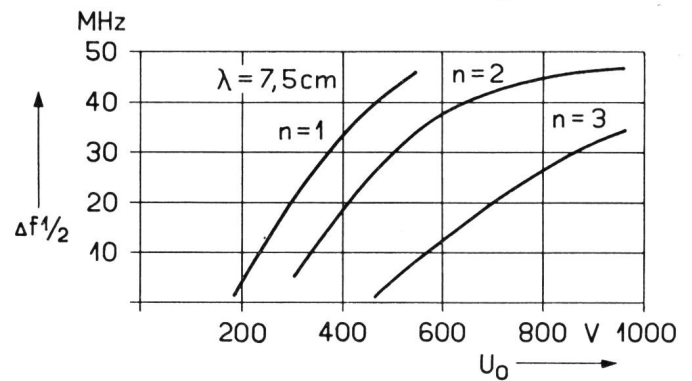
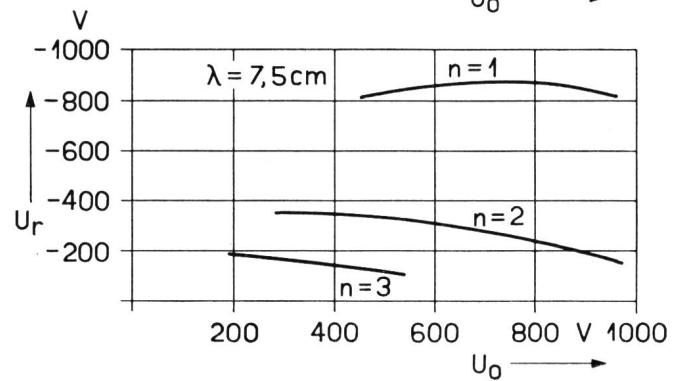
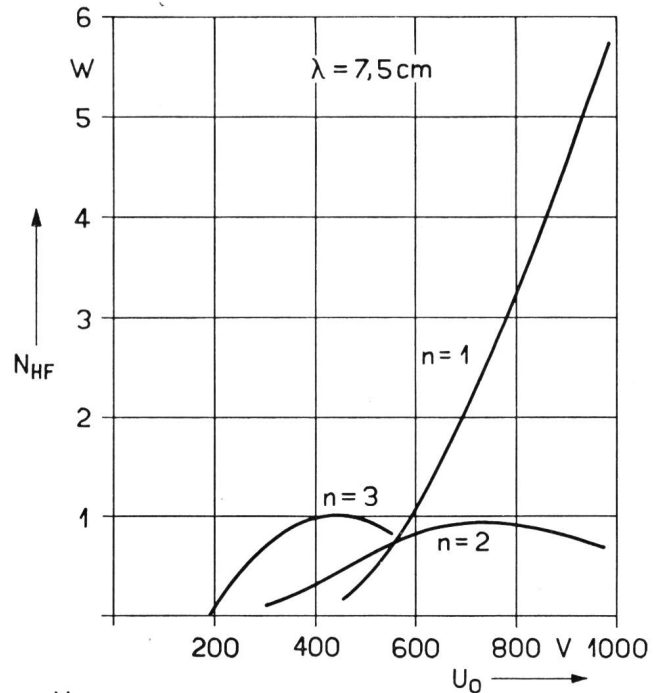


Fig. 9. Hochfrequenzleistung N_{HF} , elektronische Bandbreite $\Delta f/2$ und optimale Reflektorspannung U_r des Telefunken-reflexklystrons TK 7 in Abhängigkeit von der Anodenspannung U_0 bei einer Wellenlänge von $\lambda = 7,5$ cm

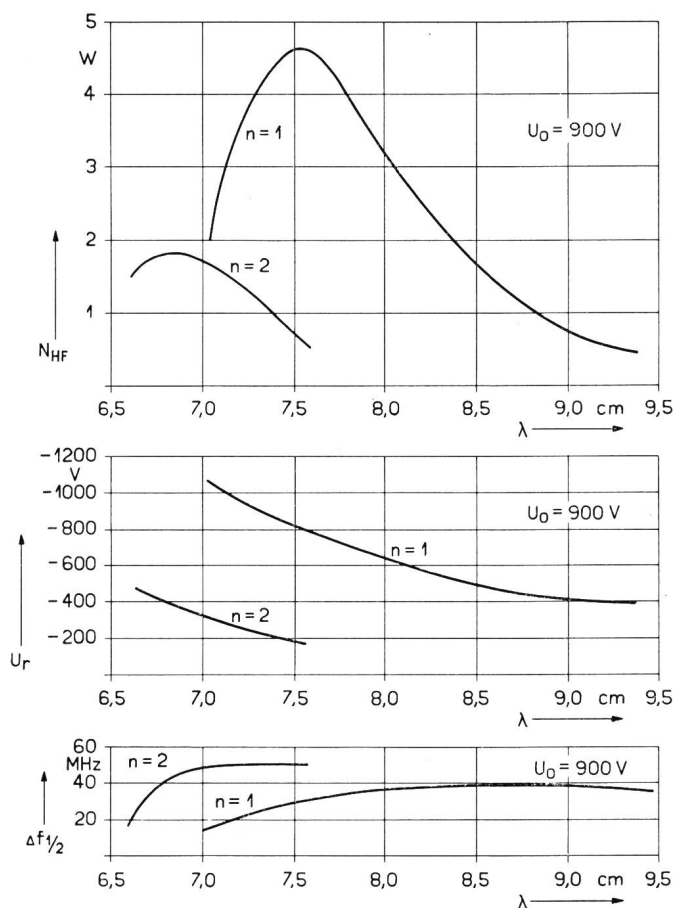


Fig. 10. Hochfrequenzleistung N_{HF} , elektronische Bandbreite $\Delta f_{1/2}$ und optimale Reflektorspannung U_r des Telefunken-Reflexklystrons TK 7 in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ bei einer Anodenspannung $U_0 = 900$ V

Von grosser Bedeutung für den Verwendungszweck in Hochfrequenzanlagen ist es, dass ein Reflexklystron keine «Hysteresis» besitzt. Man versteht hierunter das mehrdeutige Verhalten eines Reflexklystrons, wobei verschiedene Werte von Leistung und Frequenz zu einem bestimmten Wert der Reflektorspannung gehören. Diese sprunghaften Änderungen von Leistung und Frequenz treten, wie Figur 7 zeigt, meist an den Enden des Schwingbereichs auf und sind abhängig davon, in welcher Richtung die Reflektorspannung U_r durchlaufen wird. Vorwiegend kommt die «Hysteresis» durch die Mehrfachpendelungen von Elektronen zustande. Man ist jedoch in der Lage, durch konstruktive Massnahmen diese Störerscheinung entsprechend herabzusetzen.

Im Betriebszustand kommt es wegen der Verlustleistung zu einer Erwärmung der Röhre, was zwangsläufig auch eine Ausdehnung der frequenzbestimmenden Teile in der Röhre zur Folge hat, so dass sich die Frequenz bis zur Ausbildung des thermischen Gleichgewichtszustandes ändert. Bei Verwendung zweckmässiger Röhrenbau-Materialien und schneller Abführung der Wärmeenergie lassen sich jedoch die Einlaufzeit und die Frequenzänderung niedrighalten, wie Figur 8 zeigt.

Zusammenfassend sind in den Figuren 9 und 10 Hochfrequenzleistung N_{HF} , optimale Reflektorspan-

nung U_r sowie die elektronische Bandbreite $\Delta f_{1/2}$ in Abhängigkeit von der Beschleunigungsspannung U_0 und der Wellenlänge λ des modernen Leistungs-Reflexklystrons TK 7 der Firma Telefunken dargestellt. In nachstehender Tabelle sind die wesentlichsten Betriebswerte dieser Röhre zusammengefasst.

Heizspannung	$U_H = 6,3$ V	
Heizstrom	$i_H = 1,5$ A	
Spannung des Wehneltzylinders gegen die Kathode	$U_W = 0$	
Frequenz	$f = 3600 \dots 4200$ MHz	
	($\lambda = 8,33 \dots 7,14$ cm)	
Beschleunigungsspannung (Masse-Kathode)	$U_0 = 450$ V	900 V
Kathodenstrom	$i_K = 34$ mA	96 mA
Schwingbereich	$n = 2$	1
Reflektorspannung	$U_R = -200 \dots -400$ V	$-500 \dots -1000$ V
(Reflektor-Kathode)		
Hochfrequenzleistung	$N = 0,25$ W min.	2 W min.
	$= 0,45$ W max.	4,5 W max.
Elektronische Bandbreite	$\Delta f_{1/2} = 13$ MHz min.	20 MHz min.
	$= 30$ MHz max.	40 MHz max.
Modulationssteilheit	$\frac{df}{dU_R} = 30$ kHz/Volt min.	6 kHz/Volt min.
	$= 150$ kHz/Volt max.	24 kHz/Volt max.
Temperaturkoeffizient		100 kHz/Grad Celsius
Luftkühlung für $U_0 = 500$ V		100 Liter/Minute
Gewicht der Röhre		480 g
Fassung		Oktal

Maximalwerte

Beschleunigungsspannung	$U_0 = 1000$ V
Kathodenstrom	$i_K = 115$ mA
Reflektorspannung	$U_R = -1200$ V
Spannung des Wehneltzylinders gegen die Kathode	$U_W = -500$ V

Adresse des Verfassers: F. Möhring, Loewe Opta AG., Kronach/Oberfranken (Bayern)

Bibliographie

- [1] Kleen, W. Einführung in die Mikrowellentechnik. Stuttgart 1952.
- [2] Labus, J. Modulationseigenschaften des Reflexgenerators. Fernmeldetechnische Zeitschrift 7 (1954), 562...565.
- [3] Huber, H. und W. Kleen. Elektronenstrahlen hoher Stromdichte in elektrostatischen Feldern. Archiv für Elektrotechnik 32 (1949), 394...414.
- [4] Pierce, J. R. Theory and Design of Electron Beams. New York 1949.
- [5] Hechtel, R. Zur Bestimmung der Elektronenformen von Elektronenkanonen nach Pierce. Telefunken-Zeitung 29 (1955), 222...226.
- [6] - Elektronenkanonen hoher Perveanz. A. E. Ü. 10 (1956), 536...540.
- [7] Müller, H. Neue Gesichtspunkte zur Berechnung der Elektronenkanonen für zylindrische Strombündel grosser Raumladung. A. E. Ü. 9 (1955), 20...28.
- [8] Hahn W. C. and Metcalf, C. F. Velocity Modulated Tubes. Proc. Inst. Rad. Engrs 27 (1939), 106...116.
- [9] Pierce J. R. and W. G. Shepherd. Reflex Generators. Bell Syst. Techn. J 26 (1947), 111...123.
- [10] Hamilton D. R., J. K. Knipp, J. B. H. Kuper. Klystron and Microwave-Triodes. London 1947.
- [11] Warnecke R. et P. Guénard. Les Tubes Electroniques à Commande par Modulation de Vitesse. Paris 1951.