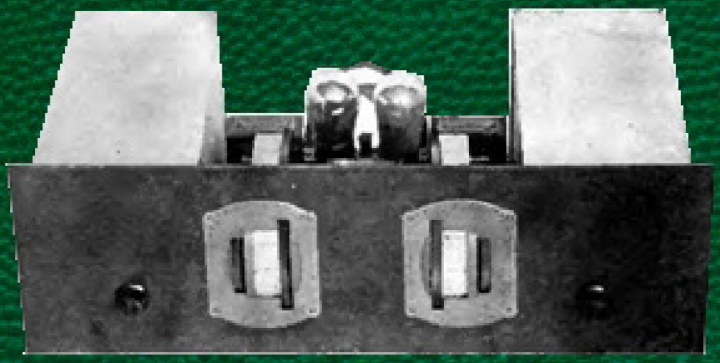
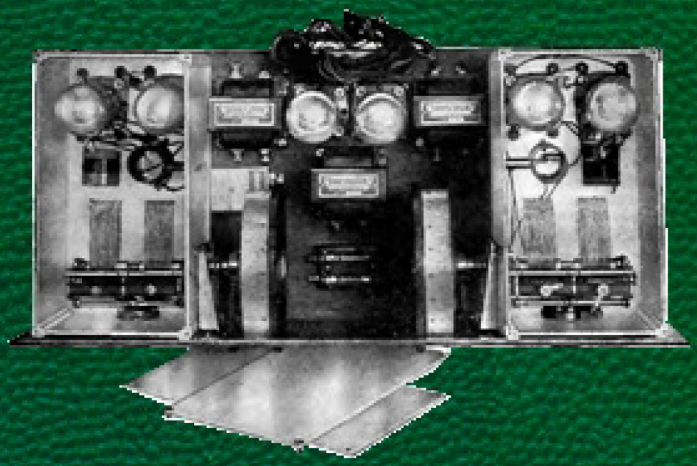
EDI-MV





The "OCTA-MONIC" RGS

By DAVID GRIMES

Der R. G. S. - "Octamonic"-Empfänger von 1927

Originalartikel, Übersetzungen
und Schaltungsnalayse
März 2025 von Edi

2. Teil, weitere Recherche-Ergebnisse

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

Inhalt

Ich habe die Übersetzungen selbst angefertigt, und verwende keinen Zeitschriften- Textfluß, darum sind meine Texte umformatiert, der Text ist teilweise länger, dadurch sind es mehr Seiten, als die englischsprachigen Originaltexte benötigten.

1 Edi-Buchdeckel grün Octamonic 2
2 Inhalt
3.. Call Book S150 Deu
.. Call Book S151 Deu
.. Call Book S152 Deu
..10 Call Book S153 Deu
11.. QST S14 Deu
.. QST S15 Deu
.. QST S16 Deu
.. QST S17 Deu
..17 QST S18 Deu
18 Call Book S150 Engl
19 Call Book S151 Engl
20 Call Book S152 Engl
21 Call Book S153 Engl
22 QST S14 Engl
23 QST S15 Engl
24 QST S16 Engl
25 QST S17 Engl
26 QST S18 Engl
27 Erwähnung_ Grimes in historischer Literatur
28/34 Austin/ Grimes "Notes on Beat reception" Deutsch/ Englisch
35 Röhrendaten
37/38 3B4 Datenblatt 1
39/40 3B4 Datenblatt 2
41 CX-201A Datenblatt
42/43 CX-301A Datenblatt
44/45 CX-371A Datenblatt
46.. KC1 Datenblatt 1
.. KC1 Datenblatt 2
..54 KC1 Datenblatt 3
55..57 RE034 Datenblatt
58.. RE054 Datenblatt
.. RE064 Datenblatt 1
..62 RE064 Datenblatt 2
63 RE084 Datenblatt
64/65 RE154 Datenblatt 1
66/67 RE154 Datenblatt 2

Grimes Octa-Monic in Call-Book Nov. 1927

Neues Prinzip bei der Verwendung einer Oberwellengeneratorröhre für Erhöhung der Selektivität im Empfänger. Dieser Empfänger wurde in unserem Labor getestet und alle Abbildungen wurden in unserem Labor erstellt.

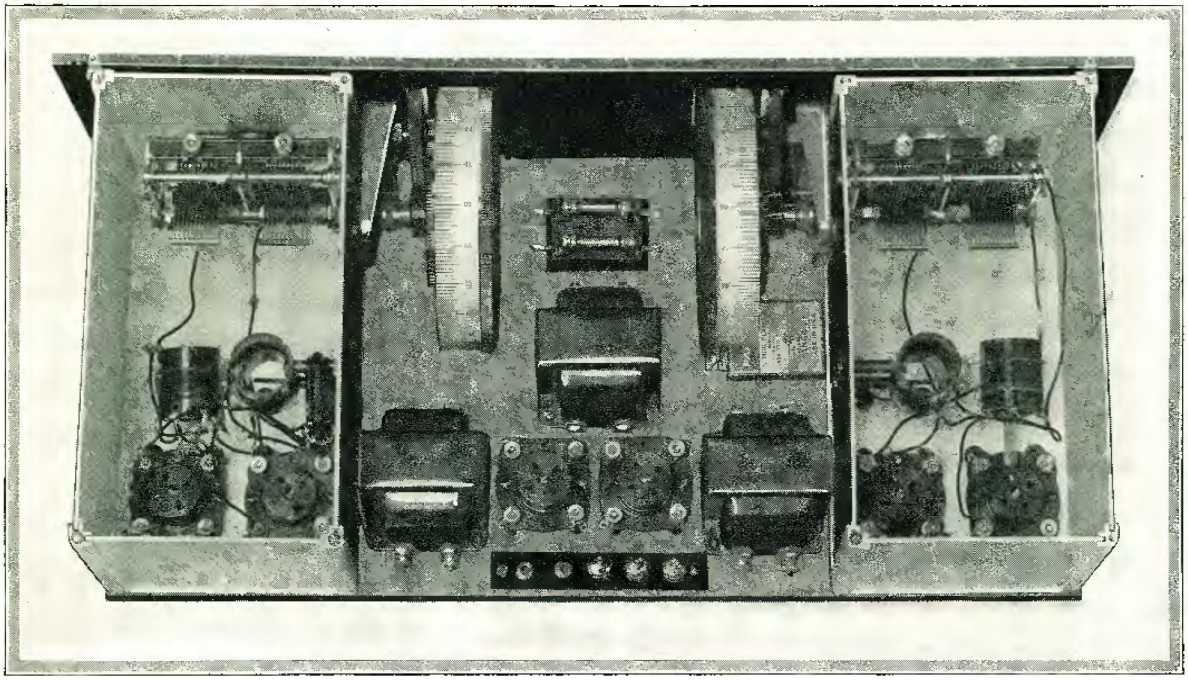


Abbildung 2. Wichtige und kritische Teile des Empfängers sind in Metallgehäusen untergebracht, wie dieses Foto zeigt

DAS primäre Ziel, das jeder Radiokonstrukteur in den letzten Jahren des Rundfunks im Auge hatte, ist der Bau eines Radioempfängers, der eine Super-Selektivitätund eine gute Tonqualität aufweist. Natürlich sind einige Bemühungen dem Ziel näher gekommen als andere, aber eines ist deutlich geworden. Die Probleme der Superselektivität und der guten Tonqualität scheinen nicht miteinander verbunden zu sein. Je größer die Selektivität des Empfängers ist, desto deutlicher ist die Verzerrung des von ihm wiedergegebenen Tons. Diese Tendenz wird in der Fachsprache als „Abschneiden der Seitenbänder“ bezeichnet.

Bisher wurden nur drei grundlegende Schaltungen entwickelt, die alle drei mehr oder weniger stark mit den gleichen Schwierigkeiten zu kämpfen haben. Das Regenerationsprinzip, bei dem die Signalstärke durch Rückkopplung erhöht wird, ist für den nasalen Ton berüchtigt, der entsteht, wenn die Regeneration bis zur Effizienz gesteigert wird. Abgestimmte Hochfrequenz war in dieser Hinsicht nicht ganz so auffällig, aber wenn die abgestimmten Hochfrequenzschaltungen extra-selektiv gemacht werden, ist die Auswirkung auf die Tonqualität ziemlich offensichtlich. Das Super-Heterodyn hat echte Grenzen bei der Tonqualität, wenn die Selektivität des Empfängers so erhöht wird, dass er nur mit einer kleinen Rahmenantenne zufriedenstellend arbeitet:

Aber diese vierte Grundschaltung, die kürzlich von David Grimes entwickelt wurde, ist genau für dieses Problem entwickelt worden. Diese Schaltung hat Grimes „Octa-Monic“ genannt.

Sie funktioniert ganz anders als die anderen drei bekannten Prinzipien, die oben erwähnt wurden. Jeder empfangene Rundfunksender wird automatisch auf die halbe Wellenlänge verschoben, was gleichbedeutend damit ist, dass die Frequenz der jeweiligen Trägerwelle durch eine Oberwellenerzeugung verdoppelt wird.

Das Interessante an diesem Oberwellenprinzip ist, dass die Superselektivität ohne nachteilige Seitenbandreduzierung entsteht. Diese Erhöhung der Selektivität resultiert nicht aus einer bestimmten Anordnung von Schwingkreisen, sondern aus einer Verschiebung der Wellenlänge selbst, die in einer der Röhren des Empfängers auftritt, die speziell für die Erzeugung der zweiten Harmonischen angeordnet ist. Das „Octa-monic“-Prinzip weicht damit radikal von allen bisherigen Radiokonstruktionen ab, bei denen die Selektivität durch weitere Schwingkreise erreicht wurde. Die Selektivität wird bei dieser neuesten Entwicklung von Grimes durch die Eigenschaften der Vakuumröhre selbst erreicht.

Beträchtliche Forschungsarbeit

Bisher ist die Theorie sehr einfach. Auch die zweite Harmonische selbst ist nicht besonders kompliziert und ist seit langem bekannt und wird oft für verschiedene Zwecke verwendet. Die Idee, sie zur Erhöhung der Selektivität für moderne Rundfunkbedingungen einzusetzen, ist neu. Der einzige besonders komplizierte Teil der Anordnung besteht in der Festlegung der Konstruktionsdetails. Der Stand der Technik enthielt nur wenige Informationen über diese Konstruktion, so dass eine umfangreiche Forschungsarbeit erforderlich war, um die empirischen Gleichungen zu ermitteln, die zur Berechnung der elektrischen Konstanten der Schaltung notwendig sind. Dies gilt insbesondere für die Abschnitte der Schaltung, die sich mit der Erzeugung von Oberwellen, deren Erkennung und der Abstimmung befassen.

Schematisch sind die Gesamtschaltungen dargestellt, die die Hochfrequenz- und Abstimmenden Enden der Schaltung sowie die Audioanordnung umfassen. Die Radioenergie kommt auf herkömmliche Weise in die Antenne, wo sie ziemlich breit abgestimmt wird, und wird dann einer HF-Kopplungsröhre aufgeprägt. Die

Restauriert: Edi

Der Hauptzweck dieser Röhre besteht in der reinen Verstärkung, und die daraus resultierende erhöhte HF-Energie wird dann abgestimmt und auf den Eingang der Oberwellenerzeugungsröhre gelegt. Zweite Oberwellen, die im Anodenkreis dieser Röhre auftreten und von Natur aus ungewöhnliche Eigenschaften hinsichtlich Selektivität und Abstimmungsschärfe aufweisen, werden vom Anodenkreis der Oberwellengeneratorröhre zu einem speziellen abgestimmten Transformator geleitet. Dieser Transformator wird bei der Frequenz der zweiten Harmonischen in Resonanz gebracht, und die aus diesem abgestimmten Kreis entstehenden HF-Spannungen werden an das Gitter einer Standard-Audionröhre angelegt.

Die Antennenschaltung ist wegen der eingebauten Oberwellenfalle sehr ungewöhnlich. Der Zweck dieser Falle besteht darin, Überlagerungen zu verhindern, die bei verschiedenen Rundfunksendern oberhalb von 400 Metern auftreten, wenn nahegelegene lokale Sender gleichzeitig betrieben werden, deren Wellenlänge nur halb so lang ist wie die des Senders, der oberhalb von 400 Metern überlagert wird. Zur Veranschaulichung: Auf der Trägerwelle von WEAF, die auf 492 Metern betrieben wird, war häufig Überlagerung zu hören. Zunächst dachte man, dass diese Überlagerungen von einer anderen Station verursacht werden, die auf der gleichen Wellenlänge arbeitet, aber umfangreiche Tests zeigten, dass dies nicht der Fall war. Die Überlagerung ergab sich aus der Tatsache, dass WAAT gleichzeitig auf 246 Metern arbeitete - der halben Wellenlänge von WEAF! Eine Wellenfalle in der Antenne, die auf die 246-Meter-Station abgestimmt war, reduzierte die Überlagerungen auf fast nichts! Die Theorie besagt, dass die 492-Meter-Station zufällig einen Strom der zweiten Harmonischen im Anodenkreis der Hochfrequenzröhre erzeugt, und dieser Strom der zweiten Harmonischen überlagert sich mit der Station mit niedriger Wellenlänge. Dies ist keine Besonderheit des Octamonic, sondern kommt heute bei vielen abgestimmten Rundfunkgeräten vor. Die Oberwellenfalle ist die eigentliche Lösung und hat gleichzeitig keine nachteiligen Auswirkungen auf den empfangenen Sender.

Die Primärseite des grundabgestimmten HF- Transformators, der die HF-Kopplungsröhre mit dem Oberwellengenerator verbindet, ist die nächste ungewöhnliche Anordnung. Diese Primärseite wird fast in der Mitte angezapft, und zwischen der Anzapfung und dem Glühfaden der Koppelröhre wird ein 250 pF Festkondensator angeschlossen. Das untere Ende der Primärspannung wird über einen variablen, nicht-induktiven Stellwiderstand auf 90 Volt weitergeleitet. Diese Methode der Kopplung mit der abgestimmten Sekundärseite ermöglicht eine gleichmäßigere Verstärkung aller Wellenlängen im Rundfunkband als eine gerade, nicht angezapfte Primärseite.
Die niedrigen Wellenlängen passieren die erste Hälfte des Primärkreises, wo sie mit Hilfe des Bypass- Kondensators zur Heizwendel umgeleitet werden. Die langen Wellenlängen, die niedrigere Frequenzen nutzen, haben Schwierigkeiten, diesen Kondensator zu passieren und durchlaufen daher die gesamte Primärleitung. Diese Anordnung ergibt eine ziemlich gleichmäßige Kopplung über die im Rundfunk verwendeten Frequenzen.

Arbeitspunkt am linearen Teil der Kurve

Es ist zu beachten, dass die HF-Kopplungsröhre 90 Volt an der Anode und -4,5 Volt am Gitter verwendet. Dies ist unbedingt erforderlich, um jede Tendenz zum Übersprechen zwischen einer nahen und einer entfernten Station auszuschließen. Mit diesen Spannungswerten kann die Röhre auf dem geradlinigsten Teil ihrer Gitterspannungs-Anodenstrom-Kennlinie betrieben werden. Dadurch wird eine maximale Verstärkung bei minimaler Gleichrichtung oder Detektion erreicht. Jede nennenswerte Tendenz zur Gleichrichtung der Hochfrequenzwelle in der Koppelröhre führt zu Tonströmen an der Anode dieser Röhre, die der Modulation der jeweiligen gleichgerichteten Trägerwelle entsprechen. Wenn also eine nahegelegene lokale Station in der Kopplung gleichgerichtet wird, werden sich die daraus resultierenden Tonströme auf die Trägerwelle der schwachen entfernten Station aufprägen, die in der Nähe der gleichen Einstellung wie die lokale Station kommt. Der entfernte Sender wird auf seiner Trägerwelle das lokale Programm wiedergeben, obwohl zwischen den Abstimmpositionen der beiden Sender mehrere Grad Stille liegen können.
Dieser Vorgang wird als Übersprechen oder Übermodulation bezeichnet. Abhilfe schafft hier der Betrieb der Koppelröhre auf dem geraden Teil ihrer Kennlinie ->

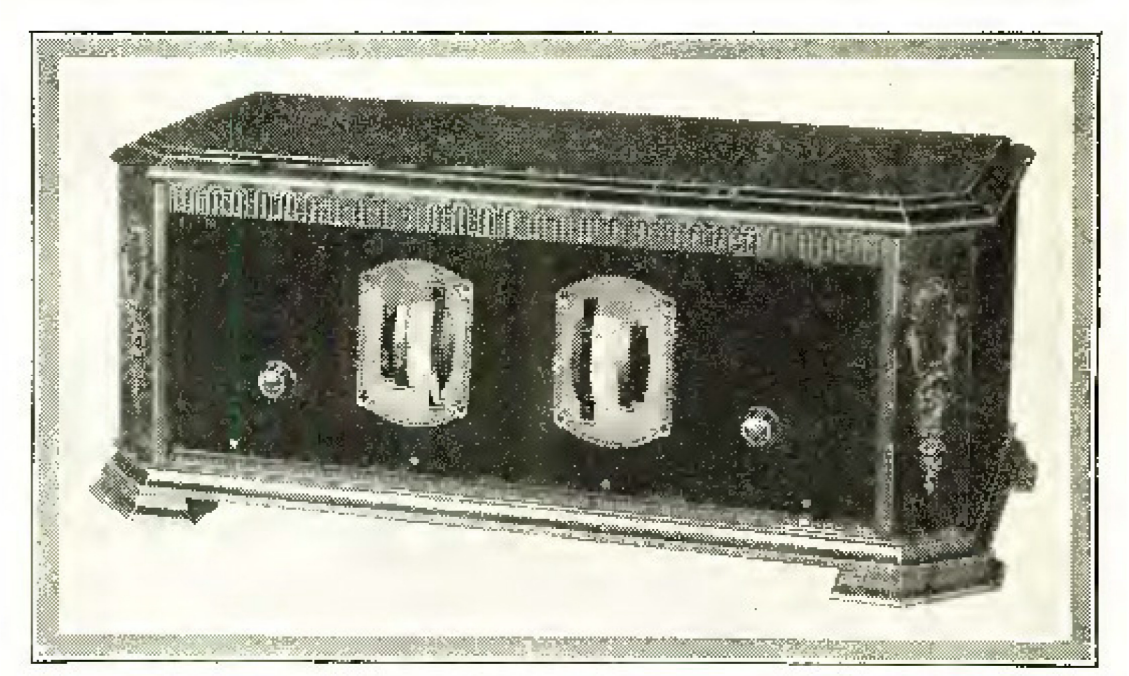


Abbildung I. Die Einfachheit der Abstimmungssteuerung ist auf der Vorderseite des oben abgebildeten Empfängers zu erkennen.

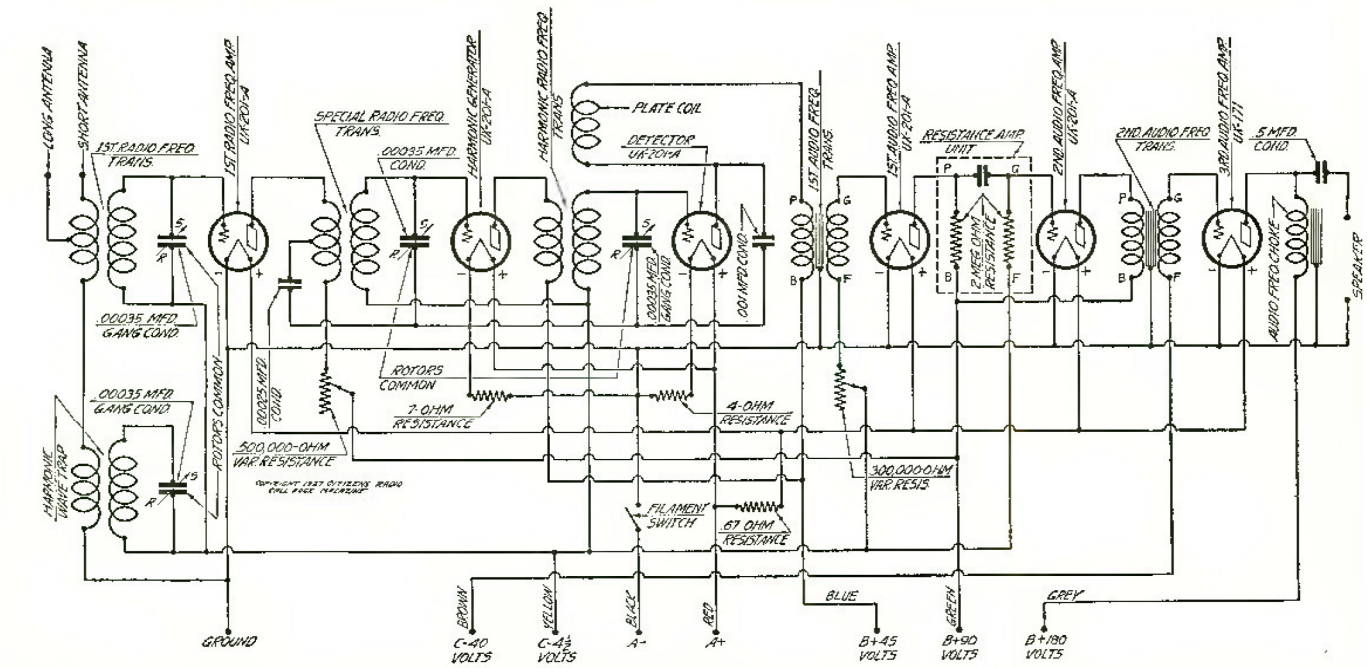


Abbildung 3. Experimentatoren und Gerätebauer sollten diese schematische Darstellung sehr sorgfältig studieren, da sie ihnen einen Anhaltspunkt für den Betrieb des Octa-monic gibt

-> die sich aus 90 Volt B und 4 ,5 Volt C ergibt.
Die Oberwellengeneratorröhre ist so angeordnet, dass die Trägerwelle absichtlich unsymmetrisch ist - die positiven Hälften der Welle werden stärker verstärkt als die negativen Hälften. Dieser sehr unsymmetrische Zustand erzeugt die Ströme der zweiten Harmonischen. Um diesen unsymmetrischen Zustand zu erreichen, muss die Röhre um das untere Knie der Kurve betrieben werden. Dieser Zustand wird durch 45 Volt im Anodenkreis und etwa 2 Volt Minuspotential im Gitterkreis erreicht. Der Wert von 45 Volt ist Standard und kann entweder mit Batterien oder Stromquellen erreicht werden. Die Vorspannung von 2 Volt am Gitterkreis stellt ein kommerzielles Problem dar, da eine normale C-Batterie diese Spannung nicht liefert. Hierfür müssen andere Mittel eingesetzt werden, wobei das beste ein IR-Abfall auf der negativen Seite des Glühfadens der Oberwellengeneratorröhre ist. Dieser Abfall wird mit Hilfe eines 7-Ohm-Widerstands erreicht. Dieser 2-Volt-Abfall lässt natürlich nur 4 Volt am Glühfaden der Oberschwingungserzeugungsröhre zu, aber glücklicherweise ist die Glühfadenspannung an der Oberschwingungsröhre überhaupt nicht kritisch, da das untere Knie der Kurve in weiten Grenzen von der Glühfadenspannung nicht beeinflusst wird.
Es ist richtig, dass der im Oberwellengenerator gezeigte Zustand nicht nur zur Erzeugung von zweiten Oberwellen, sondern auch von Tonströmen führt. Diese Tonströme im Anodenkreis der Oberschwingungsröhre werden nicht genutzt, aber wenn sie nicht berücksichtigt werden, ergeben sich daraus erhebliche Probleme. All dies hängt mit der Frage nach der richtigen Art der Detektorröhre zusammen. Und genau hier ist jetzt ein guter Zeitpunkt, um zwischen Detektion und Oberwellenerzeugung zu unterscheiden, auch wenn beide unter bestimmten Bedingungen in derselben Röhre gleichzeitig auftreten können. Eine Röhre, die nach der im Oberschwingungsgenerator gezeigten Anordnung arbeitet, erzeugt sowohl Oberschwingungsströme als auch eine Audioerkennung. Ein Gitter- Audion, das wie ein Standarddetektor arbeitet, funktioniert sehr gut als Detektor für Audioströme, ist aber ein sehr schlechter Oberwellengenerator. Daher können wir ein Gitteraudion nicht zur Erzeugung von Oberschwingungen verwenden. Auf den ersten Blick sieht es so aus, als könnten wir entweder ein C-Batteriesystem oder ein Grid-Leak-System für den herkömmlichen Detektor verwenden.

Beide Detektortypen im Test
Beide Detektortypen wurden getestet und es wurde festgestellt, dass die Qualität mit dem Gitteraudions weitaus besser ist. Dies scheint der Theorie etwas zu widersprechen, aber es wurde immer wieder bestätigt. Die Erklärung scheint in einer interessanten Bedingung zu liegen. Die im Anodenkreis des Oberwellengenerators erzeugten Audioströme steigen immer dann an, wenn die am Gitter anliegende Trägerwelle ansteigt. Bei Verwendung eines Gitteraudions nehmen die im Anodenstromkreis des Detektors erzeugten Audioströme immer dann ab, wenn die an das Gitter angelegte Trägerwelle zunimmt.

Durch diese Umkehrung der Erkennung in den beiden Röhren werden diese zwei Audioströme phasenverschoben in die gemeinsame 45-Volt-Potentiometerquelle. Dadurch wird ein übermäßiger Batterieabfall durch den Eigenwiderstand vermieden, der in jeder Batterie oder sogar in Stromquellen immer vorhanden ist. Bei Verwendung eines C-Batterie-Detektors würden die daraus resultierenden Audioströme bei einer Erhöhung der Trägerwelle ansteigen und wären somit phasengleich mit den Audioströmen, die im Anodenkreis des Oberwellengenerators entstehen. Dadurch würde ein übermäßiger IR-Abfall in der 45-Volt-Potentialquelle auftreten, was zu einer eher unangenehmen Tonqualität führen würde. Auch die Wahl der Detektorsysteme ist also das Ergebnis vieler Überlegungen und Studien.

Die Konstruktion von Abstimmkondensatoren und Spulen für den RGS-Octa-Monic stellt ein sehr interessantes Problem dar, insbesondere wenn man versucht, die Abstimmkondensatoren von einer gemeinsamen Welle aus zu betreiben. Es ist ganz offensichtlich, dass die Frequenzen in der abgestimmten Sekundärseite der Detektorröhre sehr unterschiedlich zu den Frequenzen sind, die gleichzeitig im abgestimmten Gitterkreis des Oberwellengenerators auftreten. Sie liegen tatsächlich nur eine Oktave auseinander. Immer wenn 400 Meter auf dem Gitter des Oberwellengenerators abgestimmt werden, müssen 200 Meter auf dem Gitter der Detektorröhre abgestimmt werden, und so weiter. Das Kunststück besteht darin, diese beiden Abstimmkreise so aufeinander abzustimmen, dass ein Standard-Doppelkondensator auf einer gemeinsamen Welle gleichzeitig jeden dieser Kreise korrekt auf den richtigen Wert abstimmt - einen genau eine Oktave höher als den anderen. Auf den ersten Blick scheint dies eine unmögliche Aufgabe zu sein, aber wenn die richtigen Vorkehrungen getroffen werden, funktioniert es ganz einfach.

Eine kleine Berechnung wird zeigen, dass die beiden Kreise gleichzeitig durch ähnliche Kondensatoren korrekt abgestimmt werden können, wenn die Induktivität des Kreises der zweiten Harmonischen genau ein Viertel der Induktivität des Grundkreises beträgt. Dadurch wird die Größe des abgestimmten Sekundärkreises im Gitter der Detektorröhre sehr, sehr klein. Wenn die Grundspule auf ein Bakelitrohr von 1 1/4 Zoll mit Draht Nr. 30 gewickelt wird, benötigt die Sekundärspule 105 Drahtwindungen, um das Rundfunkband mit einem .00035 variablen Kondensator richtig abzudecken. Unter diesen Bedingungen hat die Sekundärseite des Transformators für die zweite Harmonische nur 41 Windungen des gleichen Drahtdurchmessers auf dem gleichen Rohr. Eine kleine Berechnung wird zeigen, dass die beiden Kreise gleichzeitig durch ähnliche Kondensatoren korrekt abgestimmt werden können, wenn die Induktivität des Kreises der zweiten Harmonischen genau ein Viertel der Induktivität des Grundkreises beträgt. Dadurch wird die Größe des abgestimmten Sekundärkreises im Gitter der Detektorröhre sehr, sehr klein. Wenn die Grundspule auf ein Bakelitrohr von 1 1/4 Zoll mit Draht Nr. 30 gewickelt wird, benötigt die Sekundärspule 105 Drahtwindungen, um das Rundfunkband mit einem .00035 variablen Kondensator richtig abzudecken. Unter diesen Bedingungen hat die Sekundärseite des Transformators für die zweite Harmonische nur 41 Windungen des gleichen Drahtdurchmessers auf dem gleichen Rohr.

Ein weiterer sehr interessanter Aspekt, der sich zwischen dem Oberwellengenerator und der Detektorröhre ergibt, ist die Bedingung der absoluten Nicht-Oszillation, unabhängig von der Enge der Kopplung oder anderen Dingen, die wir kennen und die die Oszillation beeinflussen oder verstärken. Die Primärseite des Transformators für die zweite Harmonische besteht aus 18 Windungen von Draht Nr. 30, die sehr eng mit den 41 Windungen der Sekundärseite gekoppelt sind. Damit ist dieser Transformator fast eine 2-1-Angelegenheit. Der Grund für das völlige Fehlen von Schwingungstendenzen ist die Tatsache, dass der abgestimmte Kreis, der mit dem

Restauriert: Edi

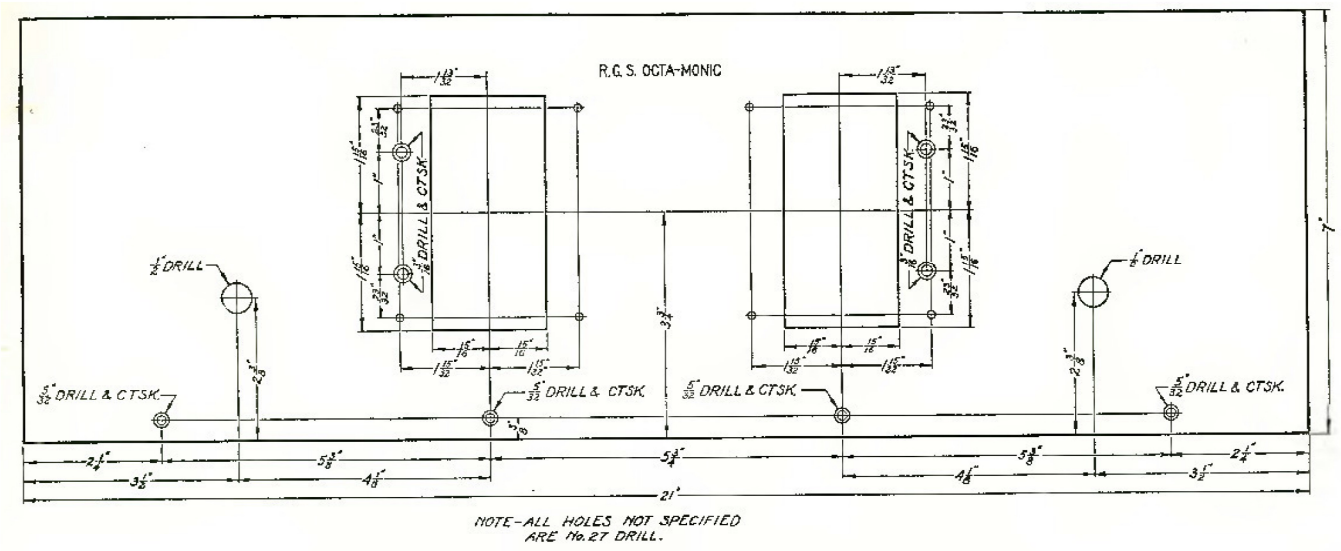


Abb. 5. Das Layout der Frontplatte für die richtige Position aller Durchbrüche

Der Anodenkreis des Oberschwingungsgenerators schwingt mit einer völlig anderen Frequenz als der Schwingkreis im Gitter des Oberschwingungsgenerators. Eine Schwingung kann unter diesen Bedingungen natürlich nicht auftreten.
Die Frage der Audiostabilität wird mit der zunehmenden Verwendung von B-Batterie-Netzteilen immer wichtiger.
Früher, als die B-Batterien ausschließlich als Quelle für das B-Potential verwendet wurden, war die Tonstabilität weniger wichtig. Wenn Pfeifen auftrat, wurden die Batterien weggeworfen und neue eingesetzt, ohne dass Fragen gestellt wurden. Heutzutage haben viele B-Netzteile ziemlich hohe Widerstandswerte *(meint den Innenwiderstand Ri, Edi)*, die bei der Audioschaltung, wie sie in einem durchschnittlichen Empfänger verwendet wird, ein Pfeifen oder ein Motorboot- Geräusch verursachen würden. Die relative Freiheit von solchen Problemen wird als Audiostabilität bezeichnet und kann leicht durch einen Widerstand bestimmt werden, der in die gemeinsame B-Rückleitung zur A-Batterie eingefügt wird. Bei vielen Empfängern können an dieser Stelle weniger als 30 Ohm eingefügt werden, bevor es zu Pfeifgeräuschen kommt. Durch eine sehr sorgfältige Konstruktion des Octamonic konnte die Stabilitätsspanne auf *(einen Ri von)* über 800 Ohm erhöht werden, was einen zufriedenstellenden Betrieb mit jedem Typ von B-Netzteil gewährleistet, der für die angegebenen Spannungen ausgelegt ist.
Die ungewöhnlich hohe Stabilität wird durch die umgekehrte Primärwicklung im ersten Tonübertrager und den Drosselspulenausgang im Anodenkreis der Leistungsröhre erreicht. Die Phasen der verschiedenen Audioströme sind so angeordnet, dass sie dazu neigen, sich in der B-Potentialquelle entgegengesetzt oder neutral zu verhalten. Dies verhindert übermäßige IR-Spannungsabfälle, die andernfalls auftreten würden - diese übermäßigen Abfälle sind die Ursache des Pfeifens. Es ist zu beachten, dass die Rückleitung vom Lautsprecher direkt zum Glühfaden der Leistungsröhre zurückgeführt wird. Dadurch werden alle Audioströme in der letzten Röhre vollständig aus dem Stromkreis der B-Batterie herausgehalten.
Der Aufbau der Buagruppen im RGS-Octamonic ist äußerst einfach. Die Oberwellenfalle und die Antennenabstimmspulen und -kondensatoren befinden sich in einer abgeschirmten Dose auf der linken Seite des Empfängers. Die Abstimmspulen und Kondensatoren für die Oberwellenerzeugung und den Detektor befinden sich in einer vollständig abgeschirmten Dose ganz rechts im Empfänger. Die Audioschaltung ist auf der Grundplatte im Raum zwischen den beiden Abschirmdosen angeordnet. Die Trommelskalen befinden sich ebenfalls in diesem Raum. Die vollständige Anordnung ist auf den nebenstehenden Fotos zu sehen.

Die gesamte Abstimmung des Empfängers erfolgt über zwei Trommelknöpfe und zwei kleine Hilfsknöpfe.
Der Drehknopf ganz links schaltet den Empfänger ein und aus und regelt zusätzlich die Lautstärke, ohne die Klangqualität oder die Reichweite des Geräts zu beeinträchtigen. Dieser Regler ist ein kombinierter Glühfadenschalter und ein 300 kOhm-Stellwiderstand über der Sekundärseite des ersten Audio-Transformators. Der kleine Regler auf der rechten Seite ist der Stabilisator, der dazu dient, Schwankungen im B-Batteriepotential auszugleichen, die bei verschiedenen B-Netzteilen auftreten können. Durch die richtige Einstellung dieses Reglers kann der Empfänger bei jeder Wellenlänge an seinem effizientesten Punkt gehalten werden. Dieser Stabilisierungsknopf steuert den nicht-induktiven variablen 500 kOhm-Stellwiderstand *(im Original steht 400 Ohm, ein Druckfehler, in der Liste aber korrekt, Edi)* im Anodenkreis der HF-Kopplungsröhre.
Für den Bau dieses Empfängers wurden die folgenden Teile verwendet:

6-9040 Benjamin-Röhrenfassungen	1-Carter 0,67 Ohm Festwiderstand
2-R200 Thordarson-Audioübertrager	1-Carter 4 Ohm Festwiderstand
1-R196 Thordarson-Ausgangsdrossel	1-De Jure Widerstandskoppler mit 2 x 2 Megohm-Widerständen
1-Acme Parvolt 0,5 mfd Bypass-Kondensator (0,5 µF)	2-Alco Aluminium-Abschirmkästen
1-Electrad 500.000 Ohm variabler Widerstand	2-Tyrman Single-Vernier-Trommelskalen
1-Carter 300.000 Ohm Lautstärkeregler mit Glühfadenschalter	1-RGS 9x20x Zoll gebohrte Holzgrundplatte
2-De Jure . 00035 mfd zwei Doppeldrehkondensatoren (je 350 pF)	1-Lignole 7x21x3/16 Zoll gebohrte und gravierte FrontAnode
1-Sangamo 001 mfd Festkondensator (1 nF)	1-Belden 7-Draht-Batteriekabel
2-Sangamo 00025 mfd Festkondensatoren (250 pF)	1-RGS Klemmpostenleiste 3-gravierte Eby Klemmposten
1-RGS Oberwellenfalle	2-Carter Spitzenbuchsen
1-RGS Antennenabstimmspule	30-Fuß flexibles Belden gummiummanteltes Kabel
1-RGS Rundfunkabstimmspule	1-Packung Kester-Radiolot
1-RGS Oberwellenabstimmspule	1-Ekko-Erdungsklemme
1-Carter 7 Ohm Festwiderstand	Verschiedenes, Kabelschuhe, Muttern, Schrauben, etc

In der Liste steht 2 x 250 pF- Kondensator, im ersten Buch, im Schaltplan des HF- Vorverstärkers auf S. 10 = "Radio Broadcast" Nov. 1927, S.41, ist ein 2550 pF an einer Anzapfung der Antennen- Eingangsspule gezeichnet, im letzten Schaltplan ist diese Anzapfung mit dem Kondensator nicht mehr vorhanden.

Der Kondensator am Kopfhörer- Ausgang ist mit 0,5 Millifarad = 0,5 µF anfgegeben.
In der Liste ist ein "Acme Parvolt Bypass-Kondensator ", mit 0,5 Millifarad = 0,5 µF angegeben
Der Koppelkondensator am "Widerstandskoppler" ist nicht angegeben, möglicherweise ist er unter den Widerständen als liegender Blockkondensator angebracht, oder es ist der lliegende Blockkondensator unter NF- Übertrager 2, es werden in den anderen Geräten von Grimes Werte von 1 bis 10 nF angegeben, 0,5 µF wären m. E. aber ein logischer Wert, und die Bezeichnung "Bypass- Kondensator" in der Liste könnte auch passen.
M. E. sind also 2 Stück 0,5 µF- Kondensatoren richtig.

Der Kondensator An Anode/ Faden der Audionröhre ist mit 1 nF angegeben, das erscheint mir sehr hoch, üblich sind 100 - 200 pF.

Die Widerstände 0,67 Ohm, 4 Ohm und 7 Ohm Sind nur für die Röhren CX-301A und CX-371A richtig, für andere Rähren müssen die Werte neu berechnet und geändert werden.

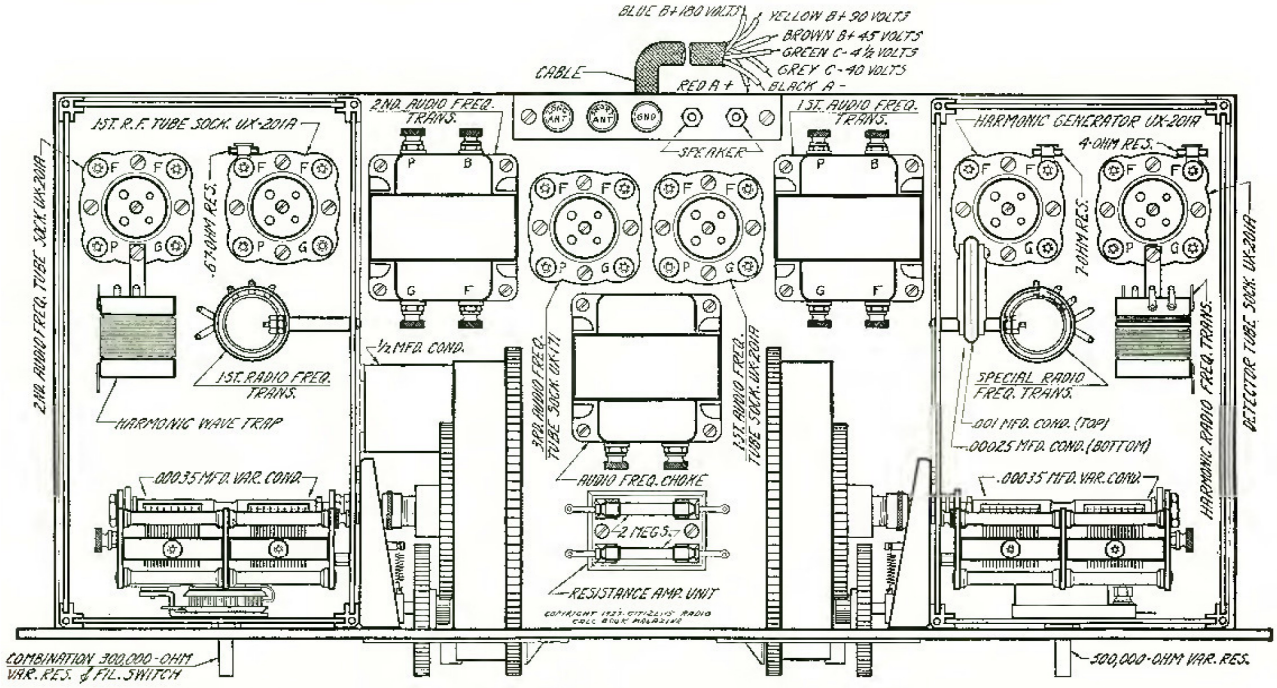


Abbildung 4. Alle Teile des Bausatzesz sollten entsprechend der obigen Abbildung angeordnet werden

Die harmonische Methode zur Erhöhung der Selektivität

Von David Grimes*

Die Selektivität ist im Rundfunk- und Langwellenbereich bereits zu einem lebenswichtigen Problem geworden, und mit der Weiterentwicklung der Technik wird das Thema durch die zunehmende Überlastung anderer Bänder zwangsläufig für den gesamten Rundfunkempfang wichtig werden.

Vor diesem Hintergrund haben wir hier im Labor eine systematische Untersuchung durchgeführt. Wenn „echte Selektivität“ (was auch immer das sein mag) ein Allheilmittel für die meisten Übel des Rundfunks wäre, wie man uns gesagt hatte, dann wären wir alle dafür. Es wurden Tests mit den meisten der bekannten Empfangsschaltungen der regenerativen, abgestimmten Radiofrequenzverstärker- und Superheterodyn-Varianten durchgeführt. Es wurden Tabellen mit verschiedenen Klassen von Aktiva und Passiva erstellt, um intelligente Vergleiche anstellen zu können. Diese Tabellen als Ganzes brauchen hier nicht wiedergegeben zu werden, aber einige Punkte zu den verschiedenen Arten von Empfängern sind im Folgenden von Bedeutung.

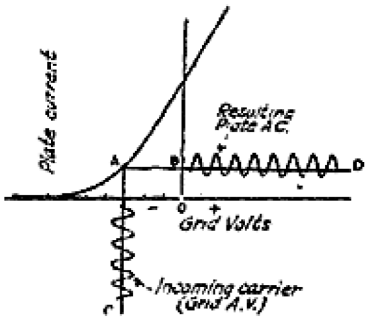
Der regenerative Empfänger arbeitet bekanntlich mit „negativem Widerstand“, Rückkopplung oder „Verstärkung“. Die Regenerativschaltungen waren schon immer sehr empfindlich, aber die Selektivität ist für moderne Bedingungen nicht ausreichend. Dies lässt sich erklären, wenn man bedenkt, dass solche Empfänger in der Regel nur einen abgestimmten Schwingkreis verwenden, und auch, dass die Eigenschaft des "negativen Widerstands" nur bei der speziellen Frequenz vorhanden ist, auf die der Empfänger abgestimmt ist.

Der sinusförmige ankommende Träger, der entlang der Achse AC dargestellt ist, betreibt das Gitter entlang des gekrümmten Teils der Gitterspannung-Anodenstrom-Kurve, wodurch im Anodenkreis eine verzerrte Welle erzeugt wird, die in der Zeichnung entlang der Achse BD dargestellt ist und die eine starke Komponente der zweiten Harmonischen enthält, von der das Funktionsprinzip abhängt. Dies wird im Text und in Gleichung 2 näher erläutert. Bei Trägerwellen, die etwas außerhalb der abgestimmten Frequenz liegen, kann der regenerative Effekt die "natürliche" Schärfe des Kreises nicht unterstützen.

Abgestimmte Hochfrequenzsysteme bieten eine verbesserte Selektivität gegenüber regenerativen Empfängern durch die Kaskadierung der Selektivität aufeinanderfolgender abgestimmter Schaltkreise. Diese Selektivität versagt manchmal, wenn ein starkes Signal von einem nahegelegenen Sender empfangen wird, während der Empfänger gleichzeitig auf einen entfernten Sender auf ähnlicher Wellenlänge eingestellt ist.

Dies ist auf die Modulation des schwächeren Signals durch das stärkere Signal zurückzuführen, dessen Eindringen in das System normalerweise nicht vollständig verhindert werden kann. Eine Verbesserung wird durch die Verwendung einer höheren Anodenspannung (90 V) und einer höheren Gittervorspannung in den Radioverstärkerröhren erreicht. Die Anodenwiderstände verringern jedoch die Abstimmungsschärfe der verschiedenen Schwingkreise. Dies führte zur Kombination von Rückkopplung mit dem Audion, um einen „negativen Widerstand“ zu ermöglichen. Im Rahmen dieser Untersuchung wurden mehrere solcher Kombinationen entwickelt, die sich als äußerst selektiv erwiesen. Bei Tests im Rundfunkband konnten entfernte Sender von leistungsstarken lokalen Sendern innerhalb von 10 Kilohertz von den entfernten Sendern getrennt werden. Leider hatten alle diese Schaltkreise eine gemeinsame Eigenschaft: Die Zeiger auf der Audioseite waren erheblich beschädigt, sodass das Fehlen hoher Töne in den Musikstücken deutlich auffiel. Der in den Januar- und Februar-Ausgaben von QST beschriebene R.G.S. Inversduplexempfänger kompensierte diese Seitenbandbeschneidung durch den Einsatz eines Audioverstärkungssystems, das bei hohen Tonhöhen eine ansteigende Charakteristik besaß.

*** Präsident Grimes Radio Engineering Co., Grasmere, Staten Island, New York City, N. Y.**



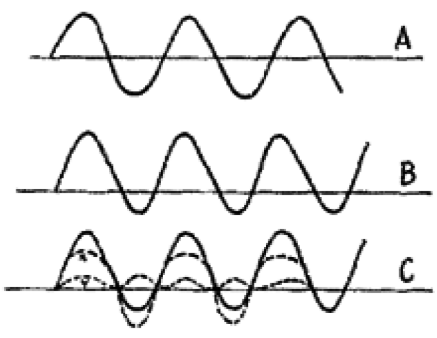


Abb. I. Das Prinzip des Generators der zweiten Harmonischen.
Der sinusförmige eingehende Träger, dargestellt entlang der Achse AC, betreibt das Gitter entlang des gekrümmten Teils der Gitterspannung-Anodenstrom-Kurve. Dadurch entsteht im Anodenkreis eine verzerrte Welle, die in der Zeichnung entlang der Achse BD dargestellt ist und einen starken Anteil der zweiten Harmonischen enthält, von dem das Funktionsprinzip abhängt. Dies wird im Text und in Gleichung 2 ausführlicher erläutert.

Abb. 2. Grafische Darstellung des Prinzips nach Abb. 1 und Gleichung 2.
A ist eine Sinuswelle, wie beispielsweise der empfangene Träger in Abb. I. B ist eine deformierte Welle, wie beispielsweise die Anodenstromkurve in Abb. I. C zeigt die Analyse von B in eine Sinuswelle X gleicher Natur wie A und eine Welle mit doppelter Frequenz V.

Restauriert: Edi

Beim Superheterodyn tritt eine ähnliche Schwierigkeit auf. Ein Großteil der Selektivität des Superheterodyns wird durch die Zwischenfrequenzstufen erreicht, die in der Regel für die Übertragung einer Trägerwelle mit niedrigerer Frequenz ausgelegt sind. Bei diesen niedrigen Frequenzen leiden die Modulationsseitenbänder erheblich, wenn die Stufen überhaupt scharf eingestellt sind, da plus/minus 5.000 Zyklen (der minimale Bereich, den das Seitenband einnimmt) einen größeren Prozentsatz eines 30.000-Zyklen-Trägers ausmachen als beispielsweise eines ursprünglich empfangenen 500.000-Zyklen-Trägers. Um das Abschneiden der Seitenbänder bei einem 30-Kilohertz-Verstärker zu vermeiden, bräuchte man daher abgestimmte Stufen, deren Resonanzkurve mindestens 10.000 Zyklen breit ist. Dies ist jedoch unmöglich, wenn der Zwischenverstärker Selektivität gewährleisten soll. Diese Schwierigkeit führte zur Entwicklung von Superheterodynen, bei denen die Zwischenfrequenz höher als die Empfangsfrequenz gewählt wurde. Diese wiederum haben große Schwierigkeiten, bei hohen Trägerfrequenzen eine zufriedenstellende Verstärkung zu erreichen. Die Tendenz geht daher dahin, dass die Empfindlichkeit abnimmt und gleichzeitig die Selektivität und „Klangqualität" zunimmt, wenn es um den Empfang von Musik geht.

All dies führt uns zurück zum Thema der Untersuchung: Selektivität ohne die genannten Nachteile zu erreichen. Betrachtet man nur den Rundfunkbereich, lässt sich dies als Wunsch nach guter Selektivität ohne Seitenbandbeschneidung umformulieren. Mit der beschriebenen Methode lässt sich dies durch eine Anordnung erreichen, bei der die Charakteristik der Vakuumröhre anstelle einer Schaltungskombination genutzt wird. Es erscheint recht kurios, Selektivität durch eine neue Schaltungsanordnung zu erreichen und am Ende den gewünschten Effekt zu erzielen, ohne weitere Schwingkreise zu haben!

DAS „OKTAMONISCHE" PRINZIP

Es ist bekannt, dass die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kurve einer Vakuumröhre keine gerade Linie ist. Das bedeutet, dass gleiche positive und negative Änderungen des Gitterpotentials nicht zu gleichen Änderungen des Anodenstroms führen. Für die Verstärkung ist dies eine Verzerrung, deren Effekt im Verstärkerdesign minimiert wird. Andererseits ist es genau diese krumme Kennlinie, die die Vakuumröhre als Oszillator und Modulator so wertvoll macht.

In der zu beschreibenden Empfangsanordnung wird die krumme Kennlinie der Vakuumröhre bewusst so genutzt, dass die Trägerwelle (nicht die Audiomodulation) verzerrt wird, sodass am Röhrenausgang ein maximaler Anteil der zweiten Harmonischen der Trägerwelle vorhanden ist, die auch die Audiomodulation trägt. Zu diesem Zweck wird die Röhre am unteren Knick der Kurve betrieben, wie in Abb. 1 dargestellt. Für den Betrieb an diesem Punkt ist eine Gittervorspannung erforderlich, die durch den Abstand AB dargestellt wird. In der Abbildung wird eine sinusförmige Trägerspannung in das Gitter eingespeist und durch die Schwingung um die Achse AC dargestellt. Diese sinusförmige Spannung hat die Form

$$e = \sin p\,t \quad \text{(eg. 1)}$$

Diese Spannung erhöht und verringert abwechselnd die Gitterspannung über und unter der permanenten Gittervorspannung, wie auf der Achse BD dargestellt. Letztere Kurve ist eine komplexe Funktion, da die positive Hälfte der generativen Welle größer ist als die negative Hälfte. Van Der Biil (Thermionic Vacuum Tube and Its Application) stellt diesen Anodenstrom dar als: Diese Spannung erhöht und verringert abwechselnd die Gitterspannung über und unter der permanenten Gittervorspannung, wie auf der Achse BD dargestellt. Letztere Kurve ist eine komplexe Funktion, da die positive Hälfte der generativen Welle größer ist als die negative Hälfte. Van Der Biil (Thermionic Vacuum Tube and Its Application) stellt diesen Anodenstrom dar als:

$$I_p = \alpha\left(\frac{E_p}{\mu} + E_g + \varepsilon\right)^2 + 2\alpha\left(\frac{E_p}{\mu} + E_g + \varepsilon\right) e \sin pt + \frac{\alpha e^2}{2}\cos\left(2pt + \pi\right) + \frac{\alpha e^2}{2} \quad \text{(eg-2)}$$

Die Formel löst das Problem nur bis zur zweiten Harmonischen, da die Energie höherer Harmonischer sehr gering ist. Der erste Teil der Gleichung stellt den konstanten Gleichstrom dar, der aufrechterhalten wird, wenn kein Eingang an die Röhre angelegt wird (die Gitterwechselspannung e ist dann Null) und ist der Wert, um den der Anodenstrom bei kleinen e-Werten schwankt. Der zweite Teil der Gleichung definiert den Wechselausgang ->

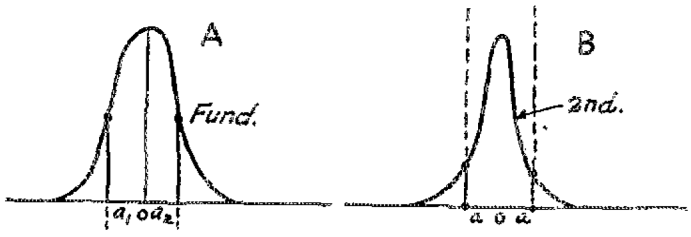


Abb. 3. Resonanz der zweiten Harmonischen im Vergleich zur Grundschwingung.
Kurve A zeigt eine normale Resonanzkurve für die Grundschwingung. Die Punkte bei und a2 sind so gewählt, dass die Kurve dort halb so hoch ist wie am Maximum. Da die Stärke der zweiten Harmonischen proportional zum Quadrat der Spannung ist, führt ein Abfall der Höhe der Grundschwingungskurve um die Hälfte dazu, dass die erzeugte zweite Harmonische auf ein Viertel ihres ursprünglichen Wertes abfällt. Der praktische Effekt ist eine sehr scharfe Resonanz.

Restauriert: Edi

Stromphasen mit dem Eingang, wenn und stellt die Nutzenergie dar, wenn die Röhre als Verstärker eingesetzt wird. Der dritte Term definiert die zweite harmonische Ausgangswelle, die die doppelte Frequenz der Gittereingangsspannung e sinus p t aufweist und deren Amplitude proportional zum Quadrat der Eingangsspannung e ist. Letzteres ist die Grundlage des Selektivitätsschemas, das als „Oktamonic“ bezeichnet wird. Der vierte und letzte Term der Gleichung stellt die Änderung der Gleichstromkomponente dar und ist der nützliche Term, wenn die Röhre als Detektor eingesetzt wird. In herkömmlichen Empfängerkonstruktionen werden die anderen Terme der Gleichung verwendet, wobei der harmonische Term so weit wie möglich unterdrückt wird. Im betrachteten Schema wird dieser Term bewusst aus Selektivitätsgründen eingesetzt.
Mit Fourier-Methoden lässt sich zeigen, dass eine komplexe kontinuierliche Welle lediglich das Ergebnis der algebraischen Addition einer oder mehrerer einfacher Sinuswellen unterschiedlicher Frequenz, Amplitude und Phasenlage ist. Der Fourier-Satz formuliert dies und lässt sich kurz wie folgt zusammenfassen: Wenn wir eine einwertige periodische Kurve haben (d. h. eine, die nur einen Ordinatenwert für einen Abszissenwert hat und sich regelmäßig wiederholt), dann ist es immer möglich, diese Kurve exakt zu reproduzieren, indem man geeignete Sinuskurven mit Wellenlängen addiert, die in einem ganzzahligen Verhältnis zueinander stehen, vorausgesetzt, dass die ursprüngliche Kurve nicht unstetig ist.

Zur einfachen Veranschaulichung zeigt Abb. 2A eine reine Sinuskurve. Abb. 2B zeigt eine verzerrte Welle, bei der die positiven Hälften

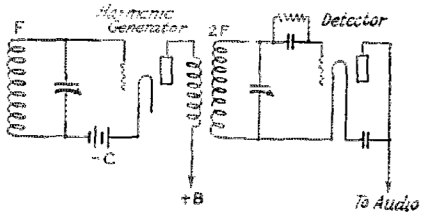


Abb. 4. Schaltungsanordnung zur Nutzung des Resonanzeffekts der zweiten Harmonischen aus Abb. 3

größer sind als die negativen Hälften. Dies ist genau der Zustand, der in der Röhrenplattenschaltung erreicht wird, wenn sie wie in Abb. 1 dargestellt betrieben wird. Abb. 2C zeigt, wie diese Kurve in eine reine Sinuswelle der Grundfrequenz plus eine kleinere Sinuswelle der doppelten Frequenz zerlegt werden kann, was dem mathematischen Ergebnis von Gleichung 2 entspricht. Wendet man diese Gleichung auf Abb. 2C an, ist die Kurve X die verzerrte Ausgangswelle, bestehend aus der Kurve Y, der Grundwelle, dargestellt durch das zweite Glied auf der rechten Seite von Gleichung 2, und der Kurve Z, der doppelten Frequenzwelle, dargestellt durch das dritte Glied auf der rechten Seite der Gleichung.

Nach der Erzeugung der zweiten Harmonischen bleibt zu zeigen, warum die erhöhte Selektivität teils als direkte Folge dieser Erzeugung und teils durch die Nutzung der dadurch freigesetzten Effekte erreicht wird. Wie bereits gezeigt, ist die Erzeugung der zweiten Harmonischen proportional zum Quadrat der Eingangsspannung e.

Die zweite Harmonische ist proportional zu Abb. 84. zeigt die bekannte Resonanzkurve eines einfachen Schwingkreises, der in den Gitterfaden des Oberschwingungsgeneratorrohrs einwirkt. Abb. 4 zeigt den besprochenen Schaltkreis. Das Gitter ist abgestimmt auf

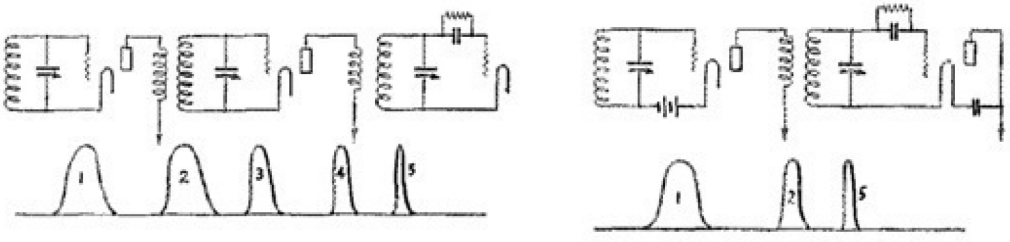


Fig. 5 Die Kurven zeigen die fortschreitende Steigerung der Abstimmschärfe beim Durchlaufen eines herkömmlichen Hochfrequenzverstärkersystems und eines „Oktamonischen“ Systems.
Die Resonanzkurven zeigen nur die Resonanzschärfe und ignorieren die Stärke der beteiligten Ströme und Spannungen. Beachten Sie, dass die gleiche Endschärfe mit weniger abgestimmten Kreisen im „Oktamonischen“ System erreicht wird.

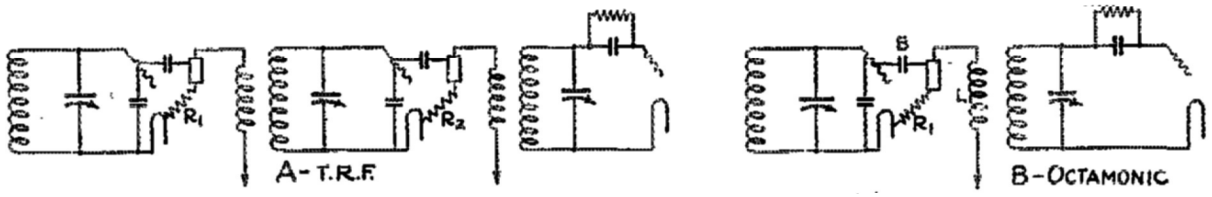
die Trägerfrequenz eines Senders (z. B. im Rundfunkband) und die Anode ist auf die zweite Harmonische dieser Frequenz abgestimmt, also auf die doppelte Frequenz. Wird nun das eingehende Signal von der Resonanzfrequenz um einen bestimmten Prozentsatz, wie in Abb. 8A durch a oder a2 dargestellt, variiert, verringert sich die Reaktion des abgestimmten Schaltkreises und damit auch die Spannung am Gitter.
Nehmen wir der Einfachheit halber an, dass die Spannung am Gitter auf die Hälfte des Maximalwerts gesunken ist.
Inzwischen ist der ->

Restauriert: Edi

-> im Anodenkreis des Oberwellengenerators erzeugte Strom der zweiten Harmonischen (der proportional zum Quadrat der Eingangsspannung ist) auf ein Viertel des Resonanzmaximums gesunken.

ERHÖHTE SELEKTIVITÄT

Um einen Eindruck von der relativen Erhöhung der Selektivität zu vermitteln, die dieser Effekt gegenüber kaskadierten, üblicherweise abgestimmten Radioverstärkerstufen bietet, wird auf Abb. 5 verwiesen. Abb. 5A zeigt eine standardmäßige zweistufige abgestimmte Radiofrequenzverstärkerschaltung mit entsprechenden Resonanz-



Der Anodenkreiswiderstand wirkt sich auf den nächsten Abstimmkreis im regulären System mit kaskadierten Abstimmkreisen aus. Die Reaktanz des Anodenkreises ist bei der Betriebsfrequenz hoch, und der Anodenwiderstand wird von den Röhrenkapazitäten nicht so effektiv überbrückt wie im System B, wo der Bypass-Effekt doppelt so groß ist.

kurven unter jedem Schaltungsabschnitt. Kurve 1 ist die Resonanz des ersten Schwingkreises. Die im Anodenkreis fließenden Grundströme folgen derselben Kurvenform und werden durch Kurve 2 dargestellt.

Hier geht es um die Schärfe der Resonanz. Um dies zu verdeutlichen und unmögliche Maßstäbe in der Zeichnung zu vermeiden, ist Kurve 2 mit der gleichen maximalen Höhe wie Kurve 1 dargestellt, obwohl die Energie im Anodenkreis deutlich höher ist. Kurve 3 ist aufgrund der Charakteristik des zweiten Schwingkreises etwas schärfer. Kurve I hat die gleiche Form wie Kurve 3, da die Verstärkerströme in der Anode direkt proportional zur ersten Potenz der Gitterspannungen sind. Auch hier ist die Anodenkurve aus dem bereits genannten Grund mit der gleichen Höhe wie die Gitterkurve dargestellt. Kurve 5 ist aufgrund des Betriebs des dritten Schwingkreises noch schärfer.

Vergleichen Sie dies nun mit Abb. 5B, die ein „Okta-Mono“-System mit den Resonanzkurven direkt unter den verschiedenen Abschnitten des Schaltkreises zeigt. Kurve 1 stellt die Abstimmungsschärfe im ersten abgestimmten Gitterschaltkreis dar. Kurve 2 stellt die erzeugte zweite Harmonische im Anodenkreis dar.

-

Kurve 3 ist aufgrund der Wirkung des zweiten Schwingkreises steiler als Kurve 2. Kurve 3 in diesem System und Kurve 5 im System von 5A weisen die gleiche Resonanzschärfe auf. Tatsächlich ist Kurve 3 im „Oktamonischen“ System steiler, wahrscheinlich aufgrund des vergleichsweise geringen Fehlens von Anodenwiderständen in den Oberschwingungskreisen im Vergleich zu zwei Anodenwiderständen in herkömmlichen Hochfrequenzverstärkersystemen. Abbildung 6A verdeutlicht dies. Sie zeigt schematisch die beiden Anodenwiderstände R1 und R2, die die Schwingkreise, an die sie gekoppelt sind, verbreitern.

Die Elektrodenkapazitäten in der Röhre neigen dazu, den Anodenwiderstand zu umgehen. Der Widerstand ist bei den Sendefrequenzen wichtig. Abb. 6B zeigt den „Oktamonischen“ Zustand in Bezug auf diese Anodenwiderstände. Hier ist nur ein Anodenwiderstand zu berücksichtigen, der weniger schädlich ist, da er bei der zweiten Harmonischen etwas effektiver von den Röhrenkapazitäten umgangen wird. Zudem ist der direkt und durch Kopplung mit der Anode verbundene Schwingkreis ein zweiter Harmonischer und weist dementsprechend eine Reaktanz auf, die den Effekt minimiert.

Der Anodenkreis des Oberwellengenerators stellt übrigens ein interessantes Problem dar. Offensichtlich fließen in diesem Kreis sowohl Ströme der Grundfrequenz als auch der zweiten Harmonischen. Der Anodenkreis ist auf die zweite Harmonische abgestimmt. Die Reaktanzkurve des Anodenkreises sieht daher in etwa wie in Abb. 7 dargestellt aus. Man erkennt, dass die Grundfrequenz F im induktiven Teil der Kurve erscheint und daß

Restauriert: Edi

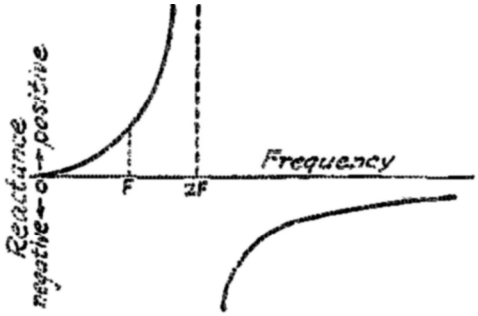


Abb. 7, Blindwiderstand des Anodenkreises der Harmonischen erzeugenden Röhre bei der Grundfrequenz F und der Harmonischenfrequenz 2F. Der Blindwiderstand bei 1o ist induktiv und trägt zur regenerativen Verstärkung bei, während er bei 2F einem hohen Widerstand entspricht. Da exakte Resonanz in der Praxis selten erreicht wird und in jedem Fall nur für das Trägerband, nicht aber für die Seitenbänder möglich ist, werden diese Bedingungen approximiert.

der Oberwellengenerator daher bei der Grundfrequenz eine gewisse Regenerativwirkung hat, was die Empfindlichkeit des Systems etwas erhöht.

Dies ist keine „Regeneration“ im üblichen Sinne, denn es ist ->

-> Ein systembedingter Nebeneffekt, dessen Einstellbarkeit weder notwendig noch wünschenswert ist.

SEITENBAND-ERHALTUNG

Das dargestellte System würde normalerweise die Seitenbänder stark beschneiden. Dieser Effekt wird jedoch durch die Nutzung der zweiten Harmonischen verhindert. Da diese Ströme die Empfangsfrequenz verdoppeln, können sie die doppelte Resonanzschärfe ohne nachteilige Seitenbandunterdrückung aushalten. Plus/minus 5000 Zyklen entsprechen einem ähnlichen Prozentsatz von 1.000.000 Zyklen wie von 500.000 Zyklen.

VERSTÄRKUNG

Um diese zweite Harmonische (Selektivität) zu erhalten, geht etwas Energie verloren, da die Energie der zweiten Harmonischen im Plattenkreis des Oberwellengenerators geringer ist als die Energie der Grundwelle. Der Gewinn an Selektivität rechtfertigt diesen Verlust, da durch Verstärkung immer Energie gewonnen werden kann, Selektivität jedoch schwer erreichbar ist.

Um den Energieverlust auszugleichen, kann eine Verstärkerröhre am Eingang des Oberwellengenerators platziert werden, wie dies beim Empfänger (siehe Abb. S) der Fall ist. Zu dieser Schaltung sind einige interessante Punkte zu beachten. Es ist notwendig, in die Antenne oder den Erdkreis eine Sperrschaltung einzubauen, die stets auf die zweite Harmonische der eingehenden Welle abgestimmt ist. Andernfalls kommt es zu Überlagerungen zwischen Niederwellensendern und der erzeugten zweiten Harmonischen eines Senders, der mit der doppelten Wellenlänge empfangen wird.

Die Oberwellengeneratorröhre wird mit 1,5 Volt Anodenspannung und 2 Volt negativem Gitter betrieben. Dies schafft günstige Bedingungen für die Erzeugung einer starken zweiten Harmonischen, ohne die Gefahr anderer unerwünschter Effekte, die durch starke Signale von nahegelegenen Störsendern verursacht werden können. Die Audiokomponente (letzter Term rechts in Gleichung 2) wird lediglich in der 45-Volt-Batterie B abgeführt. Es ist problemlos möglich, diese zusammen mit dem regulären Audiostrom im Anodenstromkreis des Detektors durch die 45-Volt-Batterie laufen zu lassen, da die Ströme phasengleich sind. Die erste Röhre muss mit 90 Volt und einer negativen Gittervorspannung von 41,5 Volt betrieben werden, damit in dieser Röhre keine Gleichrichtung oder Erzeugung von zweiten Harmonischen stattfindet. Modulation (siehe Bericht über den R.G.S.-Empfänger im Januar und Februar 1927, (MT)) darf ebenfalls nicht auftreten, da sich sonst ein nahegelegener Sender mit dem Trägersignal entfernter Sender überlagert, ein Effekt, der bei gewöhnlichen HF-Empfängern häufig auftritt.

Die Methode der zweiten Harmonischen zur Erzielung von Selektivität kann als grundlegend angesehen werden und wurde speziell entwickelt, um hohe Selektivität ohne den Einsatz vieler kaskadierter Schwingkreise zu erzielen. Sie scheint einen legitimen Platz im Gesamtbild zu beanspruchen, das wie folgt dargestellt werden kann:

1. Regeneration – Negativer Widerstand
2. Hochfrequenz – Verstärkung
3. Super-Heterodyn – Wellenkonversion
4. „Octamonisch“ – Harmonische Erzeugung

Restauriert: Edi

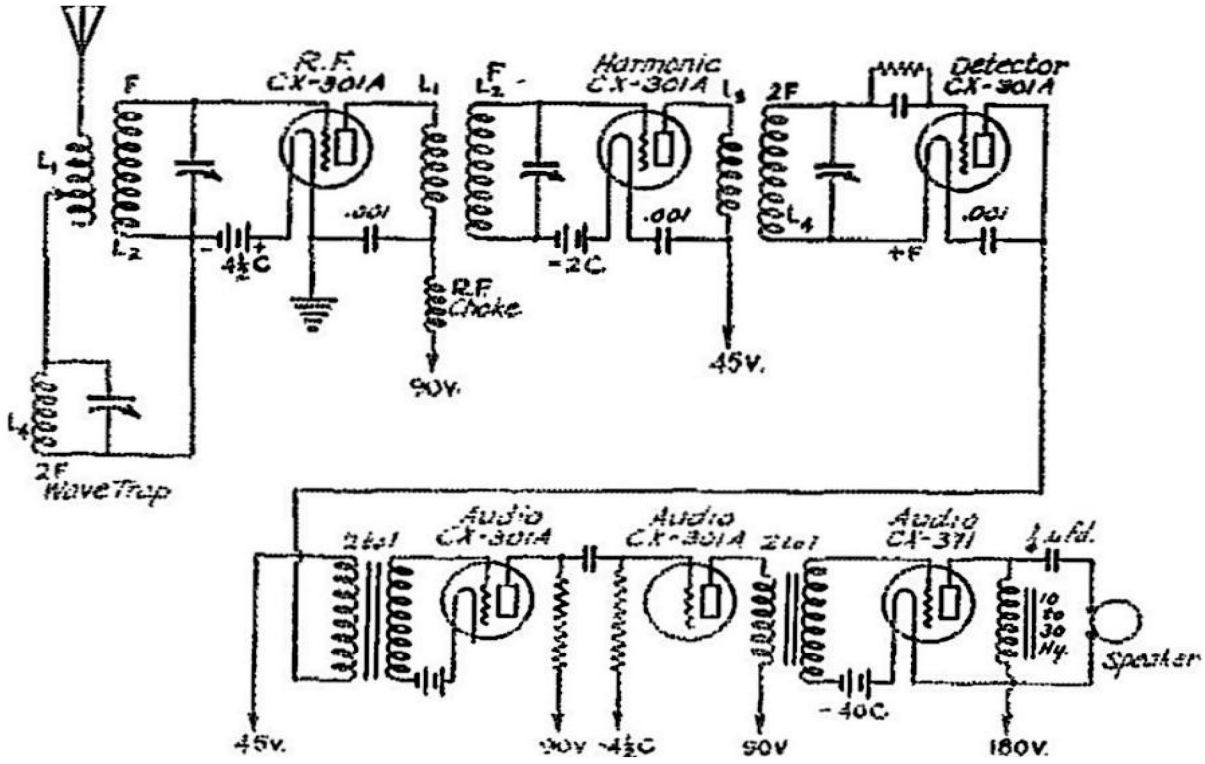


Abb. Y. Ein Empfangssystem- Vorschlag nach dem Prinzip der zweiten Harmonischen, geeignet für Amateurbau

Die Sperrschaltung ist auf die Frequenz der zweiten Harmonischen (2F) abgestimmt, ebenso wie der dritte Schwingkreis, der den Detektor versorgt. Die beiden verbleibenden Schwingkreise sind auf die Empfangsfrequenz F eingestellt. Die Abstimmkondensatoren können durchgängig gleich sein, jedoch müssen die Induktivitäten [.4] unter 1,2 gesenkt werden, um bei gleicher Kondensatoreinstellung die halbe Wellenlänge zu gewährleisten. Die Wicklung L3 wird ebenfalls verkleinert. Es können herkömmliche Hochfrequenztransformatoren verwendet werden, sodass keine Abmessungen erforderlich sind. Eine geeignete Abschirmung, insbesondere im Bereich des Detektoreingangskreises, ist von Vorteil.

Es wurden spezielle Ausführungen von Empfängern für die zweite Harmonische entwickelt und werden derzeit getestet, bei denen die Anzahl der Abstimmkreise reduziert ist. Diese sind jedoch für den Amateurbau nicht geeignet und werden daher hier nicht vorgestellt.

Grimes Octa-Monic

New Principle Involved in Use of Harmonic Generator Tube for Increasing Selectivity in Receiver

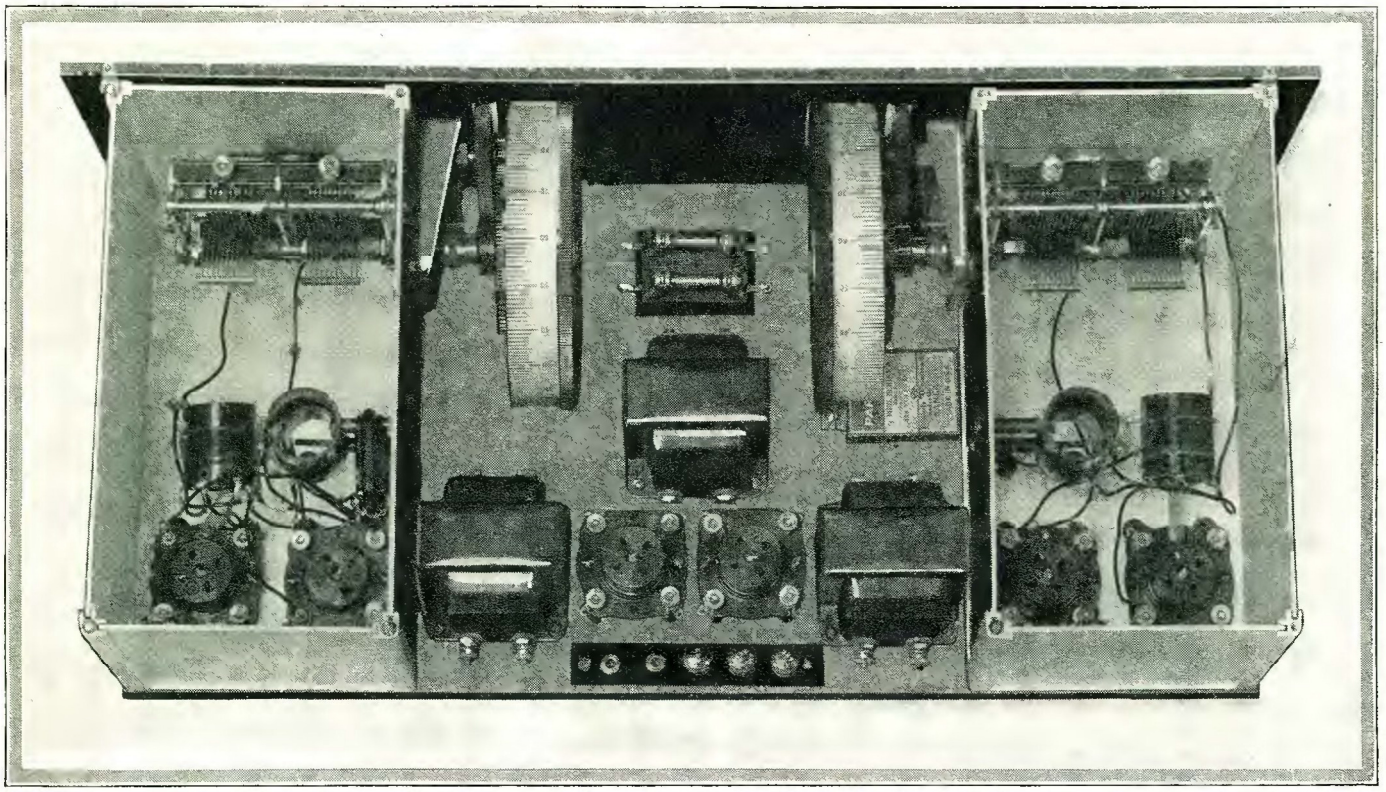


Figure 2. Important and critical sections of the receiver are enclosed in metallic housings as shown by this photograph

THE primary object which every radio designer has had in mind during the past few years of radio broadcasting is the building of a radio receiver which has super-selectivity and good tone quality. Of course, some efforts have come closer to the ultimate than others, but one thing has become apparent. The problems of super-selectivity and good tone quality do not seem to be co-related. In fact, the greater the selectivity of the receiver the more noticeable is the distortion of sound reproduced therefrom. This tendency has been called, in engineering parlance, "the cutting of side bands."

There have been only three fundamental circuits developed to date, and all three of these have been subject to a greater or less degree to the same difficulty. The regenerative principle of obtaining increased signal strength by feed-back is notorious for the nasal tone produced when the regeneration is boosted up to efficiency. Tuned radio frequency was not quite so noticeable in this regard, but if the tuned r. f. circuits are made extra-selective the effect on tone quality is quite apparent. The super-heterodyne has real limitations on its tone quality when the selectivity of the receiver is increased so as to satisfactorily operate on anything but a small loop.

But this fourth fundamental circuit recently developed by David Grimes has been worked out to solve just this problem. This circuit Grimes has chosen to call the "Octa-Monic." It functions in an entirely different manner than that experienced in the other three well known principles mentioned above. Every broadcast station that is received is automatically shifted to the half-wave length, which is equivalent to saying that the frequency of every carrier wave is doubled by means of a harmonic generation. The interesting part of this harmonic principle is that super-selectivity results without detrimental side-band reduction. This increase in selectivity results not from any particular arrangement of circuits but from a shift in wavelength itself which occurs in one of the tubes of the receiver specially arranged for the generation of second harmonics. The "Octa-Monic" principle thus radically departs from all previous radio design where selectivity was obtained by circuits. The selectivity in this latest Grimes development is obtained from the vacuum tube itself.

Considerable Research Done

So far the theory is all very simple. Even second harmonics themselves are not particularly complicated and have long been known and often used for various purposes. The idea of employing them for gaining selectivity to meet modern broadcast conditions is new. The only particularly complicated part of the arrangement has occurred in the determination of design detail. No great amount of information on this design was obtainable in the prior art; so a vast amount of research work was necessary to determine the empirical equations necessary for calculating the electrical constants of the circuit. This applies particularly to those sections of the layout dealing with the generation of harmonics, their detection, and tuning.

Schematically are shown the over-all circuit arrangements covering the radio frequency and tuning ends of the circuit as well as the audio arrangement. The radio energy comes in the antenna in the conventional manner where it is tuned rather broadly and is then impressed upon an r. f. coupling tube. The

(This receiver tested and all illustrations made in our laboratory)

Restauriert: Edii

www.americanradiohistory.com

main purpose of this tube is purely amplification and the increased r. f. energy resulting is then tuned and placed on the input to the harmonic generating tube. Second harmonics which occur in the plate circuit of this tube and which inherently exhibit unusual properties of selectivity and sharpness of tuning, are taken off the plate circuit of the harmonic generator tube to a special tuned transformer. This transformer is resonated at the second harmonic frequency and the r. f. voltages arising from this tuned circuit are placed on the grid of a standard grid leak detector tube.

The antenna circuit is most unusual because of the incorporated harmonic wave-trap. The purpose of this trap is to eliminate heterodyning which has been found to occur on various broadcast stations above 400 meters, resulting from the simultaneous operation of nearby local stations whose wavelengths are just half of that station being heterodyned above 400 meters. As an illustration, heterodyning has often been heard on the carrier wave of WEAF operating on 492 meters. It was thought at first that this heterodyning was of the ordinary type caused by some other station operating on the same wavelength, but extensive tests show that this was not the case. The heterodyning was arising from the fact that WAAT was operating simultaneously on 246 meters—the half-wavelength of WEAF! A wave-trap inserted in the antenna tuned to reject the 246 meter station reduced the heterodyning to almost nothing! The theory is that the 492 meter station incidentally generates a second harmonic current in the plate circuit of the radio frequency tube and this second harmonic current heterodynes with the low wavelength station. This is not a peculiarity of the Octa-Monic, but is occurring on many tuned radio frequency sets today. The harmonic wave-trap is the real answer and at the same time has no detrimental effect on the station which is being picked up and received.

The primary of the fundamental tuned transformer connecting the r. f. coupling tube to the harmonic generator is the next unusual arrangement. This primary is tapped almost at its center point and a .00025 fixed condenser is connected between the tap and the filament of the coupling tube. The low end of the primary passes on to 90 volts through a variable non-inductive stabilizing resistance. This method of coupling to the tuned secondary permits more equal amplification of all of the wavelengths in the broadcast band than a straight untapped primary. The low wavelengths pass through the first half of the primary, where they are diverted to the filament by means of the bypass

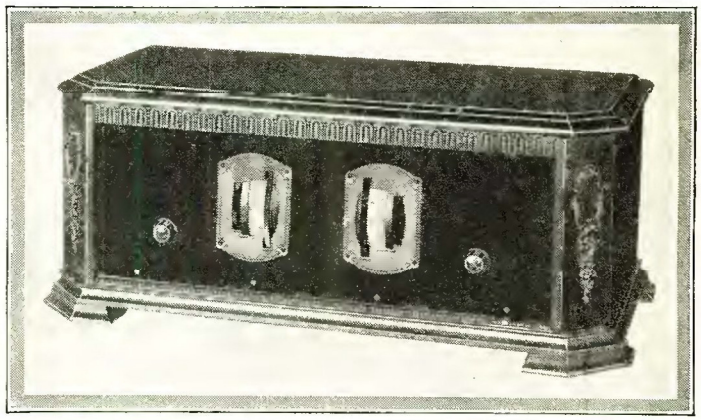


Figure 1. Simplicity of tuning control is discerned in the front panel of the receiver illustrated above

condenser. The long wavelengths which use lower frequencies have difficulty passing through this condenser and therefore travel through the entire primary. This arrangement gives fairly equal coupling over the frequencies used in broadcasting.

Works on Straight Part of Curve

It will be noted that the r. f. coupling tube employs 90 volts on the plate and 4½ volts minus C on the grid. This is absolutely essential in order to eliminate any tendency toward cross-talk between a nearby local station and a distant station. These values of voltages enable the tube to be operated on the straightest part of its grid voltage-plate current characteristic curve. This gives maximum amplification with a minimum rectification or detection action. Any appreciable tendency toward the rectification of the radio frequency wave in the coupling tube will create audio currents in the plate of this tube corresponding to the modulation on the particular carrier wave that is being rectified. Hence, if a nearby local station is being rectified in the coupling the audio currents resulting therefrom will impress themselves upon the carrier wave of the weak distant station which is coming in close to the same setting as the local station. The distant station will be found to have on its carrier wave the local program, even though there may be several degrees of silence between the tuning positions of the two stations. This action is called cross-talk or cross-modulation. Its remedy is the operation of this coupling tube on the straight part of its charac-

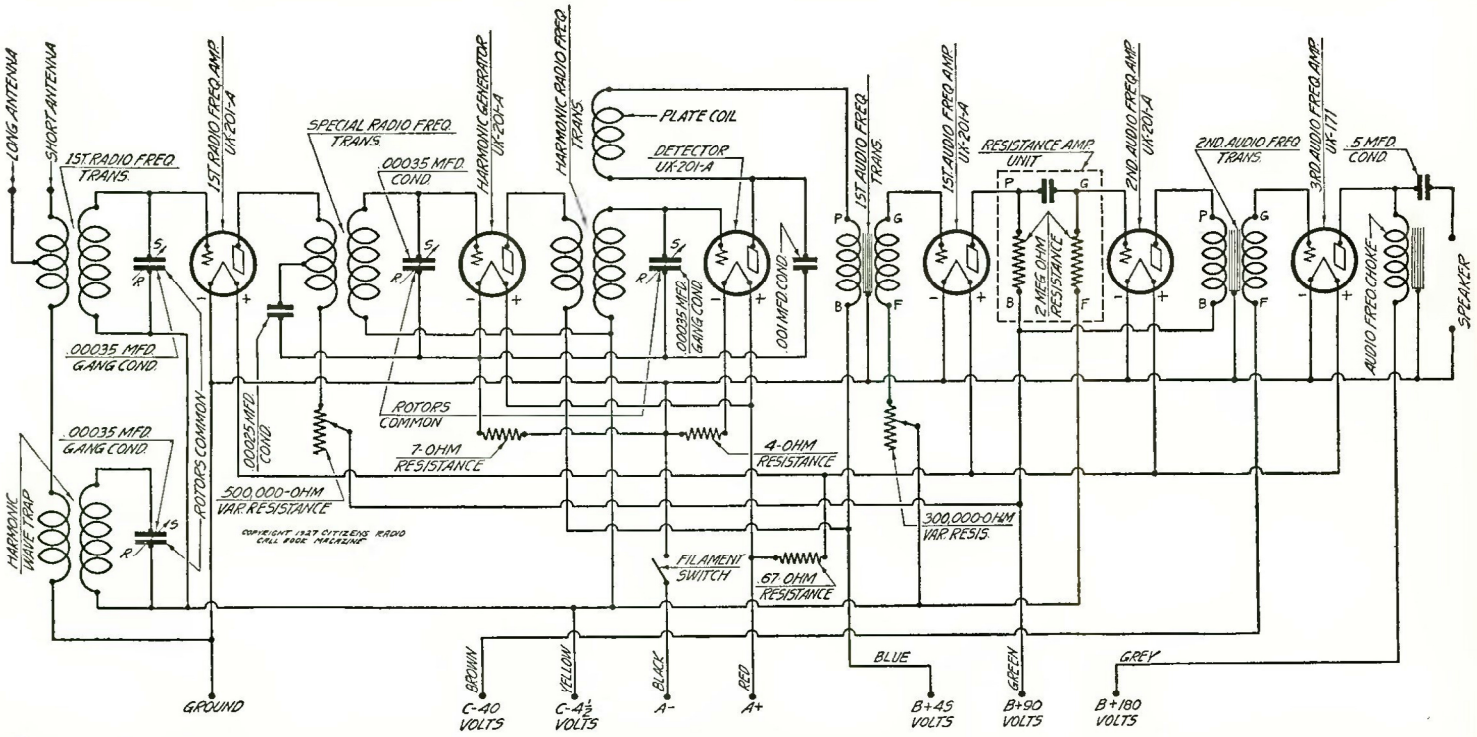


Figure 3. Experimenters and set builders should study this schematic diagram very carefully, as it will give them a clue as to the operation of the Octa-monic

Restauriert:: Edi
19 / 67
www.americanradiohistory.com

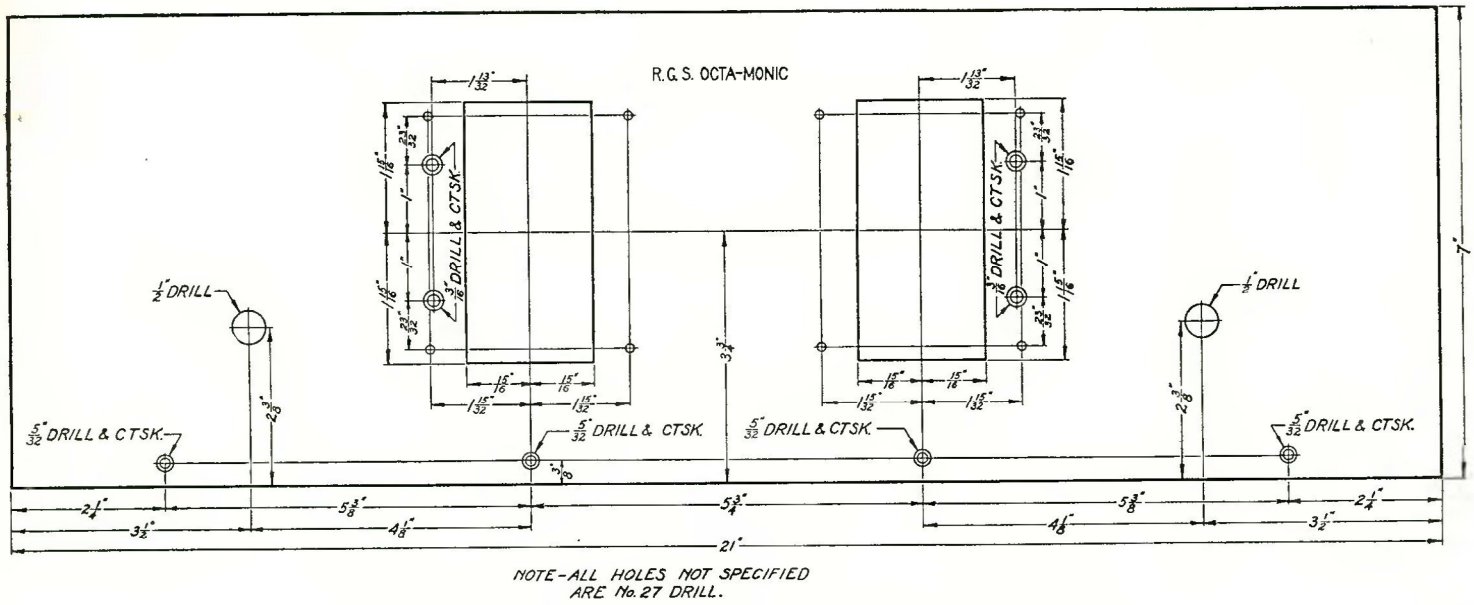


Fig. 5. Front panel layout is shown here for proper location of all holes

teristic curve, which is obtained by 90 volts B and 4½ volts C.

The harmonic generator tube is so arranged that the carrier wave is deliberately unbalanced—the positive halves of the wave being amplified greater than the negative halves. This very unbalanced condition creates the second harmonic currents. In order to obtain this unbalanced condition, the tube must be operated about the lower knee of the curve. This condition is obtained by means of 45 volts on the plate circuit and about 2 volts minus potential on the grid circuit. The 45 volts value is standard and can be obtained on either batteries or power sources. The 2 volts bias on the grid presents a harder problem commercially, as the ordinary C battery does not give this voltage. Other means have to be employed for this, the best being an IR drop in the negative side of the filament of the harmonic generator tube. This drop is obtained by means of a 7 ohm resistance. This 2 volt drop, of course, allows only 4 volts on the filament of the harmonic generating tube, but, unfortunately, the filament voltage on the harmonic tube is not at all critical, as the lower knee of the curve is not affected within wide limits of the filament voltage.

It is quite true that the condition shown in the harmonic generator will result not only in the generation of second harmonics but in audio currents as well. These audio currents in the plate circuit of the harmonic tube are not utilized, but unless they are considered, considerable trouble will arise therefrom. All of which involves the question of the proper type of detector tube. And right here now is a good time to distinguish between detection and harmonic generation, even though both may occur simultaneously under certain conditions in the same tube. A tube operating according to the arrangement shown in the harmonic generator will create both harmonic currents and audio detection. A grid leak detector operating in the standard detector manner will function very well as the detector of audio currents, but is a very poor harmonic generator. Hence, we cannot use a grid leak system for harmonic generation. It appears at first sight that we might use either a C battery system or a grid leak system for the conventional detector.

Both Detector Types Tried

Both types of detectors were subjected to tests and it was found that the quality with the grid leak system was far superior. This seems somewhat contrary to theory, but it was substantiated time and again. The explanation seems to lie in an interesting condition. The audio currents set up in the plate circuit of the harmonic generator always increase upon an increase in the carrier wave applied to the grid. When using a grid leak detector the audio currents set up in its plate circuit always *decreases* upon an increase in the carrier wave applied to its grid. This reversal of detection in the two tubes places these two audio currents out of phase with each other in the common 45 volt source of potentional. This avoids any excessive battery drop through the inherent resistance which always exists in every battery or even in power sources. If a C battery detector were employed, the audio currents resulting therefrom would increase upon an increase in the carrier wave and would therefore be in phase with the audio currents resulting in the plate circuit of the harmonic generator. An excessive IR drop would thereby occur in the 45 volts potential source, resulting in a rather disagreeable tone quality. So even the choice of detector systems is the result of much thought and study.

The design of tuning condensers and coils for the RGS Octa-Monic presents a very interesting problem, especially when an attempt is made to operate the tuning condensers from a common shaft. It is quite obvious that the frequencies in the tuned secondary of the detector tube are very different from the frequencies occurring simultaneously in the tuned grid circuit of the harmonic generator. They are actually just one octave apart. Whenever 400 meters is being tuned on the grid of the harmonic generator, 200 meters must be tuned on the grid of the detector tube, and so on. The stunt is to so design these two tuning circuits that a standard double gang condenser on a common shaft will simultaneously correctly tune each of these circuits to its proper value—one at exactly an octave higher than the other. At first sight this seems an impossible task, but if the proper precautions are taken it works out very simply.

A little calculation will show that the two circuits can be correctly tuned simultaneously by similar condensers if the inductance of the second harmonic circuit is exactly one-fourth of the inductance of the fundamental circuit. This makes the size of the tuned secondary in the grid of the detector tube very, very small. If the fundamental coil is wound on a bakelite tubing of one and one-quarter inches with No. 30 wire, it will be found that the secondary will require 105 turns of wire for properly covering the broadcast band with a .00035 variable condenser. Under these conditions the secondary of the second harmonic transformer will only have 41 turns of the same size wire on the same size tubing.

Another very interesting thing that arises between the harmonic generator and the detector tube is the condition of absolute non-oscillation, irrespective of the closeness of the coupling or other things with which we are familiar which affect or increase oscillation. The primary of the second harmonic transformer consists of 18 turns of No. 30 wire very closely coupled to the 41 turns secondary. This makes this transformer almost a 2-1 affair. The reason for the total absence of any oscillatory tendencies is the fact that the tuned circuit associated with the

Resstaurieentt:: Eddi

www.americanradiohistory.com

plate circuit of the harmonic generator is resonated at an entirely different frequency from the tuned circuit in the grid of the harmonic generator. Oscillation obviously cannot possibly occur under these conditions.

The question of audio stability is becoming more and more important with the ever-increasing use of B battery eliminators. In the old days when B batteries were exclusively employed for a source of B potential, the audio stability margin was less important. If a peanut whistle developed the batteries were thrown away and new ones installed without any questions asked. Now many B eliminators have fairly high resistanee values which would cause peanut whistling or motor-boating with the audio circuit as employed in the average receiver. The relative freedom from such trouble is called the audio stability margin and can be easily determined by a resistance inserted in the common B return to the A battery. In many receivers, less than 30 ohms can be inserted at this point before whistling occurs. By very careful design in the Octa-Monic the stability margin has been increased to over 800 ohms, which insures satisfactory operation on every type of B eliminator designed to give the voltages specified.

The abnormally high stability margin is obtained by means of the reversed primary winding in the first audio transformer and the choke coil output in the plate circuit of the power tube. The phases of the various audio currents are so arranged that they tend to oppose or neutralize themselves in the B potential source. This prohibits any excessive IR voltage drops which would otherwise occur—these excessive drops being the cause of peanut whistling. It will be noted that the return from the loud speaker is brought directly back to the filament of the power tube. This keeps all of the audio currents in the last tube completely out of the B battery circuit.

The equipment layout in the RGS Octa-Monie is extremely simple. The harmonic wave-trap and antenna tuning coils and condensers are placed in a shielded can at the left of the receiver. The harmonic generating and detector tuning coils and condensers are placed in a completely shielded can at the extreme right of the receiver. The audio circuit is arranged on the baseboard in the space between the two shielding cans. The drum dials are also in this space. The complete arrangement is shown in the accompanying photographs.

The entire tuning of the receiver is accomplished by means of two drum dials and two small auxiliary knobs. The knob on the extreme left turns off and on the receiver and in addition regulates the amount of audio volume without affecting the tone quality nor the distance-getting ability of the set. This control is a combined filament switch and a 300.000 ohm shunting resistance across the secondary of the first audio transformer. The small right hand control is the stabilizer which is used to offset any variation in B battery potential that may occur in various B eliminators. By proper adjustment of this the receiver may be kept at its most efficient point at any wavelength. This stabilizing knob controls the 400 ohm non-inductive variable resistance in the plate circuit of the r. f. coupling tube.

Parts used in the construction of this receiver follow:

6—9040 Benjamin sockets
2—R200 Thordarson audio transformers
1—R196 Thordarson output choke
1—Acme Parvolt .5 mfd bypass condenser
1—Electrad 500,000 ohm variable resistance
1—Carter 300,000 ohm volume control with filament switch
2—De Jure .00035 mfd two gang variable condensers
1—Sangamo .001 mfd fixed condenser
2—Sangamo .00025 mfd fixed condensers
1—RGS harmonic wave-trap
1—RGS antenna tuner coil
1—RGS broadcast tuner coil
1—RGS harmonic tuner coil
1—Carter 7 ohm fixed resistance
1—Carter .67 ohm fixed resistance
1—Carter 4 ohm fixed resistance
1—De Jure resistance coupling unit with 2 megohm resistors
2—Alco aluminum shield boxes
2—Tyrman single vernier drum dials
1—RGS 9x20x3/8 inch drilled wood baseboard
1—Lignole 7x21x3/16 inch drilled and engraved front panel
1—Belden 7 wire battery cable
1—RGS binding post strip
3—Engraved Eby binding posts
2—Carter tip jacks
30—Feet flexible Belden rubber covered wire
1—Package Kester radio solder
1—Ekko ground clamp
Miscellaneous, lugs, nuts, screws, etc.

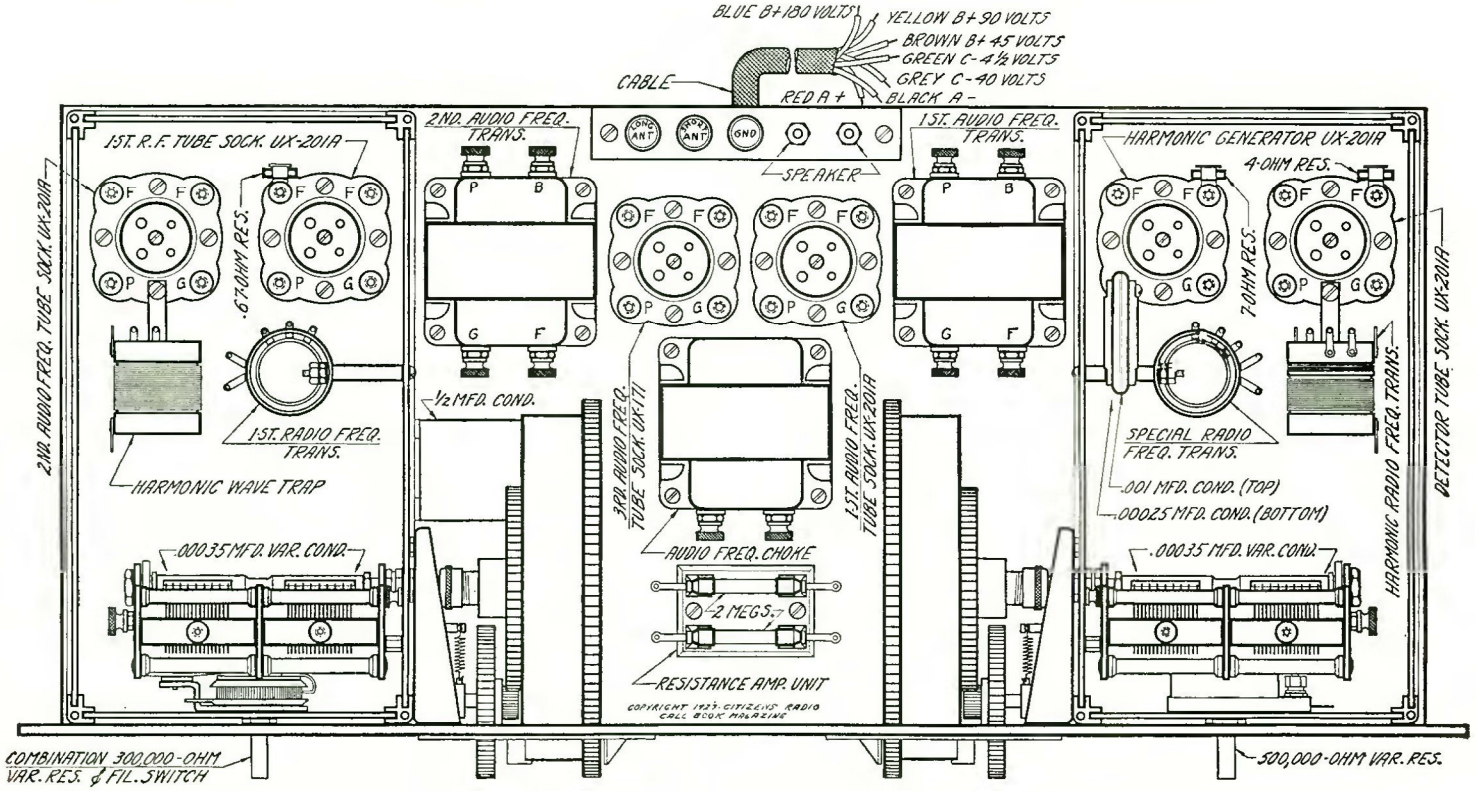


Figure 4. All parts for this set should be laid out in accordance with the illustration above

Restauriert:: Edi

www.americanradiohistory.com

A Harmonic Method of Increasing Selectivity

By David Grimes*

SELECTIVITY has already become a vital problem in the broadcast- and long-wave field and as the art develops, increasing congestion in other bands is bound to make the subject important for all radio reception.

It was with this in mind that we set about a systematic study here in the laboratory. If "real selectivity" (whatever that is) were such a panacea for most of the broadcast ills as we had been told, we were all for it. Tests were conducted on most of the well known forms of receiving circuits of the regenerative, tuned radio frequency amplifier and superheterodyne varieties. Tables of different classes of assets and liabilities were compiled so that intelligent comparison might be made. These tables as a whole need not be given here but certain points as to the different types of receivers are of importance in what follows.

The regenerative receiver, as is well known, operates by means of "negative resistance", feed back, or "reinforcement". The regenerative circuits have always been excellent as to sensitivity but the selectivity is not sufficient for modern conditions. This can be explained by considering that such receivers usually employ but one tuned circuit and also that the "negative resistance" property is present only at that particular frequency for which the receiver is tuned. For carrier waves somewhat off the tuned frequency the regenerative effect is unable to assist the "natural" sharpness of the circuit.

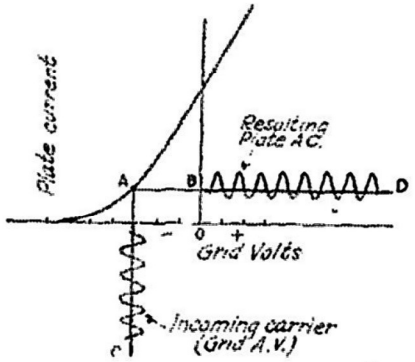


FIG. 1. THE PRINCIPLE OF THE SECOND HARMONIC GENERATOR

The sinusoidal incoming carrier shown along the axis AC operates the grid along the curved part of the grid voltage—plate current curve, thereby producing in the plate circuit a distorted wave which is shown in the drawing along the axis BD and which contains a strong component of second harmonic on which the principle of operation depends. This is more fully explained in the text and by equation 2.

Tuned radio frequency systems provide an improvement in selectivity over the regenerative receivers by cascading the selectivity of successive tuned circuits. This selectivity at times fails when a strong signal is received from a nearby station at the same time that the receiver is tuned to a distant station not far from the same wavelength. This is occasioned by a modulation of the weaker signal by the stronger signals which latter cannot be prevented ordinarily from entering the system to some degree. Improvement is made by the use of higher plate voltage (90) and higher grid bias in the radio amplifier tubes. Even so, the plate resistances decrease the sharpness in tuning of the various circuits which has led to the combination of regeneration with T.R.F. so that some "negative resistance" may be applied. Several such combinations were devised during this investigation and they were really selective. When tested in the broadcast band, distant stations could be separated from powerful local stations within 10 kilocycles of the distant stations. Unfortunately, all of these circuits had a common characteristic; the audio side bands had been considerably damaged so that the absence of high tones in the musical cases was decidedly noticeable. The R.G.S. inverse duplex receiver described in the January and February issues of *QST* compensated for such cutting of sidebands by employing an audio amplifying system that possessed a rising characteristic at the high pitches.

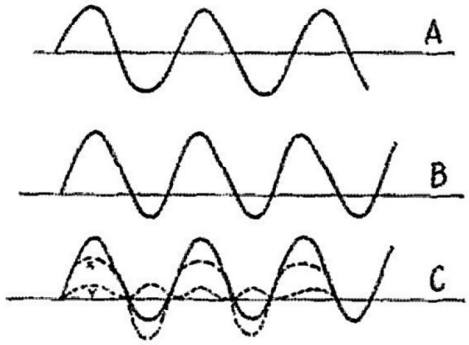


FIG. 2. GRAPHIC ILLUSTRATION OF THE PRINCIPLE STATED IN FIG. 1 AND EQUATION 2

A is a sine wave such as for instance the received carrier of Fig. 1. B is a deformed wave such as the plate current curve of Fig. 1. C shows the analysis of B into into a sine wave X of the same nature as A and a double frequency wave Y.

* President, Grimes Radio Engineering Co., Grasmere, Staten Island, New York City, N. Y.

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

In the superheterodyne a somewhat similar difficulty is encountered. Much of the selectivity of the superheterodyne is obtained in the intermediate frequency stages and these are generally designed to pass a lower frequency carrier wave. At these low frequencies if the stages are made at all sharp the modulation side bands suffer terribly since plus or minus 5,000 cycles (the minimum territory occupied by the side band) is a larger percentage of a 30,000-cycle carrier than of (for instance)

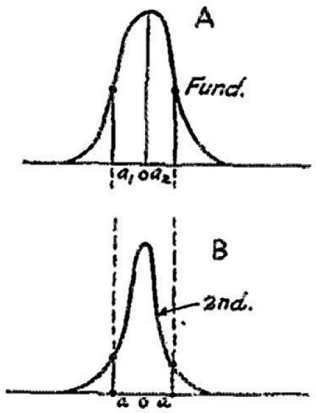


FIG. 3. SECOND HARMONIC RESONANCE COMPARED WITH FUNDAMENTAL RESONANCE

Curve A shows an ordinary resonance curve for the fundamental, the points a1 and a2 being so chosen that the curve is half as high at those points as it is at the maximum. Since the strength of the second harmonic is proportional to the square of the voltage a drop of one half in the height of the fundamental resonance curve causes the second harmonic generated to drop to one fourth of its former value. The practical effect of this is very sharp resonance.

a 500,000-cycle carrier as originally received. Thus, to avoid cutting side bands with a 30-kilocycle amplifier one would need tuned stages the top of whose resonance curve to be at least 10,000 cycles wide which is impossible if any selectivity is to be supplied by the intermediate amplifier. This difficulty has lead to the design of superheterodynes in which the intermediate frequency has been made higher than the received frequency. These in turn encounter extreme difficulty in obtaining satisfactory amplification at high carrier frequencies. The tendency is therefore to lose sensitivity while gaining selectivity and "tone quality", where the reception of music is being considered.

All of this brings us back to the subject of the investigation; to obtain selectivity without one of the various compensating disadvantages that have been mentioned. If one considers the broadcast field alone this can be restated as the desire for good selectivity without the cutting of side bands. By the method about to be described this thing can be done by an arrangement in which the characteristic of the vacuum tube is used rather than any circuit combination. It seems rather humorous to set out to obtain selectivity by a new circuit arrangement and to end up with the desired effect but without a circuit!

THE "OCTA-MONIC" PRINCIPLE

It is well known that the plate current-grid voltage curve of a vacuum tube is not a straight line which means that equal plus and minus changes in grid potential will not result in equal changes in plate current. As far as amplification is concerned this is distortion and the effect is minimized in amplifier design. On the other hand it is this same crooked characteristic that makes the vacuum tube so valuable as an oscillator and modulator.

In the receiving arrangement to be described the crooked characteristic of the vacuum tube is deliberately made to distort the carrier wave (not the audio modulation) so that there will be present in the tube output a maximum amount of the second harmonic of the carrier wave, this second harmonic also carrying the audio modulation. For this purpose the tube is operated on the lower knee of the curve as shown in Fig. 1. In order to operate at this point a grid bias is required which is represented by the distance AB. In the figure a carrier of sinusoidal form is being fed to the grid and is represented by the oscillation about the axis AC. This sinusodial voltage has the form

$$e = \sin p\,t \quad \text{(eq. 1)}$$

This voltage alternately increases and decreases the grid voltage above and below the permanent grid bias as shown on the axis BD. The latter curve is a complex function due to the fact that the positive half of the generative wave is larger than the negative half. Van Der Biil (Thermionic Vacuum Tube and Its Application) represents this plate current as

$$I_p = \propto\left(\frac{E_p}{\mu} + E_g + \varepsilon\right)^2 + 2\propto\left(\frac{E_p}{\mu} + E_g + \varepsilon\right) e \sin pt + \frac{\propto e^2}{2}\cos(2pt + \pi) + \frac{\propto e^2}{2} \qquad \text{(eq-2)}$$

The formula as given carries the problem only as far as the second harmonic since the energy in higher harmonics is very small. The first member on the right hand side of the equation represents the steady direct current which is maintained when there is no input to the tube (alternating grid voltage e is then zero) and is the value about which the plate current varies for small values of e. The second member of the equation defines the alternating output

Reproduced and Restandardized by

current phases with the input voltage and represents the useful energy when the tube is employed as an amplifier. The third term defines the second harmonic output which is at twice the frequency of the grid input voltage e sine p t and its amplitude is proportionally to the *square* of the input voltage e. This latter fact is the basis of the scheme of selectivity which has been named "Octa-monic". The fourth and last term of the equation represents the change in the direct current component and is the useful term when the tube is employed as a detector. In the customary receiver designs it will be seen that there are employed the other terms of the equation with the harmonic one surpressed as much as possible. In the scheme under consideration this term is deliberately employed for selectivity purposes.

By the methods of Fourier it can be shown that a complex continuous wave is merely the result of the algebraic addition of one or more simple sine waves of various frequencies, amplitudes and phase relations. Fourier's theorem formulates this and may be stated briefly in this wise: If we have any single-valued periodic curve (that is one having only one value of the ordinate for any one value of the abscissa and repeating itself regularly) then it is always possible to reproduce this curve exactly by adding suitable sine curves having wavelengths which are in integer relation to each other, provided always that the original curve is not discontinuous.

As a simple illustration of this Fig. 2A shows a pure sine wave curve. 2B shows a distorted wave where the positive halves

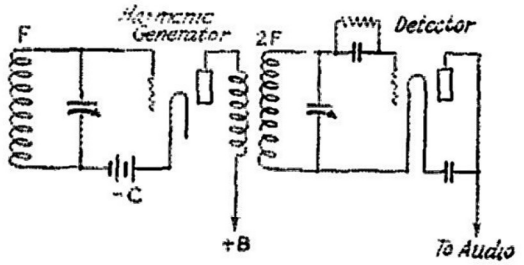


FIG. 4. CIRCUIT ARRANGEMENT BY WHICH THE SECOND HARMONIC RESONANCE EFFECT OF FIG. 3 IS UTILIZED

are larger than the negative halves. This is just the condition obtained in the tube plate circuit when operated as shown in Fig. 1. Fig. 2C shows how this curve can be resolved into a pure sine wave of the fundamental frequency plus a smaller sine wave of the double frequency which is the same thing that was stated mathematically in equation 2. Applying this equation to Fig. 2C, the curve X is the distorted output wave made up of the curve Y which is the fundamental represented by the second member on the right of equation 2 and the curve Z is the double frequency wave represented by the third member on the right side of the equation.

Having created the second harmonic it remains to show why increased selectivity is obtained partly as a direct result of this creation and partly by the utilization of effects which become available in consequence of this creation. As already shown the generation of the second harmonic is proportional to the square of the input voltage e.

$$\text{Second harmonic is proportional to } \frac{e^2}{2} \qquad \text{(eq. 3)}$$

Fig. 3A shows the familiar resonance curve of a simple tuned circuit working into the grid-filament of the harmonic generator tube. Fig. 4 shows the circuit under discussion. The grid is tuned to

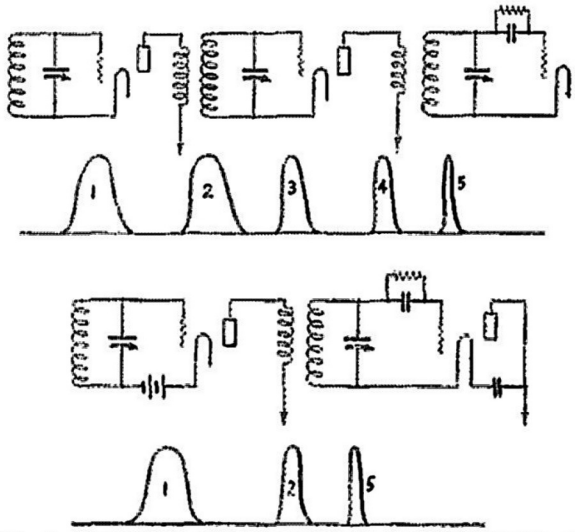


FIG. 5. CURVES INDICATING PROGRESSIVE INCREASE IN SHARPNESS OF TUNING AS A SIGNAL IS PASSED THROUGH AN ORDINARY RADIO FREQUENCY AMPLIFIER SYSTEM AND AN "OCTA-MONIC" SYSTEM

The resonance curves are drawn to show sharpness of resonance only and ignore the magnitude of currents and voltages involved. Note that the same final sharpness is obtained with fewer tuned circuits in the "Octa-monic".

some station's carrier frequency in (for instance) the broadcast band and the plate is tuned to the second harmonic of that frequency, in other words to double that frequency. If now the incoming signal is varied *off* the resonance frequency to some percentage such as represented by a_1 or a_2 in Fig. 3A the response of the tuned circuit is diminished and the voltage on the grid is therefore also diminished. Suppose that for convenience we make this percentage of detuning such that the voltage on the *grid* has dropped to one half of the maximum value. Meanwhile the second

Restauriert. Edi · Edi
Restauriert. Edi · Edi

harmonic current generated in the *plate* circuit of the harmonic generator (being proportional to the square of the input voltage) has dropped to *one fourth* of the resonance maximum value. As a result the second harmonic resonance curve resulting is such as represented by Fig. 3B.

INCREASED SELECTIVITY

In order to convey some impression as to the relative increase in selectivity which this effect gives over cascaded radio amplifier stages tuned in the common manner, reference is made to Fig. 5. Fig. 5A shows a standard two stage tuned radio frequency amplifier circuit with corresponding reso-

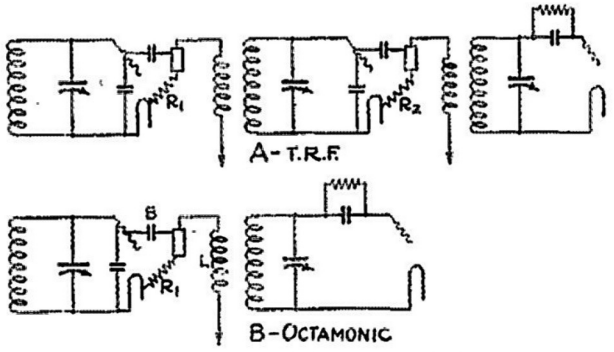


FIG. 6. PLATE CIRCUIT RESISTANCE AS AFFECTING THE NEXT TUNED CIRCUIT IN THE REGULAR SYSTEM OF CASCADED TUNED CIRCUITS A

The plate circuit reactance is high at the working frequency and the plate resistance is not as effectively by-passed by the tube capacities as is the case in the system B, where the by-pass effect is twice as great.

nance curves below each section of the circuit. Still referring to Fig. 5A curve, No. 1 is the resonance of the first tuned grid circuit. The fundamental currents flowing in the plate circuit follow the same *shape* of curve and are represented by curve 2. We are concerned here with sharpness of resonance and in order to make the point clearer and also to avoid impossible scales in the drawing the curve 2 is shown of the same maximum height as curve 1, although the energy in the plate circuit is manifestly greater. Curve 3 is somewhat sharper because of the characteristic of the second tuned circuit. Curve 4 is of the same shape as curve 3 as the amplifier currents in the plate are directly proportional to the first power of the grid voltages. Again the plate curve is drawn of the same height as the grid curve for the reason stated before. Curve 5 is still sharper because of the operation of the third tuned circuit.

Now compare this with Fig. 5B which shows an "Octa-monic" system with the resonance curves just below the various sections of the circuit. Curve 1 represents the sharpness of tuning in the first tuned grid circuit. Curve 2 represents the generated second harmonic in the plate circuit. Curve 3 is sharper than curve 2 because of the action of the second tuned circuit. Curve 3 in this system and curve 5 in the system of 5A are shown as having the same sharpness of resonance. Actually, curve 3 in the "Octa-monic" system is sharper, probably because of the comparative absence of plate resistances in the harmonic circuits as compared with two plate resistances in the usual radio frequency amplifier systems. This point is suggested by Fig. 6A which shows schematically the two plate resistances R_1 and R_2 which tend to broaden the tuned circuits to which they are coupled. The interelement capacities in the tube tend to by-pass the plate resistance. The effect is important at the broadcast frequencies. Fig. 6B shows the "Octa-monic" condition relative to these plate resistances. Here there is only one plate resistance to consider and this has become less harmful because it is somewhat more effectively by-passed by the tube capacities at the second harmonic frequency and also because the tuned circuit connected to the plate directly and by coupling is a second harmonic circuit and accordingly has a reactance tending to minimize the effect.

Incidentally, the plate circuit of the harmonic generator presents an interesting problem. Obviously, currents of both fundamental and second harmonic frequency exist in this circuit. The plate circuit is tuned to the second harmonic frequency. The reactance curve for the plate circuit therefore appears somewhat as shown in Fig. 7. It can be seen that the fundamental frequency F appears on the inductive portion of the curve and that

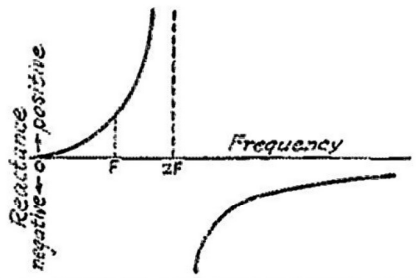


FIG. 7. REACTANCE OF THE PLATE CIRCUIT OF THE HARMONIC GENERATING TUBE AT THE FUNDAMENTAL FREQUENCY F AND THE HARMONIC FREQUENCY 2F

The reactance at F is inductive and efficient to add some regenerative gain while at 2F the reactance is equivalent to a high resistance. Since exact resonance is seldom secured in practise and in any case is possible only for the carrier and not for the side bands these conditions are approximated.

therefore the harmonic generator is somewhat regenerative in its action at the fundamental frequency, somewhat increasing the sensitivity of the system. This is not "regeneration" in the usual sense since it is

Restaurant.com

an incidental effect inherent in the system and adjustability is neither necessary nor desirable.

SIDE BAND RETENTION

The system as shown would ordinarily cut the side bands disasterously but this effect is forestalled by the use of the second harmonic. Since these currents double the received frequency they can stand twice the sharpness of resonance without detrimental

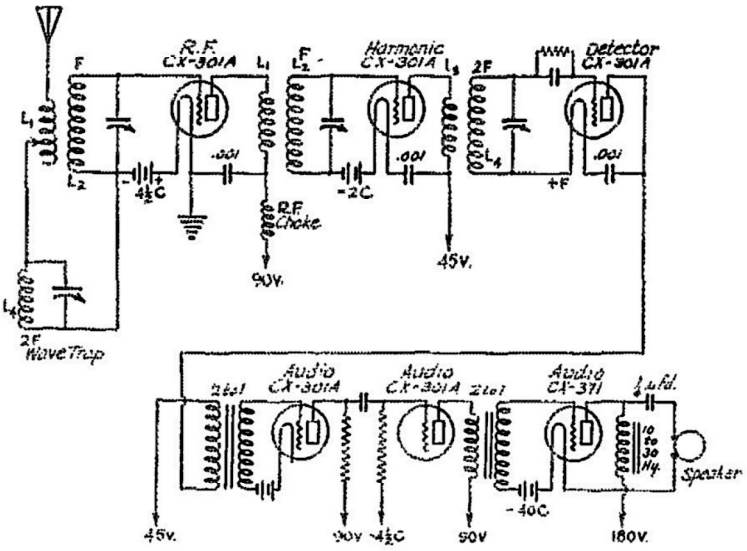


FIG. 8. A SUGGESTED RECEIVING SYSTEM EMPLOYING THE SECOND HARMONIC PRINCIPLE AND SUITABLE FOR AMATEUR CONSTRUCTION

The wave trap is tuned to the 2nd harmonic frequency, 2F, as is the third tuned circuit which supplies the detector. The remaining two tunable circuits are adjusted to F, the received frequency. The tuning condensers may be alike throughout but the inductances L4 must be decreased below L2 to secure one half the wavelength at the same condenser setting. The winding L3 is also decreased. Ordinary radio frequency transformers may be used and dimensions are therefore unnecessary. Suitable shielding, especially about the detector input circuit, is of advantage.

Special forms of second harmonic receiver have been devised and are under test in which the number of tuned circuits is reduced, but these are not suited to amateur construction and are therefore not given here.

side band suppression. Plus and minus 5000 cycles is a similar percentage of 1,000,000 cycles than of 500,000 cycles.

AMPLIFICATION

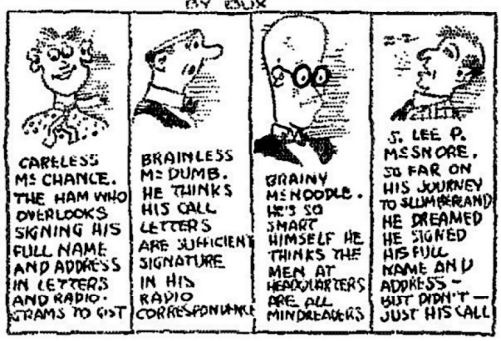
Some energy is sacrificed in obtaining this second harmonic selectivity because the second harmonic energy in the plate circuit of the harmonic generator is less than the fundamental energy. The gain in selectivity seems to justify this sacrifice as energy can always be obtained by amplification while selectivity is elusive.

To make up for the reduction in energy an amplifying tube may be placed in the input to the harmonic generator as is done in the receiver, shown in Fig. 8. One or two things of interest should be pointed out in this circuit. It is necessary to incorporate in the antenna or ground circuit a wave trap which will always be tuned to the second harmonic of the incoming wave, otherwise heterodyning will occur between low wave stations and the generated second harmonic of a station which is being received at twice that wavelength. The harmonic generator tube is operated at 45 volts plate and two volts negative grid, which provides conditions favorable for strong second harmonic generation without danger of several other undesirable effects which may be occasioned by strong signals from nearby interfering stations. The audio component (last term on the right of equation 2) is merely dissipated in the 45-volt B battery. No trouble arises from running this through the 45-volt battery along with the regular audio in the plate circuit of the detector since the currents are in phase. The first tube must be run at 90 volts and a 4½-volt negative grid bias so that no rectification or generation of second harmonics will occur in this tube. Modulation (see account of R. G. S. receiver in Jan. and Feb. 1927, *QST*) must not occur either, or a nearby station will superimpose itself on the carrier of distant stations, which is an effect frequently found in ordinary r.f. receivers.

The second harmonic method of obtaining selectivity can be regarded as somewhat fundamental and as having been especially created to supply high selectivity without the use of many tuned circuits working in cascade. It seems legitimately entitled to a position in the scheme of things which may be sent forth as follows:

1. Regeneration—Negative Resistance
2. Radio Frequency—Amplification
3. Super Heterodyne—Wave Conversion
4. "Octa-monic"—Harmonic Generation

IN THE ROGUES' GALLERY AT HEADQUARTERS
BY EDOX



Restaurierr. Edi

Laut einer Veröffentlichung von F- Aigner geht das "Octamonic"- Prinzip auf eine Veröffentlichung zurück, in welcher der Name Grimes erwähnt wird, aber nicht David Grimes, sondern W. F. Grimes, Chef-Elektroniker bei der US- Navy.
Die "Octamonic"- Sache ginge damit also auf eine Veröffentlichung von 1920 zurück.
Eigentlich sind das nicht wirklich Ausführungen zu dem speziellen Transponierungs- Verfahren, aber interessante Ausführungen, etwa zum LC- Verhältnis.

Der Gedanke, $2H$ und $2H \pm N$ zu verwenden, und so die Trennschärfe zu steigern, ist naheliegend und auch bereits vorgeschlagen worden. Der erste, der diesen Vorschlag machte, dürfte Grimes gewesen sein. Er nennt das Empfangsgerät, das mit einmaliger Frequenzverdopplung im vorstehenden Sinne arbeitet, „Octa-Monic"[3]). Für Rundfunkempfänger ist diese Oktav-Verstärkung zwar theoretisch interessant, praktisch jedoch kaum verwertbar, da der Selektionsgewinn infolge Auseinanderzerrens der Sender in viel höherem Maße dadurch wieder verloren geht, daß man ins Gebiet der kurzen Wellen mit seinen Dekrementschwierigkeiten hineinkommt. Es ist im Prinzip nur für Langwellenrundfunkstationen und auch hier nur für die längsten Sender höchstens in einer Stufe mit Erfolg anzuwenden.

Alle Schwierigkeiten entfallen jedoch, falls man das Octa-Monic-Prinzip in einem Vielfachtransponierungsgerät zum Wellenwechsel an Stelle einer Anzahl von Transponierungen benützt. Der Vorgang bleibt im Wesen der gleiche wie der unter a) in diesem Abschnitt entwickelte. Der Unterschied ist zunächst lediglich der, daß an Stelle eines reinen

[3]) L. W. Austin und W. F. Grimes, „Notes on beat reception". Journ. Washington Acad. 10. S. 174, 1920.

F. Aigner: "Das Prinzip der ökonomischten Vielfachtransponierung"
"Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie"
1929 Band 33-34, S. 48

Journal of the Washington Academy of Sciences,
Vol. 10, No. 21 (December 19, 1920) (17 pages)

NAVAL RADIO RESEARCH LABORATORY.

The following improvements in radio apparatus and radio measurements were planned, in general, by Dr. L. W. Austin, head of the advance research laboratory, and were carried out experimentally under his direction.

1. A tuned telephone and a tuned audio frequency amplifier for receiving circuits, which give a considerable improvement in the reading of signals through static and interference.

2. A study of underground and underwater antennas.

3. Circuits for receiving from a number of stations on the same antenna or loop. With this arrangement, the European stations at Lyons, Carnarvon, Nauen, and Rome are received at the same time at the trans-Atlantic office at the Navy Department.

4. A visual method for the reduction of static disturbances in receiving. This method takes advantage of the difference in signal static ratio of surface wires, water wires, and loops. Chief Electrician L. M. Clausing also developed independently a variation in this circuit which gives similar results.

5. A circuit for undamped reception with the audion in which plate circuit tuning is employed as well as the usual grid circuit tuning. This keeps out much interference which otherwise would make reception on certain wave lengths difficult or impossible.

There were also completed the following investigations, all by Chief Electrician W. F. Grimes, which are not only of purely scientific interest but of practical value:

Experimental verification of the theory of loop antennas, including a formula and table for the calculation of the antenna height corresponding to any loop.

A new and exceedingly simple formula for the predetermination of antenna capacity, and also for the calculation of "edge effect" of plate condensers.

A new method of using contact detectors in the measurement of small radio frequency currents.

History of the Bureau of Engineering
Navy Department during the world war
E. Denby, Secretary of the Navy, Washington, 1922, S. 115

https://archive.org/details/jahrbuch-der-drahtlosen-telegraphie-und-telephonie-vols-33-34/page/n11/mode/2up

https://www.history.navy.mil/research/library/online-reading-room/title-list-alphabetically/h/history-bureau-engineering-during-ww.html

https://www.jstor.org/stable/pdf/24523019.pdf

Restauriert: Edi

S. 174

FUNKTELEGRAFIE- Hinweise zum Überlagerungsempfang.

L. W. Austin und W. F. Grimes, U. S. Naval Radio Research Laboratory.

Effekt der Regeneration.

Nach Ansicht einiger Experten ist die hohe Empfindlichkeit der Schwingröhre hauptsächlich auf ihre

S.175

Regeneration zurückzuführen, während nach anderen die Empfindlichkeit der Schwebungsmethode inhärent ist. Mit dem Autodyn sind die beiden nicht zu trennen, mit dem Heterodyn hingegen schon. Das Experiment wurde wie folgt durchgeführt: Das Labor-Langwellengerät mit magnetischer Rückkopplung und einem Gitterkondensator wurde verwendet, wobei die Rückkopplung jedoch zu schwach für lokale Schwingungen war. Schwingungen wurden dann durch einen separaten Heterodyn erzeugt und die Hörbarkeiten an Nauen gemessen. Die Heterodynkopplung wurde angepasst, um die beste Signalqualität zu erzielen. Anschließend wurde die Rückkopplung des regulären Geräts erhöht. Kurz vor dem Einsetzen der Autodyn-Schwingungen war eine starke Regeneration zu beobachten, aber auch bei der Rückkopplung wurde eine Zunahme der Nauen-Signale beobachtet. Das Entfernen der Plattenspule und des Überbrückungskondensators vom Empfangsgerät reduzierte es auf ein primitives Audion und hatte ebenfalls einen negativen Effekt. Da die Heterodynkopplung zu schwach war, um das beste Signal zu liefern, erhöhte die Autodynregeneration die Signalstärke. Das heißt, die Rückkopplung des Empfangsgeräts scheint die lokalen Schwingungen zu regenerieren und auf einen optimalen Wert zu bringen, hat jedoch keinen erkennbaren Einfluss auf die Stärke der empfangenen Signale. Möglicherweise ist die resultierende Empfindlichkeitssteigerung durch Regeneration und Schwingung die Summe und nicht das Produkt beider, sodass bei ihrer Addition die geringere Erhöhung durch Regeneration durch die größere Erhöhung durch die Schwingungen verdeckt wird.

Beste Stärke der lokalen Schwingungen.

Im Hörbereich von 1–5000 wird das beste Signal bei gleicher Stärke der lokalen Schwingungen für jede beliebige Schaltung und Wellenlänge erzielt. Der optimale Wert variiert je nach Vakuumröhre und je nach Induktivitäts-Kapazitäts-Verhältnis und steigt mit zunehmender Kapazität.

Reaktionsgesetz und Autodyn und Heterodyn.

Im Jahr 1915 wurde entdeckt (Journ. Wash. Acad., 6: 81. 1916), dass das Antwortgesetz der schwingenden Röhre (Autodyne) innerhalb der Grenzen des Beobachtungsfehlers linear war, d. h., dass der Telefonstrom proportional zur ersten Potenz des in der Antenne

S.176

empfangenen Hochfrequenzstroms war, anstatt proportional zum Quadrat, wie bei der nicht schwingenden Röhre, dem Kristall, dem Elektrolyten usw.

Kürzlich wurden Experimente durchgeführt, die belegen, dass das lineare Antwortgesetz für Röhren und auch für Kristalldetektoren gilt, wenn lokale Schwingungen durch einen Heterodyn erzeugt werden. Dr. J. M. Miller hat vorgeschlagen, dass das lineare Gesetz möglicherweise nicht gilt, wenn die lokalen Schwingungen sehr schwach sind, beispielsweise bei Anregung durch einen Heterodyn mit sehr loser Kopplung. Experimente zeigen jedoch, dass selbst hier eine lineare Proportionalität innerhalb der Beobachtungsfehler besteht.

Einführung von Widerstand im Schwinggitterkreis.

1915 wurde entdeckt, dass bei der Kopplung einer oszillierenden Vakuumröhre (Autodyn) an eine Antenne oder Schleife ein beliebiger Widerstand in den Sekundärkreis eingeführt werden kann, ohne die Signalstärke zu verringern. Voraussetzung dafür ist, dass die Rückkopplung so verstärkt wird, dass die lokalen Schwingungen gleich stark bleiben. Dieser Widerstand kann viele tausend Ohm betragen,

während ein kleiner Bruchteil dieses Widerstands, platziert im Antennen- oder Schleifenkreis, das Signal vollständig zum Schweigen bringt. Kürzlich wurde festgestellt, dass dies in etwa auch für eine einfache Vakuumröhre und sogar für einen Kristalldetektor gilt, wenn diese durch einen Heterodyn zu lokalen Schwingungen angeregt werden.
In frühen Experimenten wurde das Phänomen einem negativen Widerstand zugeschrieben. Dies ist jedoch kaum möglich, da der Gitterkreis nicht mit dem Signal harmoniert und die Erklärung kaum auf den Heterodyn oder Kristall anwendbar ist.
Aus den obigen Tatsachen folgt, dass bei einer direkt in eine Schleife geschalteten oszillierenden Empfangsröhre die Stärke des empfangenen Signals unabhängig vom Schleifenwiderstand ist. Dies wurde experimentell bestätigt.

Einfluss der Variation des Kapazitäts-Induktivitäts-Verhältnisses in oszillierenden Empfangsröhrenkreisen.

Da die Vakuumröhre ein spannungsbetriebener Signaldetektor ist, wurde angenommen, dass die Empfindlichkeit umso größer ist, je größer das Induktivitäts-Kapazitäts-Verhältnis im Gitterkreis ist. 1917 wurde berichtet (Proc. I. R. B. 5: 245. 1917), dass die Empfindlichkeit unabhängig von diesem

S.177

Verhältnis ist.
Jüngste Experimente an Nauen mit Induktivitäten von 2,5 mH bis 36 mH zeigten ebenfalls keine Veränderung der Empfindlichkeit, sofern die lokalen Schwingungen optimal gehalten wurden. Der Telefonstrom scheint proportional zur Quadratwurzel der Antennenleistung zu sein.

Heterodyn, Autodyn und Sensibilisierungsschaltung.

Commander A. H. Taylor und auch Herr Israel haben festgestellt, dass für lange Wellen der Heterodyn mit Vakuumkolben empfindlicher ist als der Autodyn. Die Erklärung dafür ist, dass beim Heterodyn die Sekundärwicklung exakt auf die Signalwellenlänge eingestellt werden kann, während sie beim Autodyn verstimmt werden muss, um die Schwebung zu erzeugen.
Im Forschungslabor wurde festgestellt, dass es einen Unterschied in der Empfindlichkeit gibt, sofern die optimale Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung in beiden Fällen aufrechterhalten wird. Bei einer losen Kopplung, wie sie Commander A. H. Taylor verwendete, ist das Signal mit Heterodyn stärker, sofern nicht eine Sensibilisierungsschaltung mit dem Autodyn verwendet wird. Die 1915 (Proc. I. R. E-, 4: 251. 1916) beschriebene Sensibilisierungsschaltung besteht aus einer Induktivität und einem Kondensator, die so mit der Sekundärwicklung gekoppelt sind, dass letztere zwei freie Wellenlängen erhält, von denen eine der Wellenlänge des eingehenden Signals und die andere der Schwebungsfrequenz entspricht. Mit der Sensibilisierungsschaltung ist die Eigenschwingung bei jeder Kopplung gleich oder besser als die Überlagerungsschwingung. Wahrscheinlich wirkt die Antenne bei optimaler Hauptkopplung bis zu einem gewissen Grad selbst als Sensibilisierungsschaltung. Die Sensibilisierungsschaltung hat zwar den Vorteil, wesentlich einfacher zu sein als die Überlagerungsschwingung, ist aber weniger anfällig für Störungen.

Regeneration von Funkensignalen.

Es wurde vermutet, dass die Verstärkung der Funkensignale, die mit dem Autodyn beobachtet wurde, wenn die Rückkopplung kurz vor der Aufrauung des Tons durch die lokalen Schwingungen geschlossen ist, möglicherweise auf sehr schwache Schwingungen zurückzuführen ist, die nicht stark genug sind, um den Ton zu beeinflussen. Daher wurden Experimente mit schwacher Heterodyn-Kopplung durchgeführt, um zu prüfen, ob das gleiche Phänomen wie mit dem Autodyn beobachtet werden konnte. Es wurde keine Verstärkung des Funkensignals beobachtet, bis der Ton aufgerauht wurde.

Restauriert: Edi



Notes on beat reception

Author(s): L. W. Austin and W. F. Grimes

Source: *Journal of the Washington Academy of Sciences*, MARCH 19, 1920, Vol. 10, No. 6 (MARCH 19, 1920), pp. 174-177

Published by: Washington Academy of Sciences

Stable URL: https://www.jstor.org/stable/24523019

JSTOR is a not-for-profit service that helps scholars, researchers, and students discover, use, and build upon a wide range of content in a trusted digital archive. We use information technology and tools to increase productivity and facilitate new forms of scholarship. For more information about JSTOR, please contact support@jstor.org.

Your use of the JSTOR archive indicates your acceptance of the Terms & Conditions of Use, available at https://about.jstor.org/terms



Washington Academy of Sciences is collaborating with JSTOR to digitize, preserve and extend access to *Journal of the Washington Academy of Sciences*

This content downloaded from
79.221.237.202 on Mon, 23 Jun 2025 11:22:31 UTC
All use subject to https://about.jstor.org/terms

Restauriert: Edi

of the description all apply to *Ceropales* (as now understood) and not to *Gorytes*, and because it is certain that Latreille intended the name for the groups of Psammocharid wasps it does not seem desirable or justifiable to go against the rules and opinions governing zoological nomenclature and change the interpretation of a name which has had standing for more than two generations. The following synonymy seems to the author to be correct:

Ceropales Latreille, 1796. Type.—*Evania maculata* Fabricius.

Agenioxenus Ashmead, 1902. Type.—(*Ceropales rufiventris* Walsh) *Ceropales robertsoni* Cresson.

Ceratopales Schulz, 1906 (an emendation which is accepted by Banks, Bul. Mus. Comp. Zool., **63**: 1819, p. 248).

Hypsiceraeus Morice and Durrant, 1915. Type.—*Evania maculata* Fabricius.

Because of the controversy between Viereck and Ashmead (see Ent. N., **13**: p. 275 and p. 318, 1902) concerning the generic name *Agenoxenus* a few words of explanation are necessary. In proposing the generic name *Agenioxenus* Ashmead definitely cited as the type *Ceropales rufiventris* Walsh. This species has been correctly synonymized with *Ceropales robertsoni* Cresson by Fox (Trans. Amer. Ent. Soc., **19**: p. 57, 1892) and is a true *Ceropales*. The genus *Agenioxenus* is, therefore, a synonym of *Ceropales*. It so happens, however, that the probable specimen on which Ashmead founded his genus is a male of the variable *Batazonus interruptus* (Say.). Ashmead's statement that the specimen he had was probably a cotype of *C. rufiventris* is undoubtedly wrong as the specimen will not agree with the original description and bears only a name label in Ashmead's hand writing and the printed label "Through C. V. Riley." This case is covered by opinion 65.

RADIOTELEGRAPHY.—*Notes on beat reception.* L. W. Austin and W. F. Grimes, U. S. Naval Radio Research Laboratory.

Effect of Regeneration.—According to some authorities, the great sensitiveness of the oscillating tube is mostly due to its

This content downloaded from
79.221.237.202 on Mon, 23 Jun 2025 11:22:31 UTC
All use subject to https://about.jstor.org/terms

Restauriert: Edi

regeneration, while, according to others, the sensitiveness is inherent in the beat method. With the autodyne the two factors are impossible to separate, but with the heterodyne this can be done. The experiment was made as follows: The regular laboratory long wave set with magnetic back coupling and without grid condenser was used, but with the back coupling much too loose for local oscillations. Oscillations were then produced by a separate heterodyne and audibilities taken on Nauen, the heterodyne coupling being adjusted to give the best signal. Then the back coupling of the regular set was increased to a point just before autodyne oscillations were set up and where with spark signals strong regeneration would be noted, but no increase in Nauen signals was observed even with retuning. The removal of the plate coil and bridging condenser from the receiving set, thus reducing it to a primitive audion, also had no effect.

Next, with a heterodyne coupling too loose to give the best signal, autodyne regeneration increased the strength of signal; that is, it seems that the back coupling of the receiving set regenerates the local oscillations so as to bring them up to optimum value, but has no observable effect on the strength of received signals. It may be that the resultant increase in sensitiveness due to regeneration and that due to oscillation is the sum rather than the product of the two, so that when they are added, the smaller increase due to regeneration is hidden by the great increase due to the oscillations.

Best Strength of Local Oscillations.—For the range 1–5000 audibility, the best signal is obtained with the same strength of local oscillations for any given circuit and wave-length. The optimum value varies with different vacuum tubes and with different ratios of inductance to capacity, increasing with increasing capacity.

Law of Response and Autodyne and Heterodyne.—In 1915, it was discovered (Journ. Wash. Acad., **6**: 81. 1916), that the law of response of the oscillating tube (autodyne) within the limits of observational error, was linear, that is, that the telephone current was proportional to the first power of the radio frequency

This content downloaded from
79.221.237.202 on Mon, 23 Jun 2025 11:22:31 UTC
All use subject to https://about.jstor.org/terms

Restauriert: Edi

received current in the antenna, instead of proportional to the square, as in the non-oscillating tube, the crystal, electrolytic, etc.

Recently experiments have been made which prove that the linear response law holds for tubes and also for crystal detectors when local oscillations are produced by a heterodyne. Dr. J. M. Miller has suggested that the linear law might not hold if the local oscillations were very weak, for example, if excited by a heterodyne with very loose coupling, but experiment shows that even here there is linear proportionality within the errors of observation.

Introduction of Resistance in the Oscillating Grid Circuit.—It was discovered in 1915 that if an oscillating vacuum tube (autodyne) be coupled to an antenna or loop, any amount of resistance can be introduced in the secondary circuit without reducing the strength of signal, provided the back coupling be strengthened so as to keep the local oscillations at the same strength. This resistance may amount to many thousand ohms, while a small fraction of this resistance, if placed in the antenna or loop circuit, will reduce the signal to silence. Recently it has been found that the same is approximately true with a plain vacuum tube, and even with a crystal detector, when excited to local oscillations by a heterodyne.

In the early experiments the phenomenon was ascribed to a negative resistance action, but this is hardly possible, since the grid circuit is out of tune with the signal, and of course the explanation could hardly be applied to the heterodyne or crystal. As a consequence of the above facts, it follows that with an oscillating receiving tube connected directly in a loop, the strength of received signal is independent of the loop resistance. This has been verified by experiment.

Effect of Varying the Capacity-Inductance Ratio in Oscillating Receiving Tube Circuits.—As the vacuum tube is a voltage operated detector of signals, it has been supposed that the sensibility will be greater, the greater the inductance capacity ratio in the grid circuit. It was reported in 1917 (Proc. I. R. E. 5: 245. 1917) that the sensibility was independent of this

This content downloaded from
79.221.237.202 on Mon, 23 Jun 2025 11:22:31 UTC
All use subject to https://about.jstor.org/terms

Restauriert: Edi

ratio. Recent experiments made on Nauen with inductances varying from 2.5 mh. to 36 mh. again showed no change in sensibility, provided the local oscillations were kept at the optimum value. The telephone current appears to be proportional to the square root of the antenna watts.

Heterodyne, Autodyne and Sensitizing Circuit.—Commander A. H. Taylor and also Mr. Israel have found that for long waves the heterodyne with vacuum bulb is more sensitive than the autodyne. The explanation being that with the heterodyne the secondary can be set exactly on the signal wave-length, while with the autodyne it must be detuned to produce the beats.

In the Research Laboratory it has been found that there is no difference in sensibility, provided the optimum coupling between the primary and secondary is maintained in both cases. With a loose coupling as used by Commander A. H. Taylor, the signal with heterodyne is stronger unless a sensitizing circuit is used with the autodyne. The sensitizing circuit reported in 1915 (Proc. I. R. E., 4: 251. 1916) is a circuit consisting of an inductance and condenser so coupled to the secondary that the latter is given two free wave-lengths, one of which corresponds to the wave-length of the incoming signal, while the other gives the beat frequency. With the sensitizing circuit the autodyne is equal to or better than the heterodyne in sensibility at any coupling. Probably at the optimum main coupling the antenna itself acts to a certain extent as a sensitizing circuit.

While the sensitizing circuit has the advantage of being far simpler than the heterodyne, it is found that the heterodyne is less subject to interference.

Regeneration of Spark Signals.—It has been suggested that possibly the strengthening of spark signals observed with the autodyne when the back coupling is closed to a point just before the note is roughened by the local oscillations may be due to very weak oscillations not strong enough to effect the note. Experiments have, therefore, been made with weak heterodyne coupling to see if the same phenomenon could be found as with the autodyne. No strengthening in the spark signal was observed until the note was roughened.

This content downloaded from
79.221.237.202 on Mon, 23 Jun 2025 11:22:31 UTC
All use subject to https://about.jstor.org/terms

Restauriert: Edi

Röhrendaten

Hier Röhren- Datenblätter, da die amerikanischen Originalröhren inzwischen selten und teuer sind, deutsche Röhren zum Vergleich.
Aber auch die deutschen Röhren jener Zeit sind selten und teuer geworden.

Es empfiehlt sich ggf. also ein Ersatz durch jüngere Röhren, bis hin zu Miniaturröhren, 7 Stift: B7G, 9-Stift; B9A, amerikanoisch Pico-7 und Pico-9. Diskutabel sind auch Subminiaturröhren, oft russischer Herkunft.

Miniaturröhren passen problemlos in die alten Röhrensockel, gelötet, oder mit ihrem eigenen Sockel (also "Umsockeln").
Immerhin gibt es unter modernen Miniaturröhren auch direkt geheizte Batterie- Röhren.
Die Heizspannung muß natürlich immer angepaßt werden.

Indirekt geheizte Röhren sind aber genauso möglich- nur haben die alten Röhrensockel der amerikanischen Röhren mit UX-4- Sockel keinen 5. Stift, deutsche Röhren B4 gibt es als 5- Stift-Röhren, dann ist es B5.

In jedem Falle wird dann eine passende Fassung benötigt.

Ideal wäre, wenn die Heizspannung des Gerätes bliebe, die Röhren durch Vorwiderstände ihre richtige Heizspannung bekommen.

Der Ersatz ist meist gut machbar, in dem Bereich geringer Anodenspannung, in dem die Geräte damals arbeiteten, ist sowieso nur geringe Verstärkung möglich.
Da finden sich viele heutige Röhren, die mit geringer Anodenspannung als Ersatz dienen können, Trioden, aber auch als Triode geschaltete Pethoden.





Umgesockelte 01 (USA), ohne Kolben, der wird später übergestülpt und angeklebt.
AUf dem Röhrenprüfgerät erscheint die umgesockelte Röhre als neue 01.

MAZDA BELVU

PENTODE DE PUISSANCE

Amplificateur R.F.
oscillateur, multiplicateur de fréquence

3 B 4

CARACTERISTIQUES GENERALES

Filament à oxyde
Chauffage direct par tension continue ou alternative

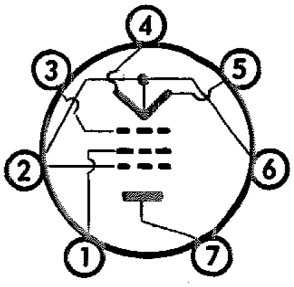
Alimentation du filament		en série (1)	en parallèle
Tension filament	Vf	2,5	1,25 V
Courant filament	If	165	330 mA
Ampoule		A 19-2	
Embase		7 C 10 (7 broches)	
Position de montage		quelconque	

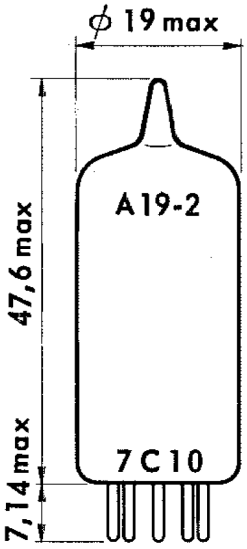
Capacités interélectrodes (avec blindage externe)

Capacité grille n° 1/anode	Cg_1/a	0,16 pF max
Capacité d'entrée	Ce	4,5 pF
Capacité de sortie	Cs	7,5 pF

BROCHAGE ET ENCOMBREMENT

Broche n° 1 ..... Grille n° 2
Broche n° 2 ..... Grille n° 3, point milieu du filament
Broche n° 3 ..... Grille n° 1
Broche n° 4 ..... - Filament (note 2)
Broche n° 5 ..... + Filament (note 2)
Broche n° 6 ..... Grille n° 3, point milieu du filament
Broche n° 7 ..... Anode





(Notes : Voir page 1.3).

Reproduction Interdite

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

3 B 4

MAZDA
BELVU

AMPLIFICATEUR H.F. - OSCILLATEUR CLASSE C TELEGRAPHIE
MODULATION DE FREQUENCE
REGIME AVEC CLE ABAISSEE, SANS MODULATION D'AMPLITUDE

LIMITES MAXIMALES D'UTILISATION

Système des limites absolues

Tension filament (branchement en série)	Vf	2,875 V max 2,125 V min
Tension filament (branchement en parallèle)	Vf	1,438 V max 1,062 V min
Tension d'anode	Va	150 V max
Tension de grille n° 2	Vg_2	135 V max
Tension négative de grille n° 1	$-Vg_1$	75 V max
Courant d'anode	Ia	25 mA max
Courant de grille n° 1	Ig_1	1,5 mA max
Puissance appliquée à l'anode	PaN	3,75 W max
Puissance appliquée à la grille n° 2	Pg_2N	1,1 W max
Dissipation d'anode	Pa	3 W max
Fréquence de fonctionnement	f	100 MHz max

CARACTERISTIQUES NOMINALES

Tension filament	Vf	2,5 V
Tension d'anode	Va	200 V
Tension de grille n° 2	Vg_2	150 V
Tension de grille n° 1	Vg_1	-25 V
Courant d'anode	Ia	19 mA
Courant de grille n° 2	Ig_2	2,0 mA max
Courant inverse de grille n° 1	$-Ig_1$	1,5 μA max
Pente	S	1,85 mA/V
Facteur d'amplification g_2 g_1	Kg_2g_1	3,7 -

Reproduction Interdite

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

CONDITIONS NORMALES D'UTILISATION

Amplificateur R.F. et oscillateur classe C télégraphie

Fréquence 100 MHz

Tension d'anode	Va	90	150 V
Tension de grille n° 2	Vg_2	90	135 V
Tension de grille n° 1 (3)	Vg_1	-18	-38 V
ou Résistance en série dans le circuit (4)	Rg_1	45	70 kΩ
Tension de crête H.F. sur la grille n° 1	Vg_1 cr	35	63 V
Courant d'anode	Ia	15	25 mA
Courant de grille n° 2	Ig_2	4,8	6,2 mA
Courant de grille n° 1	Ig_1	0,4	0,55 mA
Puissance d'entrée	Pe	0,03	0,07 W
Puissance de sortie	Ps	0,45	1,25 W

NOTES

(1) Lorsque les filaments sont branchés en série, il est essentiel d'égaliser la chute de tension aux bornes de chaque section. A cet effet, une résistance doit être placée en parallèle sur la 2ème section afin d'écouler le courant cathodique de la 1ère section.

(2) Lorsque les filaments sont branchés en parallèle, les broches 4 et 5 sont connectées au pôle positif et les broches 2 et 6 au pôle négatif.

(3) Polarisation obtenue au moyen d'une source de tension séparée.

(4) Polarisation obtenue au moyen d'une résistance, de valeur indiquée, placée dans le circuit de grille n° 1.

Reproduction interdite

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

RMA Release No. 653

April 30, 1948

TYPE 3B4**
Miniature Instant-Heating Beam Pentode

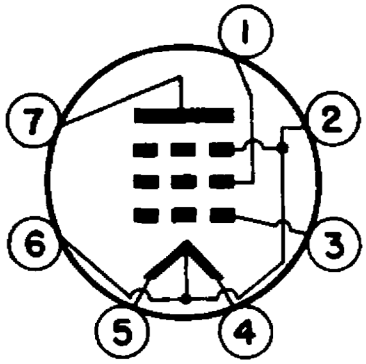
The Hytron type 3B4 is a filamentary-type radio-frequency beam-power amplifier for use in very-high-frequency portable-mobile equipment as a Class C oscillator, frequency multiplier, and r-f amplifier in those applications where it is desired to eliminate filament drain during standby periods. It utilizes a 1.25/2.5 volt filament which is essentially instantaneous in heating. The 3B4 may be used at full ratings to 100 megacycles.

GENERAL CHARACTERISTICS

Filament *		oxide coated
Potential a-c or d-c	1.25 or 2.5 ± 15%	volts
Current	330 or 165	milliamperes
Transconductance for Ib=19mA	1700	umhos
Amplification factor		
G_1 to G_2	4.1	
Direct interelectrode capacitances (without external shield)		
Grid to plate (maximum)	0.16	uuf
Input	4.6	uuf
Output	7.6	uuf
Maximum overall length	2-1/8	inches
Effective bulb length (hold-down height)	1½±3/32	inches
Maximum diameter	3/4	inches
Bulb	T-5½	
Base		miniature button 7-pin
Mounting position		any

TERMINAL CONNECTIONS

Pin 1. Screen grid
Pin 2. Filament center tap, beam plates and internal shielding.
Pin 3. Control grid
Pin 4. Filament
Pin 5. Filament
Pin 6. Same as pin 2
Pin 7. Plate



BOTTOM VIEW

7CY

In v-h-f circuits it may be desirable to by-pass the filament center taps or ground them to a common point to provide lowest effective cathode inductance.

**HD30

Restauriert: Edi

Restauriert: Edi

R.F. POWER AMPLIFIER AND OSCILLATOR
CLASS C TELEGRAPHY AND FREQUENCY MODULATION

Key down conditions per tube without amplitude modulation

Maximum Ratings, Absolute Values

D-c plate potential	150 max	volts
D-c screen grid potential	135 max	volts
D-c control grid potential	-75 max	volts
Control grid resistor	100,000 max	ohms
D-c plate current	25 max	ma
D-c control grid current	1.5 max	ma
D-c plate input power	3.75 max	watts
D-c screen grid input power	1.1 max	watts
Plate dissipation	3 max	watts

Typical Operation and Average Characteristics, Class C Oscillation and Amplifier 100 mc.

Filament potential	2.5	2.5	volts
D-c plate potential	90	150	volts
D-c screen grid potential	90	135	volts
D-c control grid potential# (a	-18	-38	volts
D-c control grid potential# (b	45,000	70,000	ohms
Peak r-f control grid potential	35	63	volts
D-c plate current	15	25	ma
D-c screen grid current	4.8	6.2	ma
D-c control grid current	0.4	0.55	ma
Total grid driving power(approx.)	0.03	0.07	watts
Useful power output (approx.)	0.45	1.25	watts

* When the filament sections are series connected, the low section of the filament should be shunted by a resistor to by-pass the cathode current of the upper section of the filament (equal to on half of the sum of plate and screen currents).

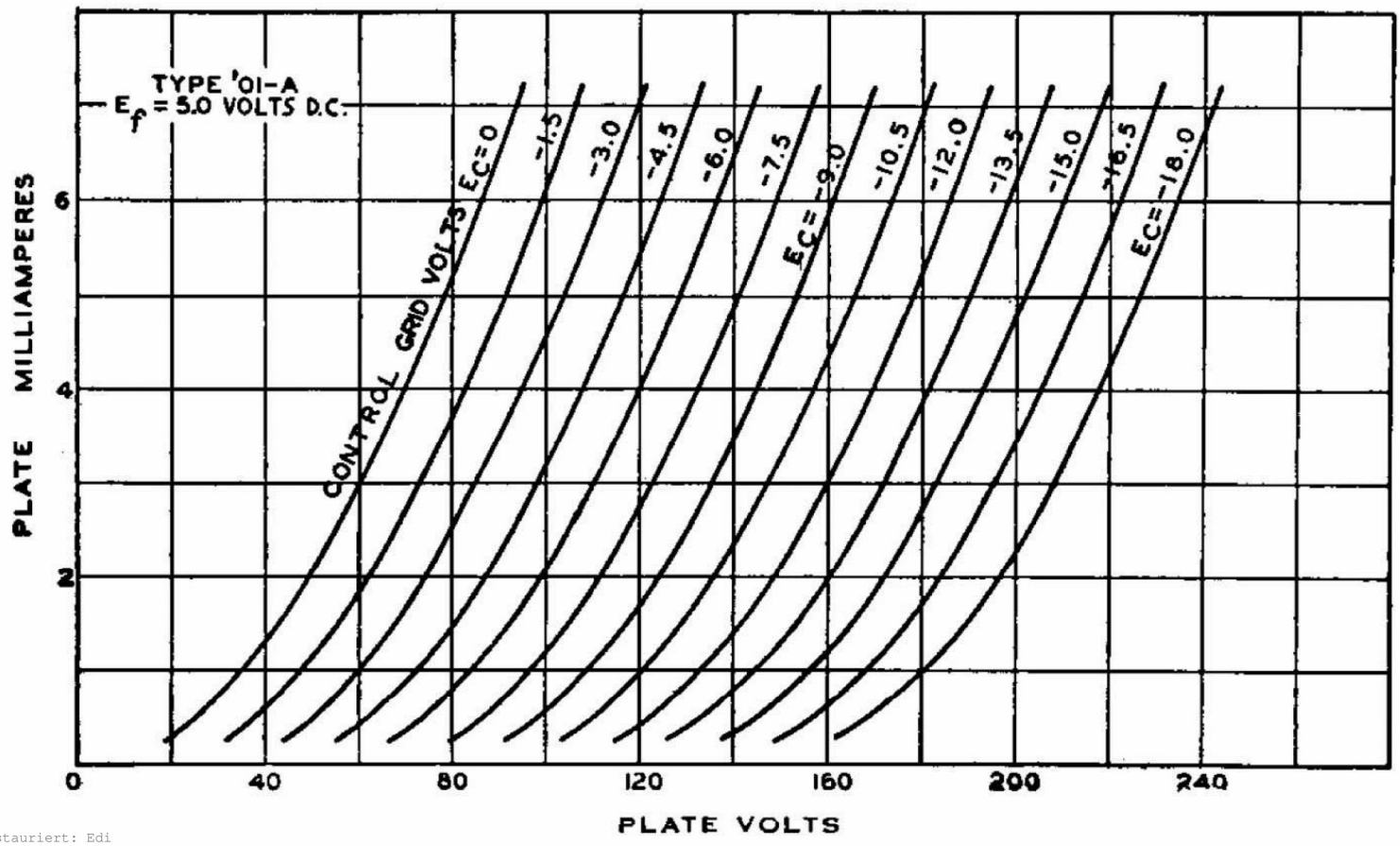
Note: When the 3B4 is operated from usual dry cells (carbon-zinc) a filament dropping resistor is necessary to prevent over voltage when new batteries are used.

\# Obtained from (a) fixed supply, (b) control grid resistor, (c) cathode resistor, or by combination of methods.

Restauriert: Edi

Restauriert: Edi

CX201A AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS

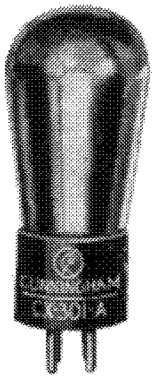


Restauriert: Edi

Restauriert: Edi

Cunningham RADIO TUBES

CX-301-A



DETECTOR, AMPLIFIER

The '01-A is a three-electrode storage battery tube for use as a detector and as an amplifier.

CHARACTERISTICS

Filament Voltage (D. C.)		5.0	Volts
Filament Current		0.25	Ampere
Plate Voltage	90	135 *max.*	Volts
Grid Voltage	−4.5	−9	Volts
Plate Current	2.5	3.0	Milliamperes
Plate Resistance	11000	10000	Ohms
Amplification Factor	8	8	
Mutual Conductance	725	800	Micromhos
Grid-Plate Capacitance		8.1	μμf.
Grid-Filament Capacitance		3.1	μμf.
Plate-Filament Capacitance		2.2	μμf.
Maximum Overall Length			$4\frac{11}{16}$"
Maximum Diameter			$1\frac{13}{16}$"
Bulb (See page 42, Fig. 8)			S-14
Base			Medium 4-Pin

INSTALLATION

The **base** pins of the '01-A fit the standard four-contact socket. The socket should be installed so that the tube will operate in a vertical position. Cushioning of the socket in the detector stage may be desirable if microphonic disturbances are encountered. For socket connections, see page 39, Fig. 1.

The **filament** in the '01-A is intended for operation from a 6-volt storage battery. A fixed or variable resistor of suitable value is required to reduce the battery voltage to 5.0 volts across the filament terminals at the socket. At this voltage, the most satisfactory operating performance will be obtained.

APPLICATION

As a **detector,** the '01-A may be operated either with grid leak and condenser or with grid bias. The recommended plate voltage for the former method is 45 volts. A grid leak of from 1 to 5 megohms used with a grid condenser of 0.00025 μf. is suitable. The grid circuit return should be connected to the positive filament terminal. For grid bias detection, plate voltages up to the maximum value of 135 volts may be used with the corresponding negative grid bias voltage (13.5 volts approximately).

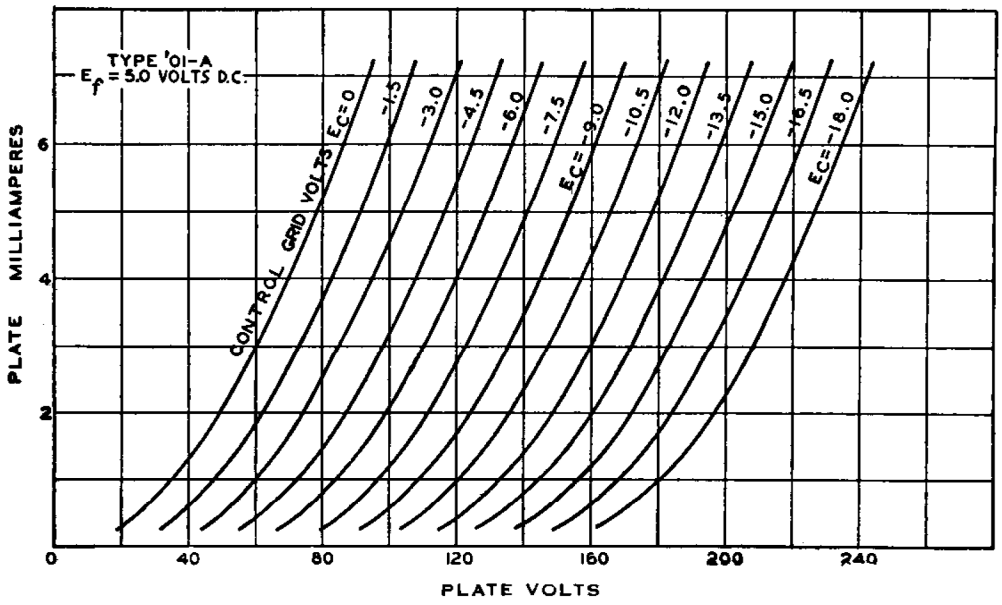
As an **amplifier,** the '01-A is applicable to the audio- or the radio-frequency stages of a receiver. Plate voltages and the corresponding grid voltages for audio amplifier service should be determined from the tabulated characteristics and the curves in order to obtain optimum performance and freedom from distortion. The higher plate voltages will be found advantageous under conditions where the impressed signal is large or where maximum voltage output is desired.

When the '01-A is used as a radio-frequency amplifier, little is gained from the use of plate voltages exceeding 90 volts. The '01-A is well adapted for use as an interstage audio-frequency amplifier but a power output tube is recommended for the final audio stage.

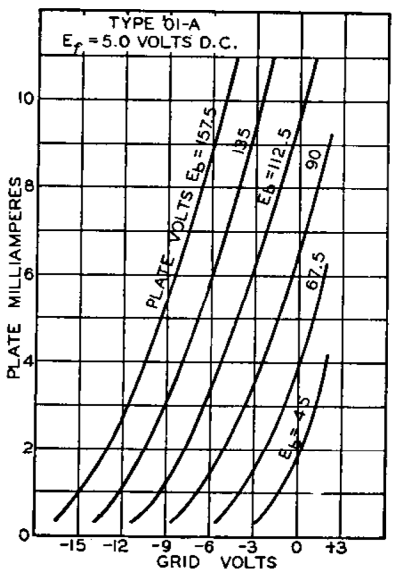
Volume control of the receiver may be accomplished by variation of either the grid bias or the plate voltage applied to the radio-frequency stages.

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

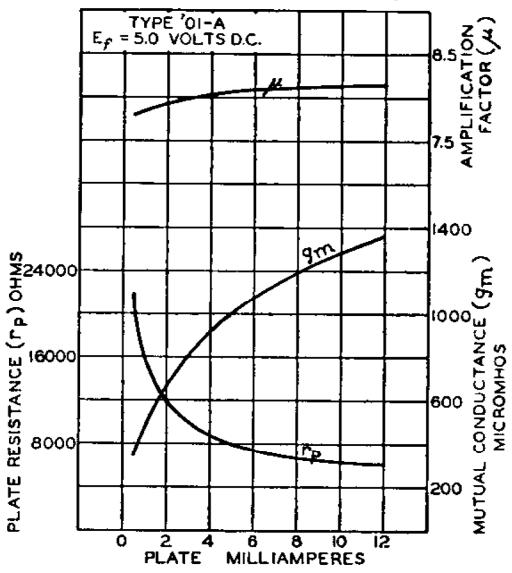
AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS



AVERAGE CHARACTERISTICS

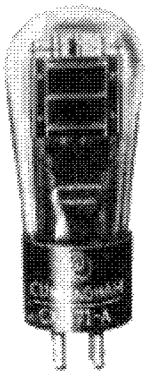


AVERAGE CHARACTERISTICS



Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

Cunningham RADIO TUBES



CX-371-A

POWER AMPLIFIER

The '71-A is a power amplifier tube of low output impedance for use in the output stage of audio-frequency amplifiers.

CHARACTERISTICS

Filament Voltage (D. C.)			5.0	Volts
Filament Current			0.25	Ampere
Plate Voltage	90	135	180 *max.*	Volts
Grid Voltage*	−16.5	−27	−40.5	Volts
Plate Current	12	17.5	20	Milliamperes
Plate Resistance	2250	1960	1850	Ohms
Amplification Factor	3	3	3	
Mutual Conductance	1330	1520	1620	Micromhos
Load Resistance	3200	3500	5350	Ohms
Undistorted Power Output	125	370	700	Milliwatts
Grid-Plate Capacitance		7.4		μμf.
Grid-Filament Capacitance		3.7		μμf.
Plate-Filament Capacitance		2.1		μμf.
Maximum Overall Length				$4\frac{11}{16}$"
Maximum Diameter				$1\frac{13}{16}$"
Bulb (See page 42, Fig. 8)				S-14
Base				Medium 4-Pin

* For operation on a-c filament supply, increase grid bias voltage 2.5 volts.

INSTALLATION

The **base** pins of this tube fit the standard four-contact socket. The socket should be installed so that the tube will operate in a vertical position. For socket connections, see page 39, Fig. 1.

The coated **filament** of the '71-A may be operated from a storage battery or from the a-c line through a step-down transformer. For operation of this tube from a storage battery, a fixed or variable resistor of suitable value is required to reduce the battery voltage to 5.0 volts across the filament terminals at the socket. Most satisfactory operating performance of the tube will be obtained at the rated filament voltage.

APPLICATION

Operating conditions are given under Characteristics for the use of this tube in the power output stage. With a d-c filament supply, the grid and the plate return should be made to the negative filament terminal.

For a-c filament supply, the plate and the grid return should be brought either to a mid-tapped resistor of 20 to 40 ohms across the filament winding, or to a mid-tap of the filament winding. To prevent overloading and distortion, the recommended negative grid bias should always be used.

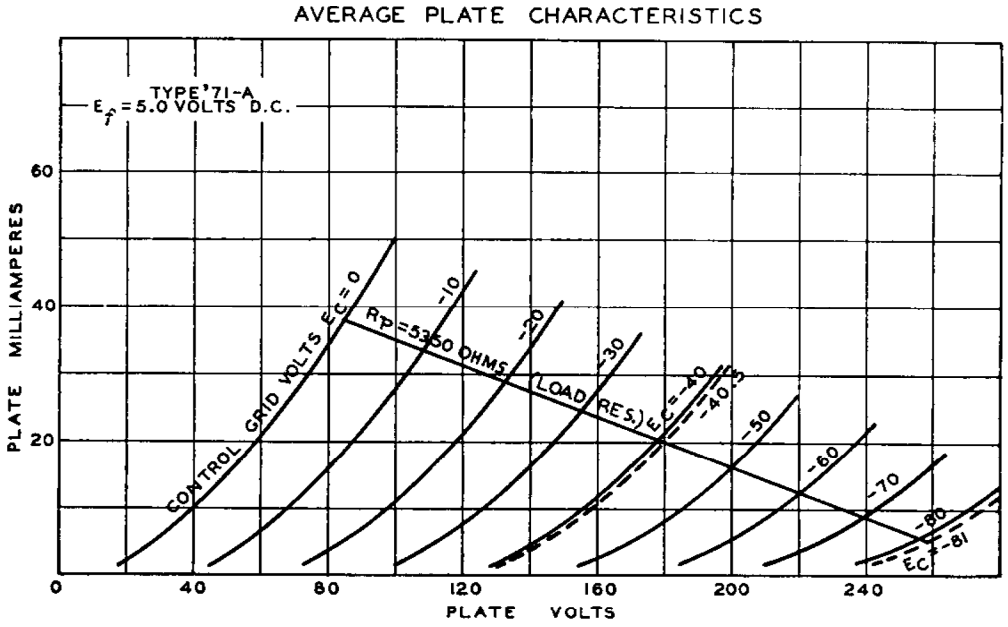
Grid bias for the '71-A may be obtained from a C-battery or by means of the voltage drop in a resistor connected in the negative plate return lead. This second method is known as the self-biasing method, since the plate current determines the

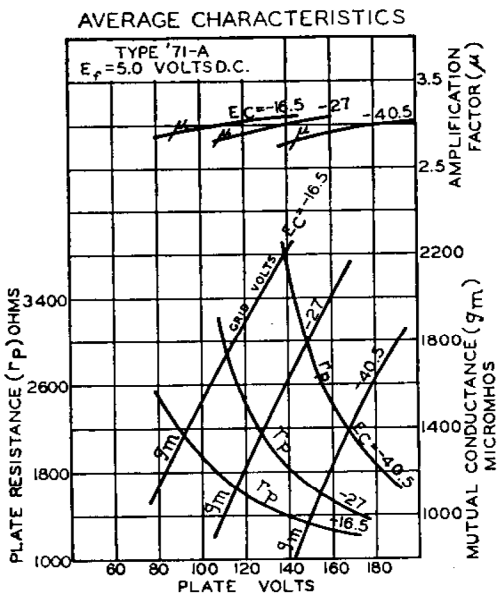
Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

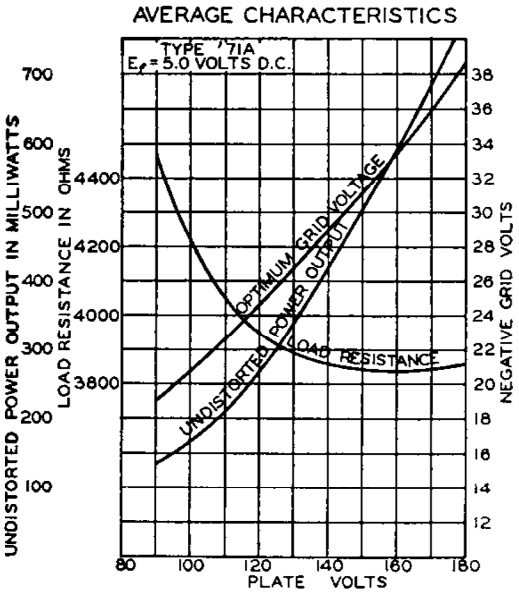
drop. It is not, however, generally applicable to battery operated receivers. The proper value of this resistor for a plate voltage of 180 volts is 2150 ohms; for a plate voltage of 135 volts, 1700 ohms; and for 90 volts, 1600 ohms.

If more output is desired than can be obtained from a single '71, two '71's may be operated either in parallel or push-pull connection. See page 13. When two '71's are operated together in the same amplifier stage, the values of the self-biasing resistors will be approximately one-half the values given above for a single tube.

An **output device** should be used to transfer power to the winding of the reproducing unit.

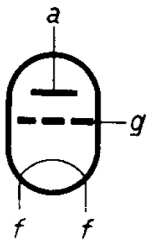






Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

KC 1 Triode



Die Röhre KC 1 ist eine Triode, die als N.F.-Verstärker, Anodengleichrichter und Oszillator in Batterieempfängern benutzt werden kann. Als Gittergleichrichter wird sie nicht empfohlen, weil die maximale Ausgangswechselspannung in den meisten Fällen nicht ausreicht, um eine Endstufe voll auszusteuern. Bei Verwendung als N.F.-Verstärker muß darauf geachtet werden, daß die totale N.F.-Verstärkung, die auf das Gitter dieser Röhre folgt, nicht zu groß ist, weil sonst Mikrophoneffekt auftreten könnte.

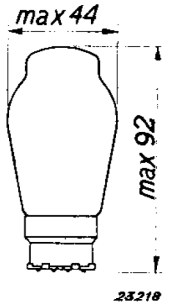


Abb. 1
Abmessungen in mm.

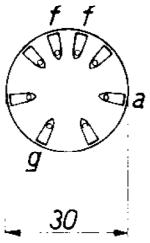


Abb. 2
Elektrodenanordnung und Sockelanschlüsse.

HEIZDATEN

Heizung: Direkt durch Batteriestrom, Parallelspeisung.

Heizspannung	V_f	= 2,0 V
Heizstrom	I_f	= 0,065 A

BETRIEBSDATEN

Anodenspannung	V_a =	90	135 V
Anodenstrom	I_a =	0,3	1,2 mA
Neg. Gittervorspannung	V_g =	−1,5	−1,5 V
Steilheit	S =	0,4	0,6 mA/V
Innerer Widerstand	R_i =	60000	40000 Ω
Verstärkungsfaktor	μ =	24	24

GRENZDATEN

V_a		= max. 150 V
W_a		= max. 0,5 W
I_k		= max. 4 mA
V_g	(I_g = 0,3 µA)	= max. −0,2 V
R_{gf}		= max. 2 MΩ

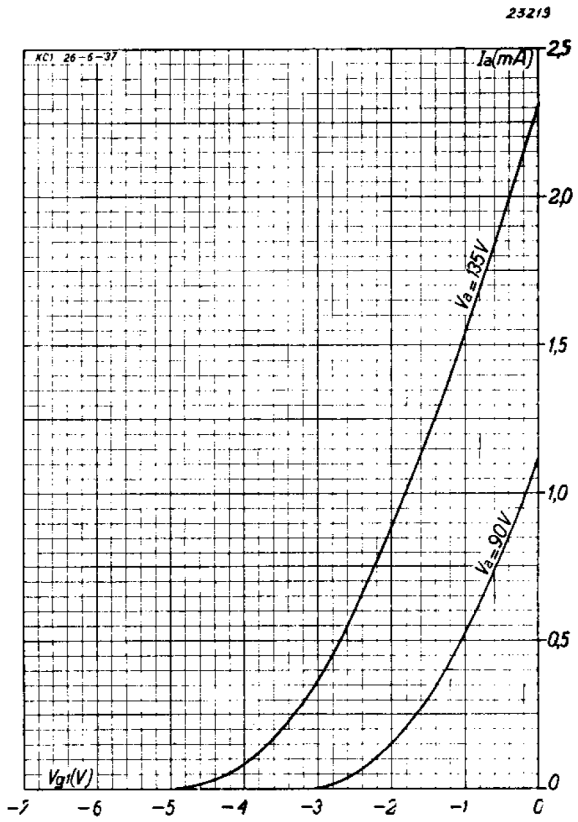


Abb. 3
Anodenstrom als Funktion der negativen Gitterspannung bei Va = 90 und 135 V.

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

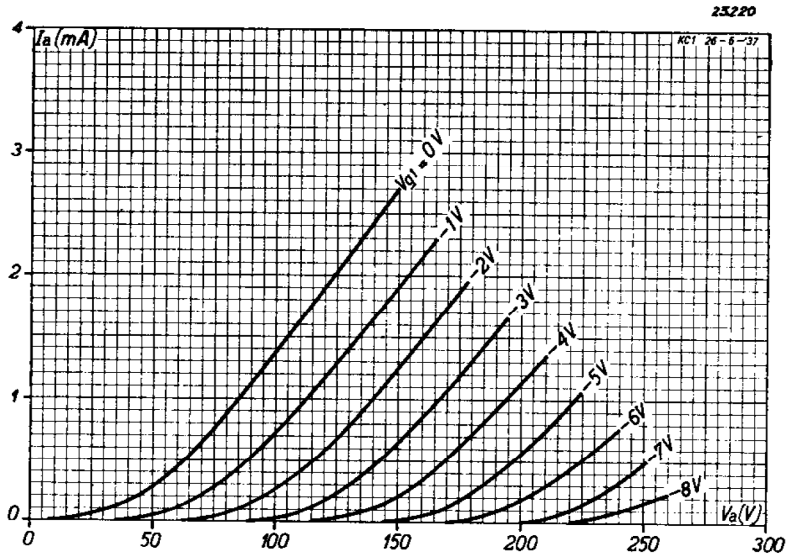


Abb. 4
Anodenstrom als Funktion der Anodenspannung bei verschiedenen negativen Gitterspannungen.

TABELLE

Die Röhre KC 1 als Niederfrequenzverstärker mit Widerstandskopplung

Spannung der Anodenbatterie *Vb* Volt	Anodenkopplungswiderstand *Ra* Megohm	Anodenstrom *Ia* mA	Neg. Gittervorsp. *Vg* Volt	Für eine Ausgangswechselspannung von 7 $V_{(eff)}$: Verstärkung *Vo*/*Vi*	Für eine Ausgangswechselspannung von 7 $V_{(eff)}$: Verzerrung d_{tot} %	Für eine Ausgangswechselspannung von 10 $V_{(eff)}$: Verstärkung *Vo*/*Vi*	Für eine Ausgangswechselspannung von 10 $V_{(eff)}$: Verzerrung d_{tot} %
90	0,32	0,08	—1,5	14,6 ×	2,7	—	—
90	0,32	0,13	—0,75	16,7 ×	1,6	—	—
135	0,32	0,18	—1,5	—	—	19 ×	1,0
135	0,32	0,23	—0,75	—	—	20 ×	0,8
90	0,2	0,11	—1,5	14,3 ×	4	—	—
90	0,2	0,17	—0,75	16,2 ×	1,5	—	—
135	0,2	0,26	—1,5	—	—	18 ×	1,0
135	0,2	0,32	—0,75	—	—	18,5 ×	0,8

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

PHILIPS „MINIWATT" KC1

Röhrentype: Triode, N.F.-Verstärker.
Type de tube: Triode, amplificateur B.F.
Type of tube: Triode, L.F.amplifier

Heizung dir., durch Batteriestrom, Parallelspeisung
Chauffage dir., par courant de batterie, alimentation en parallèle
Heating dir., by battery current, parallel filament supply

	Vf	2,0 V
	If	0,065 A

Kapazitäten
Capacités
Capacities

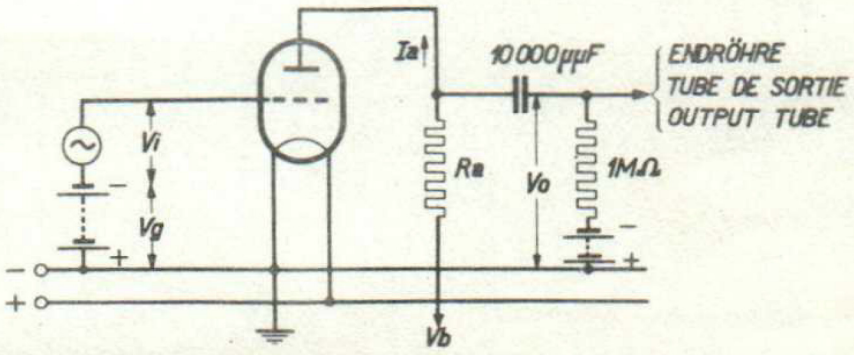
Cag	3,1 µµF
Cak	1,3 µµF
Cgk	2,2 µµF

Kenndaten
Caractéristiques typiques
Typical characteristics

Va	90	135 V
Vg	-1,5	-1,5 V
Ia	0,3	1,2 mA
S	0,4	0,6 mA/V
Ri	60000	60000 Ω
µ	25	25

Betriebsdaten für N.F.-Verstärkung mit Widerstandskoppl.
Caractéristiques de service, utilisation comme amplificateur B.F. à couplage par résistance
Operating characteristics for use as L.F. amplifier with resistance coupling

Vb (V)	Ra (MΩ)	Vg (V)	Ia (mA)	Vo_{eff} (V)	Vo/Vi	dtot (%)
135	0,2	-1,5	0,26	10	18	1
		-0,75	0,32	10	18,5	0,8
	0,32	-1,5	0,18	10	19	1
		-0,75	0,23	10	20	0,8
90	0,2	-1,5	0,11	7	14,3	4
		-0,75	0,17	7	16,2	1,5
	0,32	-1,5	0,08	7	14,6	2,7
		-0,75	0,13	7	16,7	1,6



12. 7.1940 11311/2

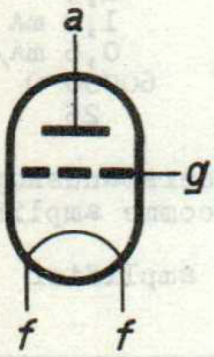
Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

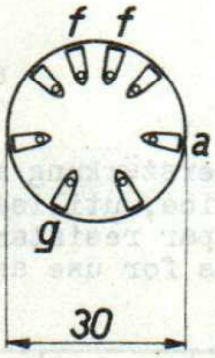
KC1 PHILIPS „MINIWATT"

Grenzwerte für den Betrieb
Limites fixées pour l'utilisation
Limit ratings for operation

Va	max.	135	V
Wa	max.	0,5	W
Ik	max.	4	mA
Vg (Ig = +0,3 µA)	max.	-0,2	V
Rgk	max.	3	MΩ

Elektrodenanordnung, Sockelanschlüsse und max. Abmessungen in mm.
Disposition des électrodes, connexions du culot et dimensions max. en mm.
Electrode arrangement, base connections and max. dimensions in mm.

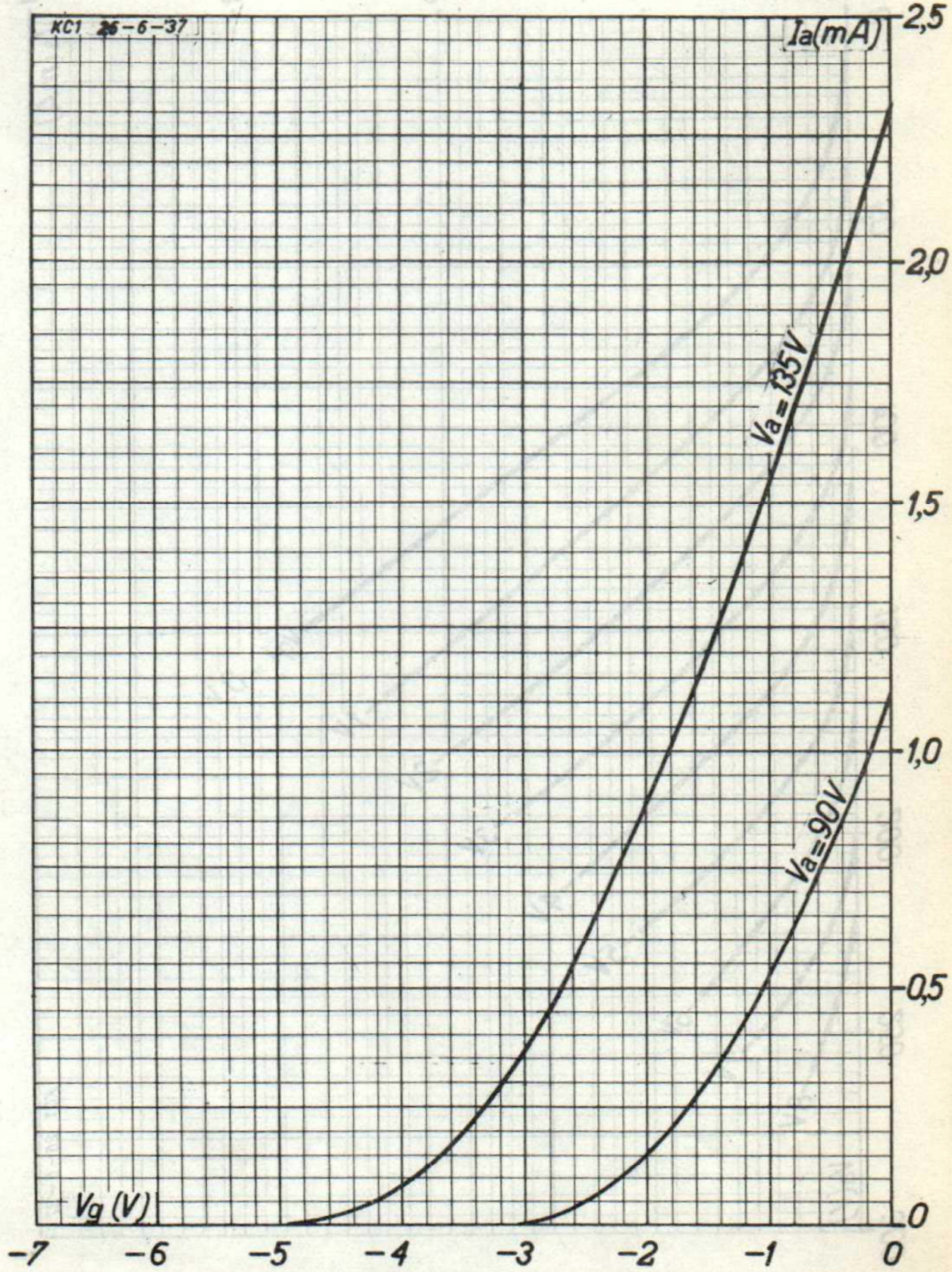






Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

PHILIPS „MINIWATT" KC1

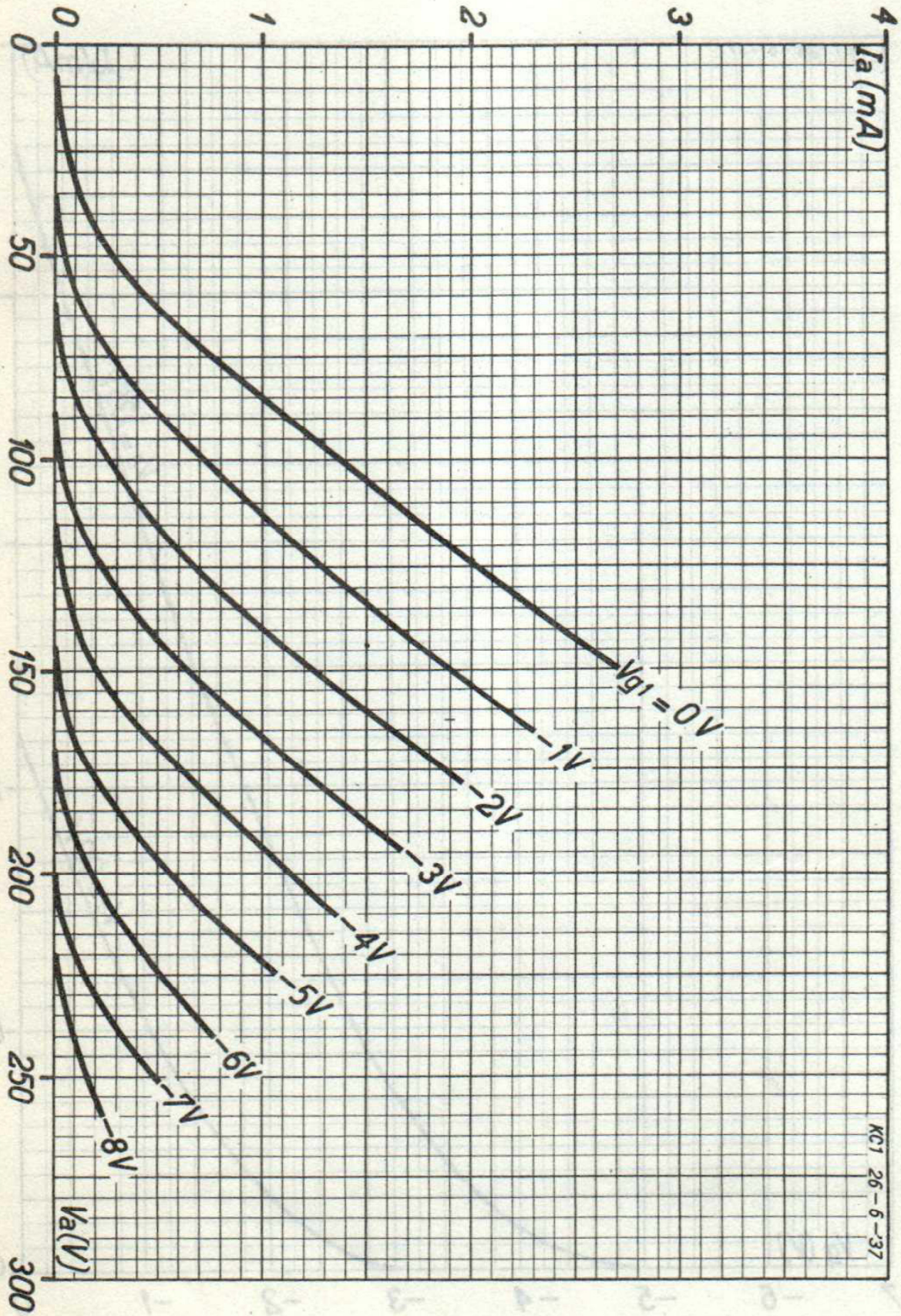


12/7'40

11313

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

KC1 PHILIPS „MINIWATT"



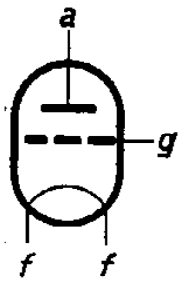
12/7-40

11314

Restauriert: Edi

Restauriert: Edi

KC 1 Triode



Die Röhre KC 1 ist eine Triode, die als N.F.-Verstärker, Anodengleichrichter und Oszillator in Batterieempfängern benutzt werden kann. Als Gittergleichrichter wird sie nicht empfohlen, weil die maximale Ausgangswechselspannung in den meisten Fällen nicht ausreicht, um eine Endstufe voll auszusteuern. Bei Verwendung als N.F.-Verstärker muß darauf geachtet werden, daß die totale N.F.-Verstärkung, die auf das Gitter dieser Röhre folgt, nicht zu groß ist, weil sonst Mikrophoneffekt auftreten könnte.

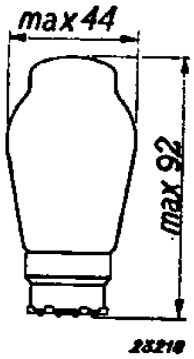


Abb. 1
Abmessungen in mm.

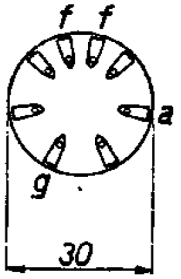


Abb. 2
Elektrodenanordnung und Sockelanschlüsse.

HEIZDATEN

Heizung: Direkt durch Batteriestrom, Parallelspeisung.

Heizspannung . . . . . V_f = 2,0 V
Heizstrom . . . . . I_f = 0,065 A

KAPAZITÄTEN

C_{ag} = 3,5 µµF
C_{af} = 2,0 µµF
C_{gf} = 3,0 µµF

BETRIEBSDATEN

Anodenspannung	V_a =	90	135 V
Anodenstrom	I_a =	0,3	1,2 mA
Neg. Gittervorspannung	V_g =	−1,5	−1,5 V
Steilheit	S =	0,4	0,6 mA/V
Innerer Widerstand	R_i =	60 000	40 000 Ω
Verstärkungsfaktor	µ =	24	24

GRENZDATEN

V_a		= max. 135 V
W_a		= max. 0,5 W
I_k		= max. 4 mA
V_g	(I_g = + 0,3 µA)	= max. −0,2 V
R_{gf}		= max. 3 MΩ

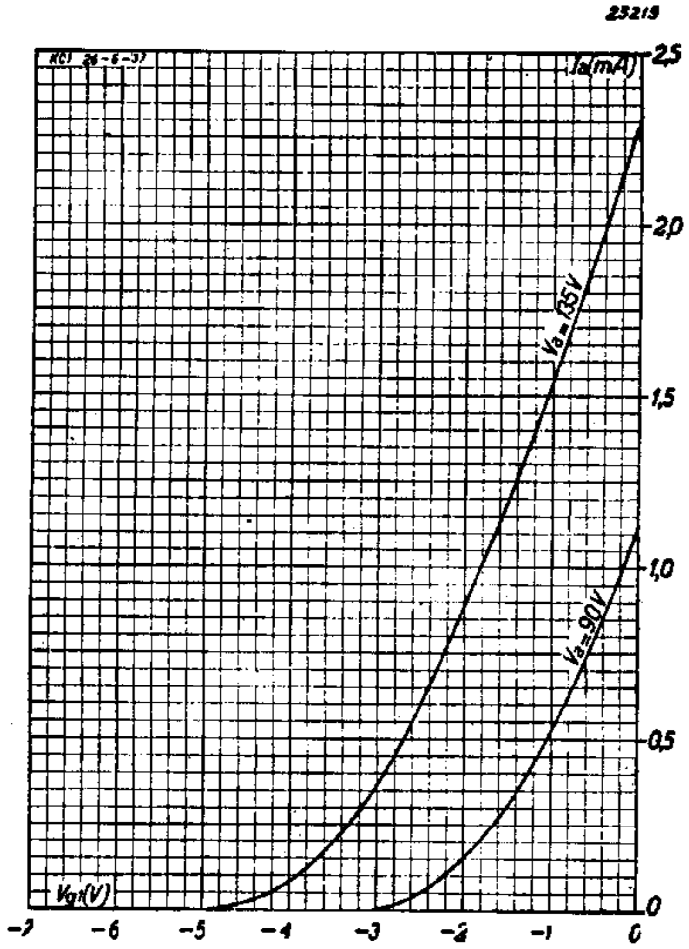


Abb. 3
Anodenstrom als Funktion der negativen Gitterspannung bei V_a = 90 und 135 V.

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi
52 / 67

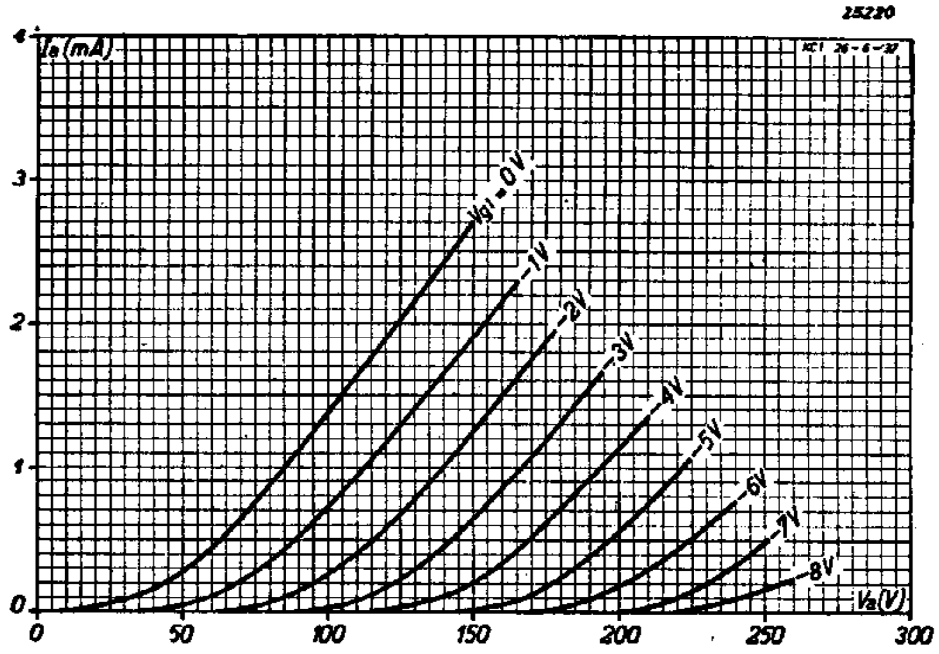


Abb. 4
Anodenstrom als Funktion der Anodenspannung bei verschiedenen negativen Gitterspannungen.

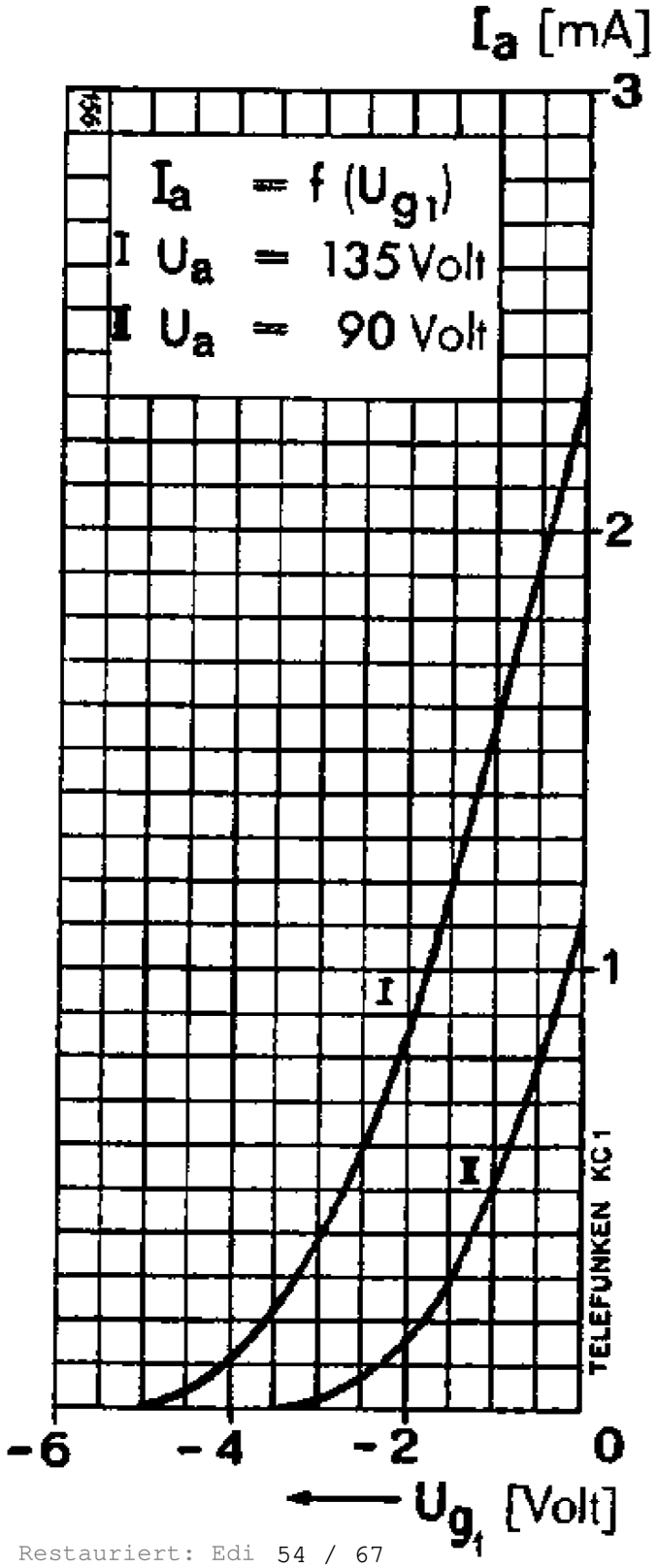
TABELLE

Die Röhre KC 1 als Niederfrequenzverstärker mit Widerstandskopplung

Spannung der Anodenbatterie Vb Volt	Anodenkopplungswiderstand Ra Megohm	Anodenstrom Ia mA	Neg. Gittervorsp. Vg Volt	Für eine Ausgangswechselspannung von 7 $V_{(eff)}$		Für eine Ausgangswechselspannung von 10 $V_{(eff)}$	
				Verstärkung $\frac{Vo}{Vi}$	Verzerrung d_{tot} %	Verstärkung $\frac{Vo}{Vi}$	Verzerrung d_{tot} %
90	0,32	0,08	−1,5	14,6 ×	2,7	—	—
90	0,32	0,13	−0,75	16,7 ×	1,6	—	—
135	0,32	0,18	−1,5	—	—	19 ×	1,0
135	0,32	0,23	−0,75	—	—	20 ×	0,8
90	0,2	0,11	−1,5	14,3 ×	4	—	—
90	0,2	0,17	−0,75	16,2 ×	1,5	—	—
135	0,2	0,26	−1,5	—	—	18 ×	1,0
135	0,2	0,32	−0,75	—	—	18,5 ×	0,8

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

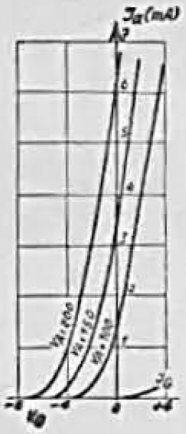
KC 1


I_a [mA]
3
2
1
$I_a = f(U_{g_1})$
I U_a = 135 Volt
I U_a = 90 Volt
I
I
TELEFUNKEN KC1
-6
-4
-2
0
U_{g_1} [Volt]

TELEFUNKEN

RE 034

V_f = 4 Volt
J_f ≈ 0,065 Amp.
V_a ≈ 40 - 200 Volt
S ≈ 1,2 mAmp./Volt
$g = \left(\frac{1}{D}\right) \approx 25$





V_g	V_a
0—1.5	100
1.5—2	150
2—3	200

Bei dieser unter Benutzung modernsten Heizfadenmaterials hergestellten Röhre ist ein Leuchten des Heizfadens nicht mehr sichtbar.

This valve contains a new super-efficient filament working at low temperature and glowing invisibly.

Le filament de cette lampe fabriqué de matérial d'un rendement supérieur s'opère à température reduite, et ne montre pas d'incandescence visible.

Zeichenerklärung	Explanation of abbreviations	Explication des abbréviations
V_f = Fadenspannung	Filament tension	Tension de filament
V_a = Anodenspannung	Plate tension	Tension de plaque
V_g = Gitterspannung	Grid tension	Tension de grille
J_f = Heizstrom	Filament current	Courant de filament
S = Steilheit	Slope, Mutual conductance	Pente de la caractéristique
g = Verstärkungsfaktor	Voltage amplification faktor	Coefficient d'amplification

Alle Zahlen sind Annäherungswerte	All dates are approximate	Les chiffres donnés sont approximatifs

Restauriert: Edi

Typerklärung: die Typbezeichnungen der Telefunkenröhren setzen sich zusammen aus:

	Buchstabengruppe	Zusatz	Zahlengruppe	letzte Ziffer	Index	
Beispiel	RE	S	16	4	d	
	RE Empfängerröhre	N für Wechselstromheizung S Schirmgitterröhre	Heizstrom in 1/100 Amp. (Die Zahlen geben nur einen Annäherungswert)	Klemmspannung der Heizstromquelle (Batterie oder Transformator)	ohne Index	norm. 4-, 5- oder 7-pol. Sockel
					d	normaler 4-pol. Sockel mit 1 Seitenklemme für Doppel-Gitterröhren
	RG Gleichrichterröhre	L für Akkumulatorladung N für Anodennetzanschluß			Serie	Spezialröhren für Gleichstrom-Netzbetrieb in Serienschaltung
	RV Vorverstärker(Sende)-röhre				Neutro	Spezialröhren für Hochfrequenzverstärkg. mit besonders kleiner Innenkapazität

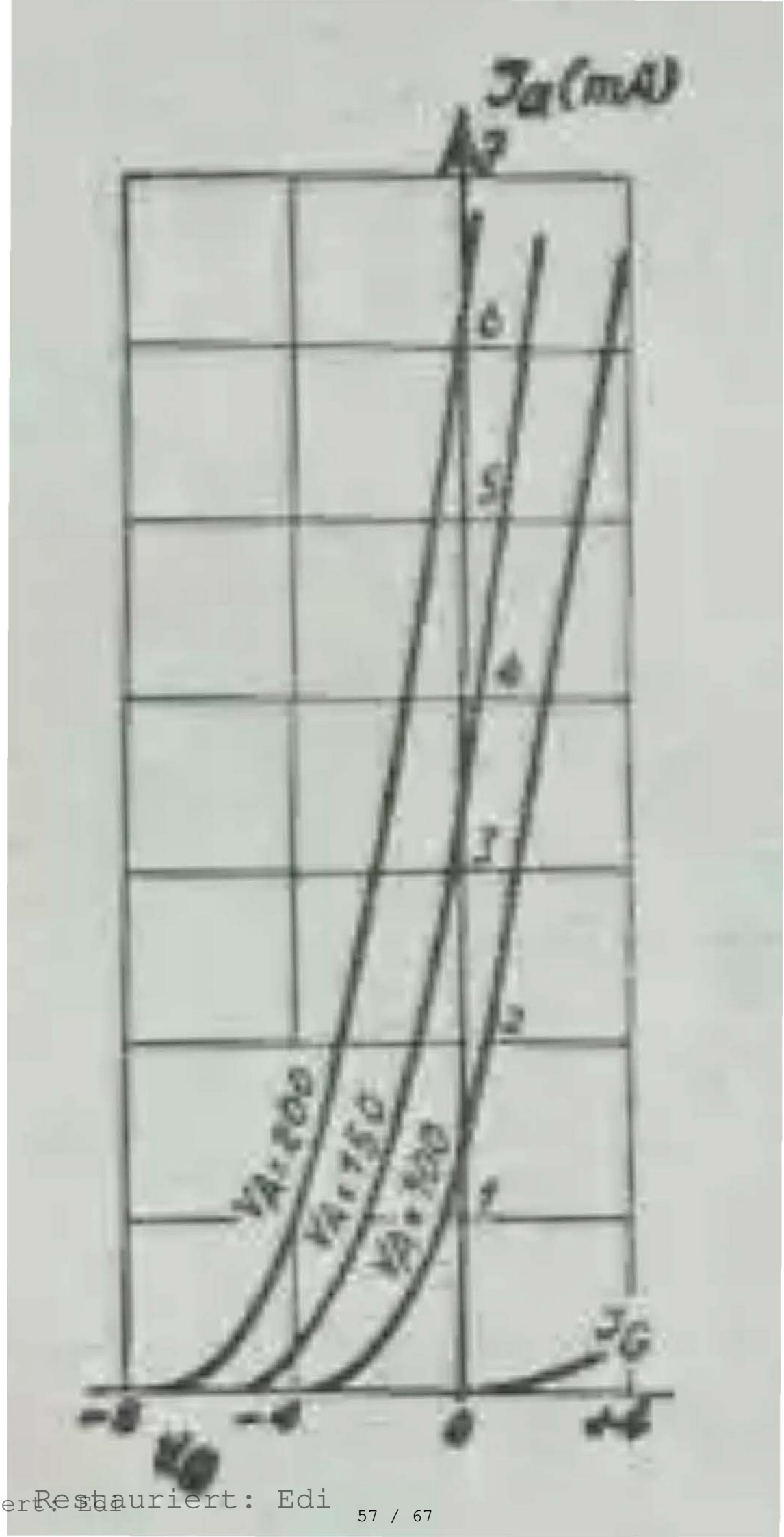
Explanation of the Telefunken method of naming Valves: The types are composed according to the following scheme:

	Group of letters: Fundamental letters	Additional letters	Group of figures	last figure	Small letter	
Example	RE	S	16	4	d	
	RE Valves for receivers	N A. C. heated filament S Shielded Valve	Filament current in hundreths of an Amp. (average values)	Terminal voltage of filament supply (battery or transformer)	Without letter	European standard 4-prong or 5- or 7- prong German standard socket,
					d	European standard 4-prong socket with lateral terminal familiar to second-grid valves
	RG Rectifier valves	L for L. T. battery charging N for H. T. battery eliminators			Serie	special valves for operation from D. C. mains in series connection
	RV Note-magnifier valves for special purposes, also to be used as low power transmitting valve				Neutro	special valves for Hf amplification having a particularly small anode-grid capacity

Explication de types: Les dénominations des lampes Telefunken comprennent les types suivants:

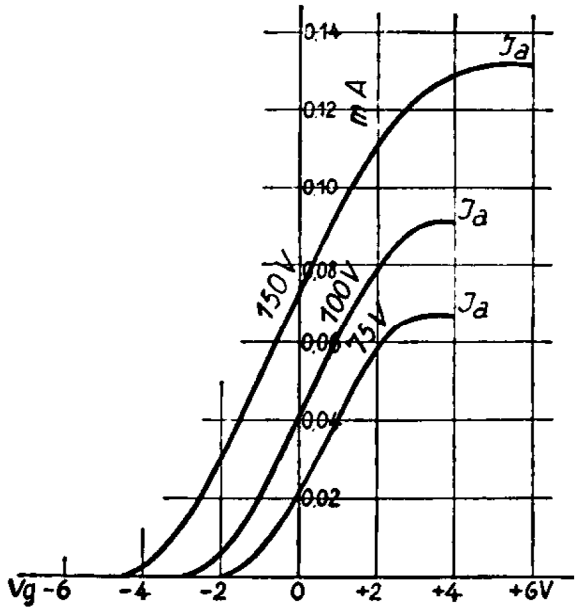
	Groupe de lettres	Supplément	Groupe de chiffres	dernière chiffre	Petite lettre	
Exemple	RE	S	16	4	d	
	RE Lampe de réception	N pour chauffage par courant alternatif S Lampe à écran de grille	Courant de chauffage en 1/100 Amp. (Valeurs approximatives)	Tension de borne de la source de chauffage (batterie ou transformateur)	Sans lettre:	culot européen normal à 4 fiches ou bien culot allemand normal à 5 ou 7 fiches
					d	culot européen normal à 4 fiches avec borne latérale pour lampes bigrilles
	RG Lampe de redressement	L pour charge d'accus N pour éliminateurs de batterie haute tension			Série	lampes spéciales elimentées par secteur à courant continu et connectées en série
	RV Lampe d'amplification d'entrée susceptible d'être employée aussi comme lampe d'émission				Neutro	lampes spéciales pour amplification Hf ayant une capacité plaque-grille particulièrement petite

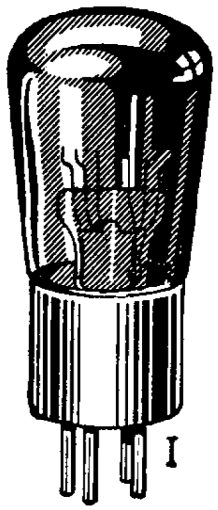
Restauriert: Edi
Restauriert: Edi



Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

Widerstandsverstärker-Röhre **RE 054**





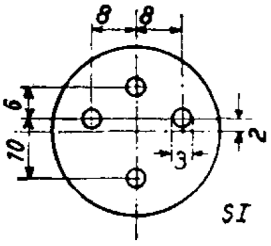
Fadenspannung	3,8-4 Volt
Heizstrom	ca. 0,06 Amp.
Anodenspannung	max. 200 Volt
Steilheit bei $R_a = 1\ M\Omega$	ca. 0,02 mA/V
Durchgriff	ca. 3%
Verstärkungsfaktor $= \frac{1}{D}$	ca. 33

Anodenstrom siehe Charakteristik

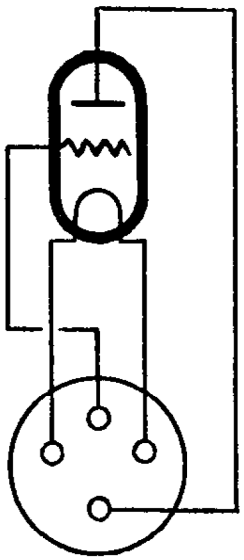
Sockelanordnung	(vgl. S. 139/1)
Sockelschaltung	(vgl. S. 140/1)
Kolbengröße	(vgl. S. 142/I)

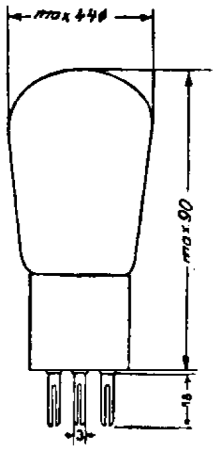
Codewort: nsoek

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi



1



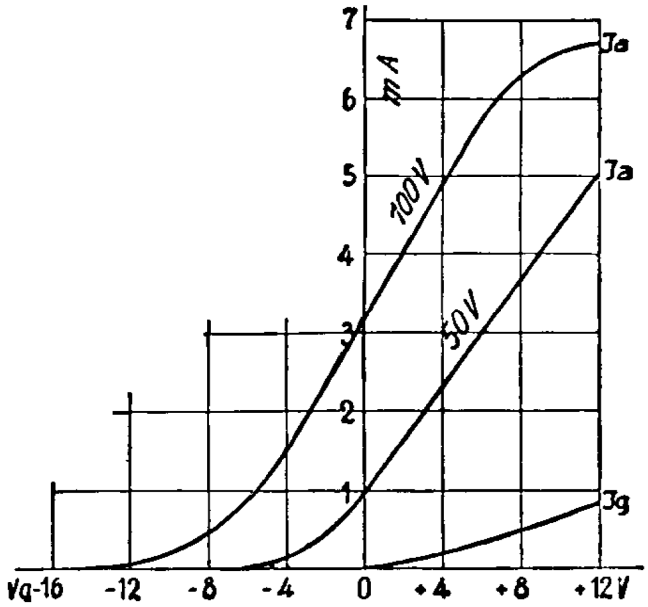


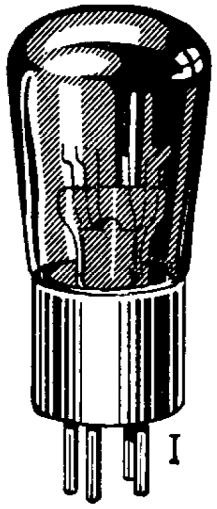
I

Nr. 1

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

RE 064 Anfangsstufen-Röhre





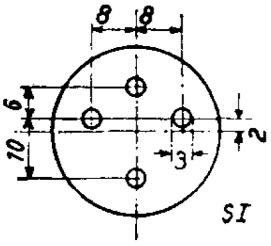
Fadenspannung	3,8-4 Volt
Heizstrom	ca. 0,06 Amp.
Anodenspannung	max. 100 Volt
Steilheit	ca. 0,45 mA/V
Durchgriff	ca. 10 %
Verstärkungsfaktor	$= \frac{1}{D} =$ ca. 10

Anodenstrom siehe Charakteristik

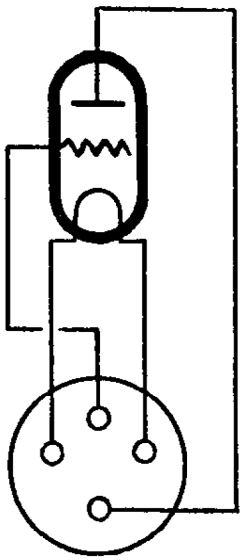
Sockelanordnung	(vgl. S. 139/1)
Sockelschaltung	(vgl. S. 140/1)
Kolbengröße	(vgl. S. 142/I)

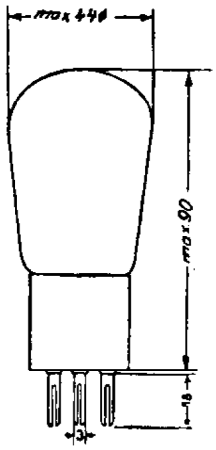
Codewort: nsogm

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi



1





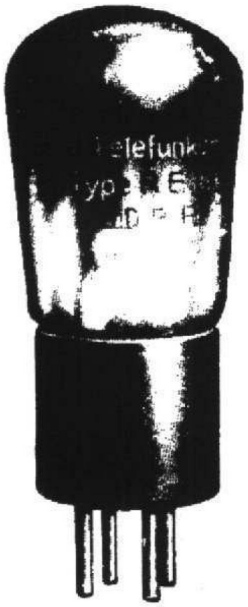
I

Nr. 1

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

Anfangsstufenröhre

für Heizung mit 4 Volt Akkumulator



Verwendungszweck: für Anfangsstufen ‹Hochfrequenzstufen, Audion und Niederfrequenzstufen bis zu mittleren Leistungen›, zu verbinden mit RE 154 oder RE 504 ‹früher RE 209› für letzte Niederfrequenzstufe ‹als Lautsprecherröhre›.

RE 064

mit Europa-Sockel

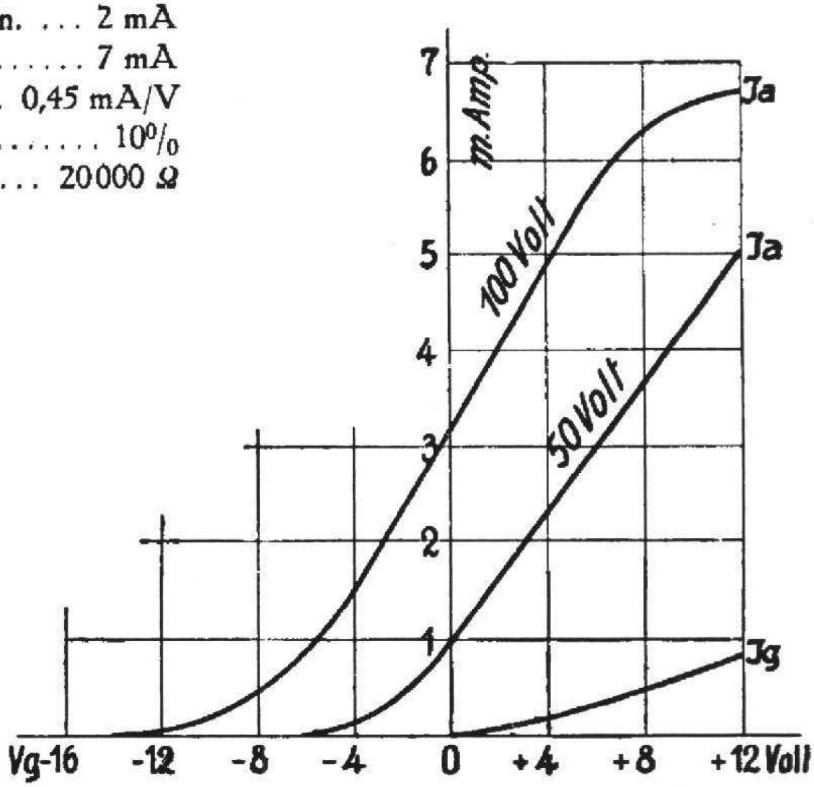
RE 064t

mit Telefunken-Sockel

Fadenspannung	3,5 V
Heizstromverbrauch	0,06 A
Anodenspannung	40—100 V
Anodenstromverbrauch durchschn.	2 mA
Emission	7 mA
Steilheit	0,45 mA/V
Durchgriff	10%
Innerer Röhren-Widerstand	20000 Ω
Kolbendurchmesser	38 mm
Höhe ohne Stecker	90 mm
Gewicht	35 g
Heizregler mindestens	15 Ω

‹Alle angegebenen Werte sind Annäherungswerte›

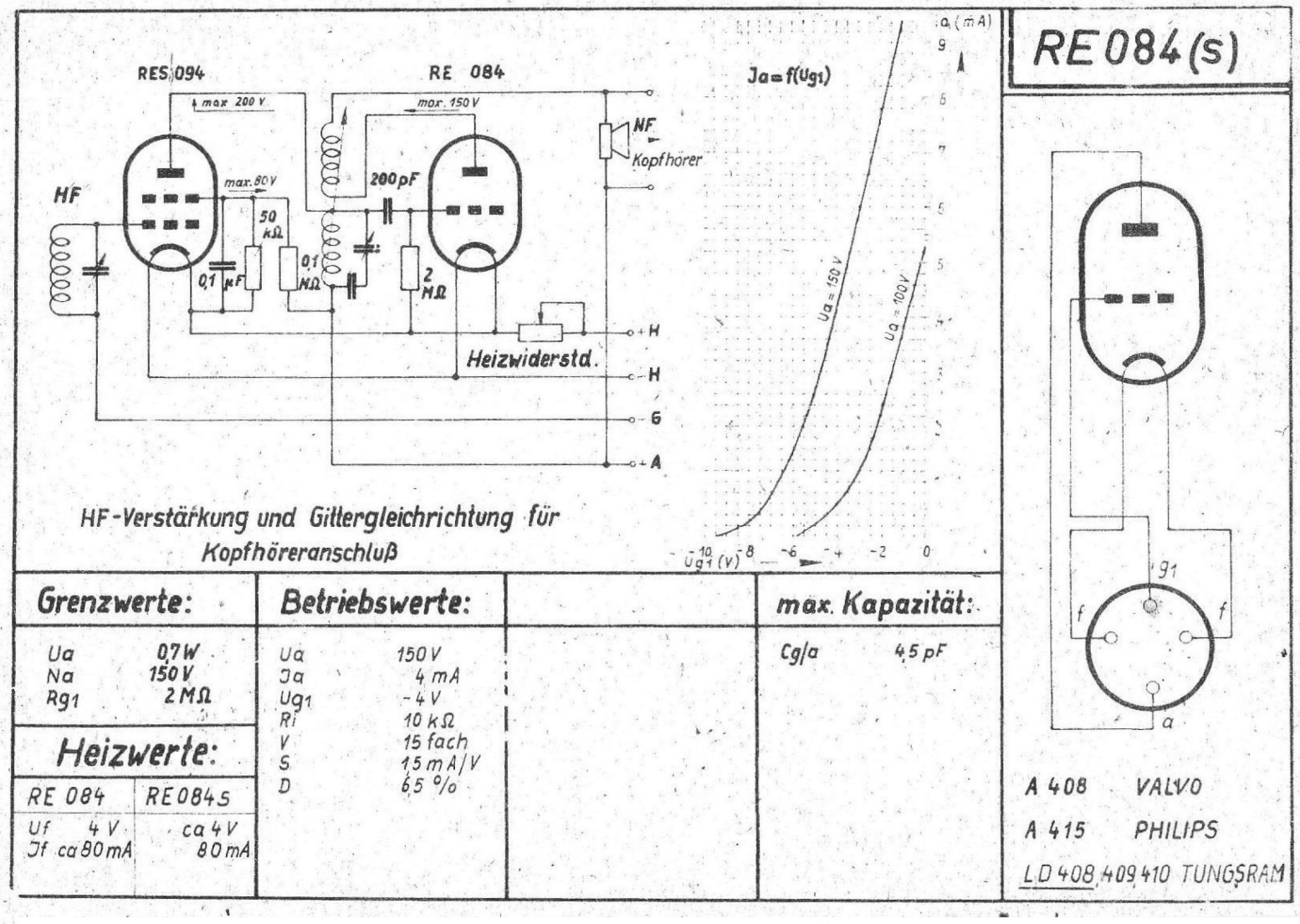
Erforderlicher Heizwiderstand etwa 15 Ohm bei 4 V



TELEFUNKEN

Codewörter:
RE 064 rahih
RE 064 t tetod

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi



HF-Verstärkung und Gittergleichrichtung für Kopfhöreranschluß

Grenzwerte:		Betriebswerte:			max. Kapazität:	
Ua	0,7 W	Ua	150 V		Cg/a	4,5 pF
Na	150 V	Ja	4 mA			
Rg1	2 MΩ	Ug1	-4 V			
		Ri	10 kΩ			
		V	15 fach			
		S	1,5 mA/V			
		D	6,5 %			

Heizwerte:

RE 084	RE 084 s
Uf 4 V	ca 4 V
If ca 80 mA	80 mA

(A 408, A 415, LD 410) RE 084

Anwendung:

Empfangsgleichrichtung mit gleichzeitiger NF-Verstärkung, NF-Verstärkung und in selteneren Fällen auch HF-Verstärkung für Neutralisierte HF-Stufen für Batterie- und Gleichstromempfänger (RE 084 s).

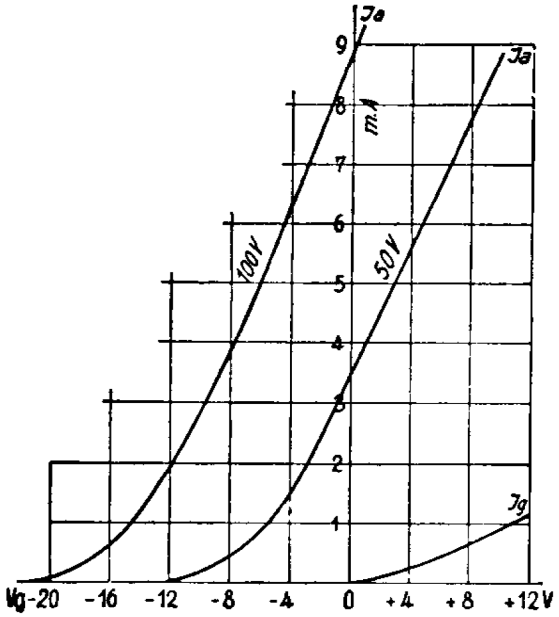
Verwendungshinweise:

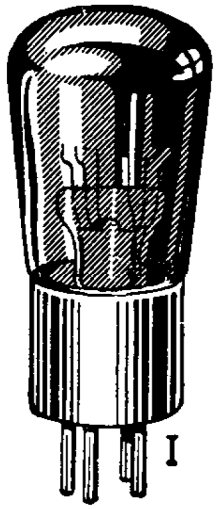
Direkte Aussteuerung der Endröhre kaum möglich. Am besten in Trafokopplung (1 : 4). Mit NF-Vorverstärkung RC-Kopplung mit Ra ca 0,1 bis 0,2 MOhm.
Als NF-Verstärkung RC-Kopplung mit Ra ca 0,1 bis 0,3 MOhm. Dem Steuergitter feste Gittervorspannung von ca -1,5 bis -4 V erteilen. (Höhe richtet sich nach der vorliegenden Anodenspannung).
Für Kopfhöreremfang und behelfsmäßigen Ersatz für RE 134, RE 114 kann auch RE 084 als direkt geheiztes Endrohr für Wechselstromheizung Verwendung finden.
Als HF-Verstärkung wegen großer Gitter/Anodenkapazität ca 4,5 pF und der damit verbundenen Pfeifneigung nicht mehr üblich.
Bei Neubestückung auf K-Röhren (2 V) umstellen. KC 1, oder für wesentlich höhere Verstärkung KF 4. Umsockelung nötig.

Restauriert: Edi

Restauriert: Edi

Lautsprecher-Röhre **RE 154**





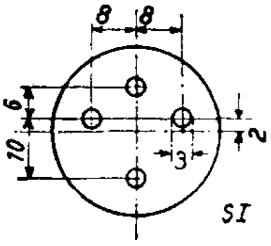
Fadenspannung	3,8-4 Volt
Heizstrom	ca. 0,17 Amp.
Anodenspannung	max. 120 Volt
Steilheit	ca. 0,65 mA/V
Durchgriff	ca. 20%
Verstärkungsfaktor	$= \frac{1}{D} =$ ca. 5

Anodenstrom siehe Charakteristik

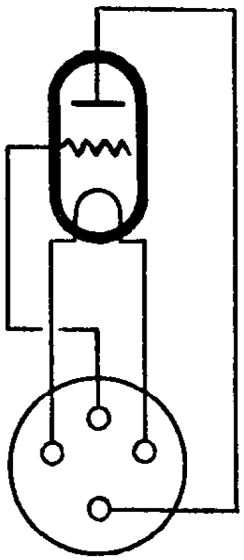
Sockelanordnung	(vgl. S. 139/1)
Sockelschaltung	(vgl. S. 140/1)
Kolbengröße	(vgl. S. 142/I)

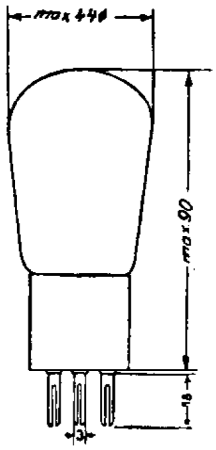
Codewort: nsozf

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi



1





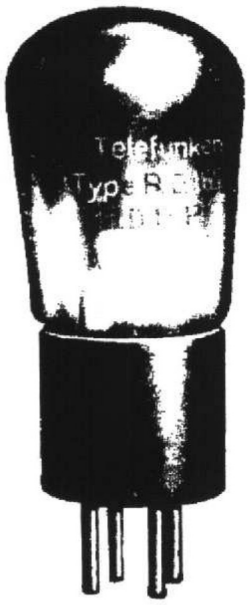
I

Nr. 1

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

Lautsprecherröhre

für Heizung mit 4 Volt Akkumulator



Verwendungszweck: Als zweitletzte Niederfrequenzstufe bei Mehrröhrengeräten oder als letzte Niederfrequenzröhre für Lautsprecherbetrieb. In diesem Fall ist eine negative Gittervorspannung von – 3 V bis – 6 V erforderlich. Zu verbinden mit RE 064 für die Anfangsstufen.

RE 154

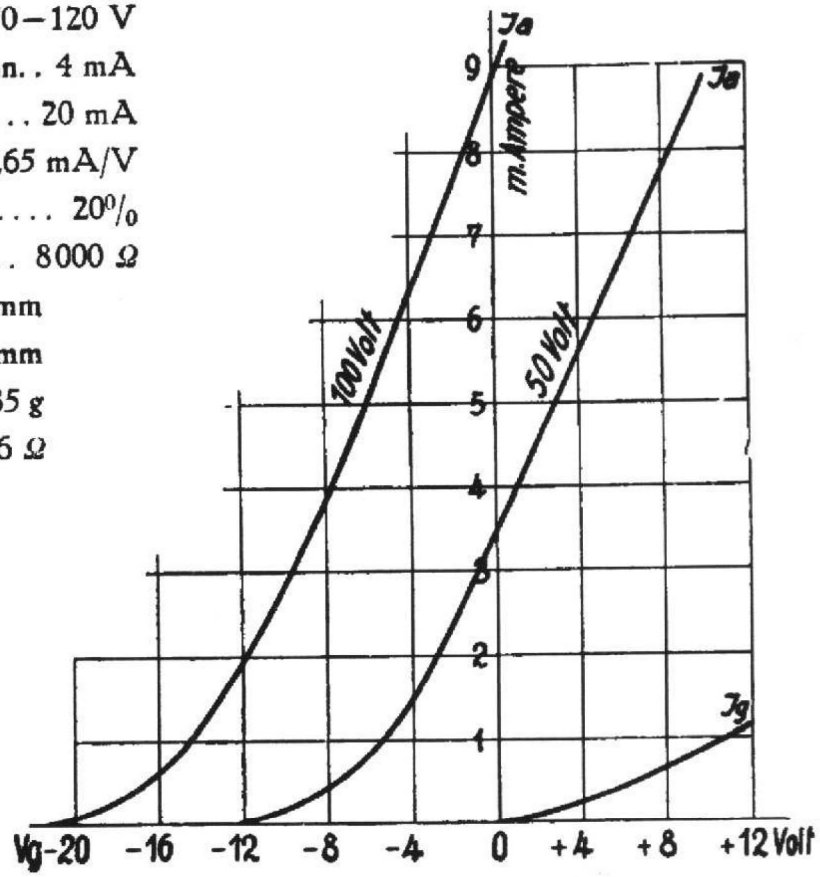
mit Europa-Sockel

RE 154 t

mit Telefunken-Sockel

Fadenspannung	3,5 V
Heizstromverbrauch	0,17 A
Anodenspannung	70–120 V
Anodenstromverbrauch durchschn.	4 mA
Emission	20 mA
Steilheit	0,65 mA/V
Durchgriff	20%
Innerer Röhren-Widerstand	8000 Ω
Kolbendurchmesser	38 mm
Höhe ohne Stecker	90 mm
Gewicht	35 g
Heizregler	6 Ω

(Alle angegebenen Werte sind Annäherungswerte)



Codewörter:
RE 154 rahlk
RE 154 t rahpo

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi

RE 154

Die Röhre RE 154 ist eine Lautsprecherröhre kleiner Leistung und ist als solche außerordentlich sparsam im Anodenstromverbrauch. Sie wird also vornehmlich da Verwendung finden, wo es nicht auf die Erzielung besonders großer Lautstärken ankommt. Ihr Hauptanwendungsgebiet dürfte der 3-Röhren-Ortsempfänger in Verbindung mit einem kleinen Lautsprecher sein.

Wie bei allen Lautsprecherröhren, so ist auch hier die Anwendung einer negativen Gittervorspannung zu empfehlen. (Über die Schaltung und Bedeutung dieser Hilfsspannung vergleiche Seite 80.) Die Größe der Vorspannung bei verschiedenen Anodenspannungen ist nachfolgender Tabelle zu entnehmen:

Anodenspannung	Neg. Gittervorspannung
80	3 — 4,5
100	6
120	7,5 — 9

Restauriert: Edi
Restauriert: Edi