

HERAUSGEBER: DEUTSCHER AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGSDIENST e. V.
ANSCHRIFT: BERLIN-DAHLEM, CECILIENALLEE 4, FERNRUF 891166

DIE BEILAGE „CQ“ ERSCHEINT MONATLICH / GESONDERT DURCH DEN DASD e. V. BEZOGEN VIERTELJÄHRLICH 3,— RM

Ein praktisches Netzgerät für Kofferempfänger

Bei stationärem Betrieb von Kofferempfängern ist die Speisung aus Netzgeräten wirtschaftlicher als Batteriebetrieb, ganz abgesehen von dem Vorteil der zeitlich konstanten Spannungen und inneren Widerständen. Für kleine Leistungen (Kopfhörerempfang) wurde seinerzeit das Standardgerät Nr. 12 beschrieben¹⁾. Für Lautsprecherempfang auch im Rundfunkbereich bei optimaler Ausnutzung der meistens verwendeten Röhren der K-Serie ist dieses Gerät jedoch nicht ausreichend. Wegen der dort vorhandenen großen Innenwiderstände ist die Spannung zu sehr belastungsabhängig. Sie sinkt bei Verwendung z. B. der KL I als Endröhre beträchtlich unter den Sollwert. Außerdem fehlt eine besondere Gittervorspannung, die für die Endröhre zur Erzielung einer einwandfreien Wiedergabe unerlässlich ist.

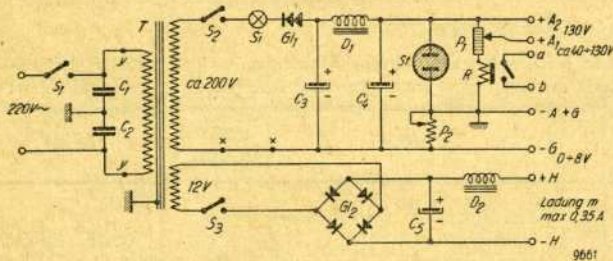


Abb. 1

Abb. 1 zeigt die neue und verbesserte Schaltung. Sie ist brauchbar sowohl für selbstgebaute Empfänger als auch für Kofferempfänger der Industrie, sofern sie den Heizstrom einer Akkumulatorenbatterie entnehmen. Das Gerät ist räumlich sehr klein gehalten und elektrisch den Verhältnissen bei einer Anodenbatterie angepaßt. Es liefert außer den erforderlichen Anodenspannungen einen reichlich bemessenen, einwandfreien Gleichstrom zur Aufladung des Akkumulators in Pufferschaltung. Um möglichst konstante Anodenspannung und einen kleinen Innenwiderstand zu erzielen, ist an den Ausgang der Siebkette eine Glimmlampe St geschaltet. Die benutzte Type GR 150 hat eine Zündspannung von 140 Volt. Die Betriebsspannung bei einem Querstrom von etwa 15 mA beträgt (je nach dem gerade vorhandenen Exemplar) etwa 130 Volt. Sie ist also für die Röhren der K-Serie geeignet. Die Glimmlampe schützt gleichzeitig den Ausgangselektrolytkondensator bei Entlastung des Gerätes vor schädlichen Überspannungen. Parallel zur Glimmlampe liegt in Reihe mit dem Relais R das Potentiometer P_1 , an dem sich eine Spannung von etwa 40 bis 130 Volt für den evtl. getrennt herausgeführten Anodenanschluß des Audions abgreifen läßt. Die Wicklung des Relais wirkt als fester vorgeschalteter Widerstand. Das Relais selbst erfüllt folgende sehr nützliche Aufgabe. Bei einem netzbetriebenen Koffergerät, welches ja gemäß seiner Bestimmung für Batteriebetrieb eingerichtet ist, müßten beim Ein- und Ausschalten jeweils zwei Schalter, nämlich für das Netzgerät und am Koffergerät, betätigt werden. Wie leicht vergißt man aber, diesen beim Ausschalten des Gerätes auf „Aus“ zu stellen, so daß sich der

Akkumulator weiterhin entlädt, ohne daß der Empfänger in Betrieb ist. Bei dem hier beschriebenen Netzgerät übernimmt das Relais R das Ein- und Ausschalten der Empfängerheizung (der eigentliche Schalter am Koffergerät steht dabei dauernd auf „Ein“). Es besitz zu dem Zweck einen Arbeitskontakt und muß bei einem Strom von etwa 10 mA ansprechen. Jedes normale Hochohmrelais kann verwendet werden. Um das Netzgerät räumlich möglichst klein zu halten, wurde das Relais jedoch mit Hilfe einer Lautsprecherspule selbst gebaut.

Der gesamte, zur Glimmlampe parallelgeschaltete Widerstand $P_1 + R$ soll etwa $10\,000\ \Omega$ betragen. Der Anfangswert der veränderlichen Spannung A_1 hängt dann von dem Eigenwiderstand des Relais ab. Benutzt man ein solches mit verhältnismäßig kleinem Widerstand ($500\ \Omega$), dann ist der Anfangswert kleiner als angegeben (5—10 Volt). Bei Verwendung einer Lautsprecherspule für das Relais ist der Widerstand und entsprechend auch die Anfangsspannung größer (beim Verf. $3500\ \Omega$ und 40 Volt). Im ersten Fall nimmt man ein Potentiometer von $10\,000\ \Omega$, im letzten ein solches von $5000\ \Omega$. Wer keinen Wert auf eine veränderliche Spannung A_1 legt, kann P_1 durch einen passend gewählten festen Widerstand ersetzen. Eine der beiden Empfängerzuleitungen zum Akkumulator wird über die beiden Kontaktanschlüsse a und b des Relais geführt.

Die Siebdrossel D_1 wirkt gleichzeitig als Vorwiderstand für die Glimmlampe. C_4 ist ein Rollelektrolytkondensator kleiner Abmessung. Die Gittervorspannung wird durch den gesamten Querstrom am Potentiometer P_2 erzeugt und kann auf den günstigsten Wert eingestellt werden. Die Sicherung S_1 (Glühlampe 0, 1 A) schützt die Wicklung des Transformators vor Beschädigung bei defekten Siebkondensatoren.

Die sekundäre Anodenwechselspannung soll mindestens 200 Volt sein, damit die Glimmlampe bei Belastung nicht erlischt. Sie kann bis zu 250 Volt betragen, ohne daß Glimmlampe und Gleichrichter überlastet werden. Die Kondensatoren C_1 und C_2 sind erforderlich, um bei stark einfallender Trägerwelle (besonders beim Ortssender) eine Brumm-Modulation durch Antennenwirkung des

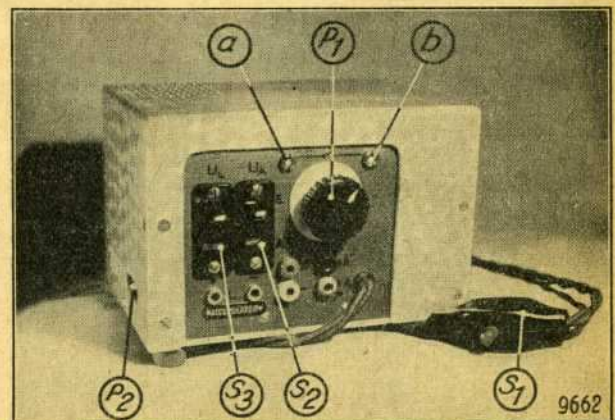


Abb. 2

¹⁾ „CQ“ 1936, Heft 6.

Lichtnetzes zu vermeiden. S_2 und S_3 sind normale Kipp-schalter. S_1 wird zweckmäßig als sog. Schnurschalter in die Netzeleitung, etwa $\frac{1}{2}$ Meter vom Netzgerät entfernt, eingebaut, um das Gerät, wenn es im Kofferempfänger verstaat ist, bequem ein- und ausschalten zu können (Abb. 2).

Die Akkumulator-Ladeeinrichtung benutz einen Gleichrichter in Graetz-Schaltung. Als Forderung wurde gestellt: 1. Im Pufferbetrieb soll völlig brummfreier Empfang auch bei Kopfhörerbetrieb sichergestellt sein. 2. Der Ladestrom soll so bemessen sein, daß bei entladenen Akkumulator und eingeschaltetem Netzgerät die Akkumulatorenspannung nicht „wegläuft“, d. h. es muß mit dem max. entnommenen Heizstrom geladen werden können (etwa 0,35 A).

Unter Berücksichtigung des bei diesem Strom an D_2 , Gl_2 und der Sekundärwicklung auftretenden Spannungsverlustes muß die Leerlaufspannung der Wicklung 12 Volt betragen. Hat man einen kleinen handelsüblichen Transformator mit zwei 4 Volt-Wicklungen, dann entfernt man diese und legt eine neue Wicklung mit dünnerem Draht (ca. 0,4 mm) auf. Um 12 Volt zu erhalten, ist die Windungszahl dreier 4 Volt-Wicklungen aufzuwickeln. Die Heizdrossel D_2 sorgt in Verbindung mit C_5 für völlig brummfreien Empfang. Sie ist auf dem Eisenkern eines unbrauchbar gewordenen kleinen Ausgangstransformators (Manteltype, Eisenquerschnitt $2,5 \text{ cm}^2$, Fenster $1,6 \text{ cm}^2$, vollbewickelt mit Lackdraht $0,35 \text{ mm}$, etwa 20Ω , [vgl. auch Abb. 3]) selbst gewickelt. Wenn nicht geladen wird, braucht die Verbindung zum Akkumulator nicht unterbrochen zu werden, da der Rückstrom nur $0,06 \text{ mA}$ beträgt, also völlig zu vernachlässigen ist.

Für Gleichstrom-Netzanschluß genügt eine kleine Umschaltung. Die Netzeleitung wird an den Punkten YY von der Primärwicklung abgetrennt und unter Vorschaltung eines Widerstandes von 2000Ω (2 Watt) an den Punkten XX, deren Verbindung zu lösen ist, wieder angeschaltet. Beim Anschluß des Netzes ist jetzt auf richtige Polarität zu achten. Der Ladegleichrichter ist bei dieser Betriebsart natürlich nicht verwendbar. Der Akkumulator wird hier zweckmäßig mittels Ladestöpsel direkt aus dem Gleichstromnetz unter Ausnutzung des für die Wohnung entnommenen Gesamtstromes geladen.

Die einzelnen Teile des Gerätes sind auf einer Aluminium-Grundplatte und einer mit Winkel befestigten senkrechten Pertinaxplatte montiert (Abb. 3). Das passend dazu gearbeitete Al-Gehäuse hat die Außenmaße $110 \times 120 \times 170 \text{ mm}$. Zur Abführung der im Betrieb entstehenden Wärme ist in der Nähe der Glühlampe eine Anzahl Löcher ins Gehäuse gehohrt. Bei Wechselstrombetrieb beträgt die Netzaufnahme etwa 10 Watt, bei Gleichstrom nur 6 Watt.

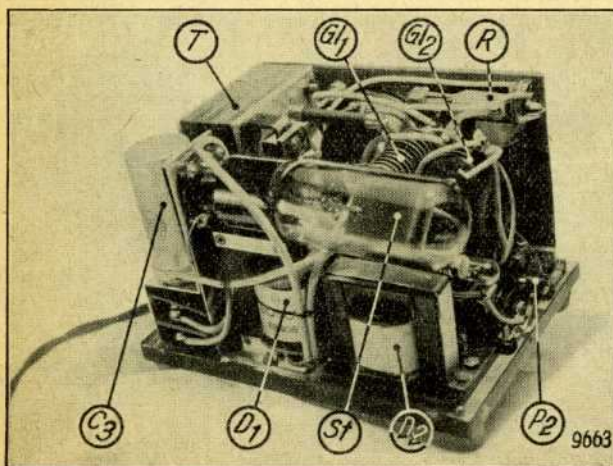


Abb. 3

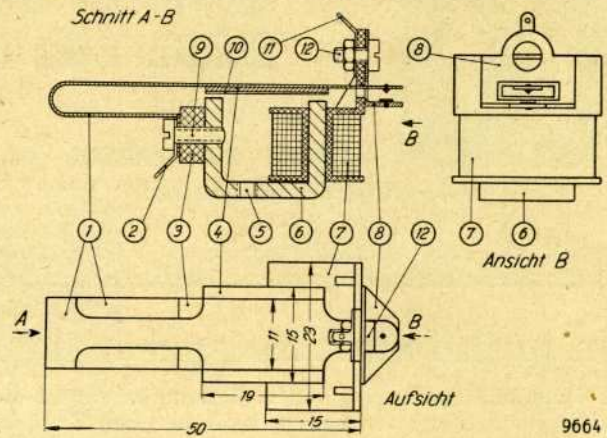


Abb. 4

Abb. 4 zeigt die Bauskizze des Relais. Der Eisenkern muß so gearbeitet sein, daß im angezogenen Zustand der Anker genau auf den Polflächen aufliegt. Die Feder ist so zu biegen, daß die Kontakte sich dann unter leichtem Druck berühren. Um ein Kleben des Relais infolge Restmagnetismus zu vermeiden, wird auf den Anker eine dünne Glimmerscheibe (Papier gerügt auch) aufgeklebt. Das Relais muß elektrisch isoliert befestigt werden, weil die Kontaktfeder durch die Schraube 9 mit dem Eisenkern in Verbindung steht. E. Suhl DE 745/F

Zeichnungen und Aufnahmen vom Verfasser

Liste der Einzelteile

Die bei der Herstellung des Mustergerätes verwendeten Einzelteile werden auf Wunsch von der Schriflleitung gern mitgeteilt

Nr.	Stück	Einzelteil	Symbol in Abb. 1	Größe
1	1	Potentiometer (vergl. Beschreibung)	P_1	5000Ω , 2 Watt
2	1	Potentiometer	P_2	600Ω , 0,5 Watt
3	2	Blockkondensatoren, induktionsfrei	C_1, C_2	5000 cm
4	1	Elektrolytkond. (kl. Ausf.)	C_3	$8 \mu\text{F}$, 450 V
5	1	Rollelektrolytkondensator	C_4	$10 \mu\text{F}$, 150 V
6	1	Rollelektrolytkondensator	C_5	$100 \mu\text{F}$, 25 V
7	1	Netztransformator	T	$1 \times 200 \text{ V}$, 25 mA $1 \times 12 \text{ V}$, 0,5 Amp.
8	1	Siebdrossel	D_1	Volkempfäng. Type
9	1	Heizdrossel (vergl. Beschr.)	D_2	etwa 20
10	1	Selengleichrichter, Einweg	Gl_1	220 V, 0,03 A
11	1	Selengleichrichter, Vollweg	Gl_2	10 V, 0,5 A
12	1	Glättungsröhre (Glimmlampe)	St	150 V, 15 mA
13	1	Sicherungslampe	Si	0,1 Amp
14	1	Schnurschalter, einpolig	S_1	
15	2	Kippschalter, einpolig	S_1, S_2	
16	1	Hochohmrelais (vergl. Beschreibung)	R	etwa 3000 15 mA

Bauskizze des Relais

Stück	Gegenstand	Pos.
1	Bronzefeder	1
2	Lötösen an den beiden Kont.	2, 11
3	Hartgummistück	3
4	Eisenanker, an 1 weich angelötet	4
5	Befestigungsloch 3 mm	5
6	Eisenkern, gebogen und befeilt	6
7	Lautsprecherspule	7
8	Kontaktstück, Messing	8
9	Schrauben, 3 mm	9, 12
10	dünnes Glimmerblättchen	10

Empirische Gleichlaufberechnung für Kurzwellen-Superhets

Von HANS RÜCKERT DE 3562/F

Im folgenden wird eine Eingangs-Oszillator-Kreis-Gleichlaufberechnung beschrieben, die für die Praxis voll ausreichende Ergebnisse liefert. Die Rechnung kann gut mit dem Rechenschieber (25 cm Skala) oder einer 4 stelligen Logarithmentafel durchgeführt werden. Diese Vorteile wurden durch den Aufbau der verwendeten Formeln (keine kritischen Summen oder Differenzen) und durch das Interpolieren in Richtung auf den günstigsten Wert des Serienskondensators (Verkürzungskapazität) erzielt.

Das Parallelkondensatorverfahren bringt Schwierigkeiten bei der Schwingungserzeugung mit sich, da hier oft das $\frac{L}{C}$ Verhältnis im Oszillatorkreis ungünstig wird.

Unter Anlehnung an bekannte Erfahrungswerte ist so schneller der gesuchte Wert zu ermitteln, als durch die rein mathematischen Methoden. Es wird die umgeformte Thomsonsche Formel und die Formel zur Berechnung von

setzen, bis ein Serienskondensator „ C_s “ (Abb. 2) gefunden ist, bei dem der 2. Kurvenschnittpunkt in der Nähe des niederfrequenten Bereiches liegt. Es sei empfohlen, die Amateurbänder jeweils in das Abstimmereich größerer Kapazität zu legen, da hier die Abweichung besonders ge-

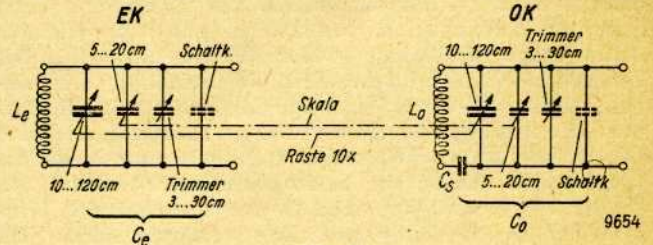


Abb. 2

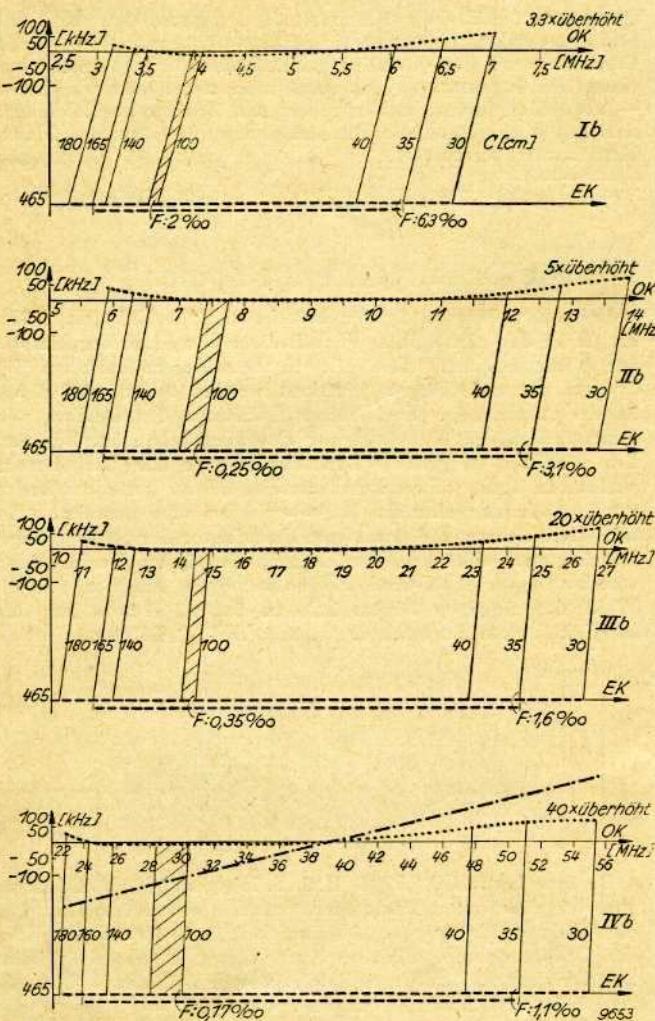


Abb. 1

Kondensator-Serienschaltungen verwendet. Nach dem beschriebenen Verfahren ist die Rechnung leicht für die günstigsten Werte durchführbar. Es ist zweckmäßig, die jeweiligen Ergebnisse in Tabellen einzutragen.

Es handelt sich um „Zweipunkt“-Gleichlauf. Die Kurven der Abb. 1 (Ib ... IVb), die nach einem durchgerechneten Beispiel gezeichnet wurden, zeigen, daß es günstig ist, einen Schnittpunkt der Ist-Kurve mit der Soll-Geraden in die Mitte des Abstimmereiches zu legen. Die Rechnung (vgl. das Schema am Schluß der Arbeit) ist fortzu-

ring und der Kurzwellenkreis bei höheren Frequenzen an sich weniger trennscharf ist, die hier größeren Abweichungen der Kurven also nicht so nachteilig sind. Die Fehler des Gleichlaufes „ F in 0/00“ geben einen Anhalt für die Beurteilung der Verhältnisse.

Der an sich bessere „Dreipunkt“-Gleichlauf hat im Mittelwellenbereich größere prozentuale Fehlbeiträge als hier der „Zweipunkt“-Gleichlauf im Kurzwellenband. Die nicht rückgekoppelten Kurzwellenkreise haben eine derartige Resonanzbreite, daß die hier auftretenden Gleichlauffehler auch bei Messung der Empfindlichkeit des Gerätes nicht feststellbar sind. Eine Verbesserung des Gleichlaufs ist somit unnötig und würde nur die Schwierigkeiten erhöhen. Wichtig ist ferner, daß man tunlichst die Bandanfänge (3,5/7/14/28 MHz) auf denselben Abstimmkapazitätswert legt. Man braucht dann nur für einen

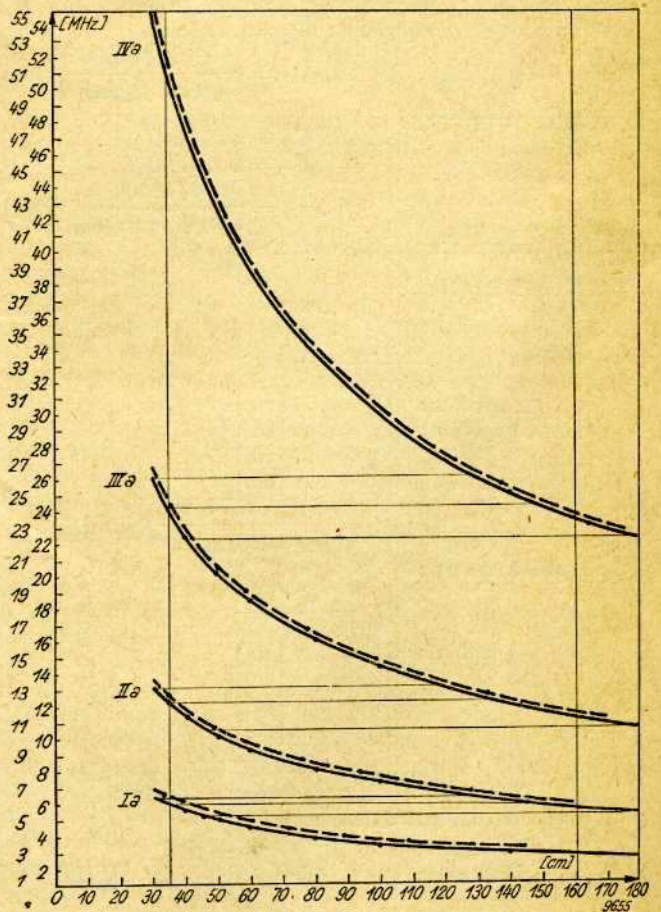


Abb. 3

(z. B. 3,5 MHz) Bereich den Serienkondensator zu berechnen. Sein Wert steigt im gleichen Verhältnis wie die Frequenz (z. B. 3,5/7 MHz und 700/1400 cm für C_s). Ferner ergeben sich bekanntlich bei denselben Abstimmkapazitäten für die doppelte Frequenz die Induktivitäten als $1/4$ des Wertes der zur Grundfrequenz gehörenden Induktivität.

Aus den Kurven in Abb. 3 (Ia ... IVa) ist zu sehen, wie weit sich die Bereiche überlappen. Man kommt mit einer gesamten Anfangskapazität von 35 cm und einer gesamten Endkapazität von 160 cm gut aus. Kleinere Anfangskapazität bringt größere Fehler mit sich. Die Amateurbänder sind schraffiert eingezeichnet. Die eingezeichneten F -Werte sind Maximalwerte für die betreffende Stelle (Ib ... IVb). Die gestrichelt gezeichnete Gerade der Kurve IVb zeigt, daß auch noch in diesem Bereich (28 MHz) ein Serienkondensator ratsam ist. (Sonst $F_{max} = 90/00$.) Die Werte des Beispiels entsprechen einem häufig praktisch vorkommenden Fall. Sollen die Amateurbänder bei kleineren Kapazitäten liegen, so werden die C_s -Werte ebenfalls kleiner. Der Trimmer regelt die Anfangskapazität.

Gang der Rechnung

f_z = Zwischenfrequenz

EK = Eingangskreis:

- f_e = Frequenz
- C_e = Kapazität
- L_e = Induktivität

OK = Oszillatorkreis:

- f_0 = Frequenz
- C_0 = Kapazität
- L_0 = Induktivität
- C_s = Serienkapazität

Für Bandanfang:

Gegeben: $f_{e1} = \dots$ [kHz]
 festgesetzt: $C_{e1} = \dots$ [cm]

$$L_{e[cm]} = \frac{1}{C_{e1[cm]} (f_{e1[kHz]})^2} [cm]$$

Für Bereichmitte:

Gegeben: $C_{e2} = \dots$ [cm]
 $L_e = \dots$ [cm]

$$f_{e2[kHz]} = \frac{4775000}{\sqrt{L_{e[cm]} \cdot C_{e2[cm]}}} [kHz]$$

usf. für andere Kapazitätswerte.

Für Bereichmitte:

$f_{02} = f_{e2} + f_z$ [kHz]
 $C_{02} = \frac{C_s \cdot C_{e2}}{C_s + C_{e2}}$ [cm]
 wählen: $C_s = \dots$ [cm]
 gegeben: $f_{02} = \dots$ [kHz]
 $C_{e2} = \dots$ [cm]
 $C_{02} = \dots$ [cm]

$$L_{0[cm]} = \frac{1}{C_{02[cm]} (f_{02[cm]})^2} [cm]$$

Für Bandanfang:

$C_{01} = \frac{C_s \cdot C_{e1}}{C_s + C_{e1}}$
 gegeben: $C_{e1} = \dots$ [cm]
 $C_s = \dots$ [cm]
 $C_{01} = \dots$ [cm]
 $L_0 = \dots$ [cm]

$$f_{01[kHz]} = \frac{4775290}{\sqrt{L_{0[cm]} \cdot C_{01[cm]}}} [kHz]$$

usf. für andere Kapazitätswerte.

Kontrolle: $f_{01}' = f_{e1} + f_z$
 Differenz: $\Delta f = \pm f_{01}' - f_{01}$ [kHz]
 Fehler: $F_1 \dots \%_{01} = \frac{\Delta f \cdot 100}{f_{01}}$

Kontrolle der weiteren Fälle ebenso. Für $f_{02} = f_{02}'$ durch die Rechnungsart festgelegt: $\Delta f_2 = 0$.

Anmerkung der Schriftleitung

Es ist natürlich auch möglich, die erforderliche Serienkapazität C_s ohne mehrfache Rechnungen zu ermitteln, indem man von vornherein zwei Punkte des Frequenzbereiches festlegt, für die der Fehler zu Null werden soll. Die Kapazität an diesen Punkten (M und N) wird durch den Eingangskreis bestimmt, da voraussetzungsgemäß ja die Kapazität im Oszillatorkreis, die mit C_s in Serie geschaltet ist, den gleichen Wert hat. Unter Benutzung der Beziehung $\omega^2 C L = 1$ und für $f_{0M} = f_{eM} + f_z$; $f_{0N} = f_{eN} + f_z$, wird $\omega_M \cdot C_{0M} L_0 = \omega_N C_{0N} L_0$; setzt man $\frac{\omega_N^2}{\omega_M^2} = k$ und ist $C_{0M} = \frac{C_{eM} \cdot C_s}{C_{eM} + C_s}$; $C_{0N} = \frac{C_{eN} \cdot C_s}{C_{eN} + C_s}$, so errechnet sich der erforderliche Serienkondensator direkt zu:

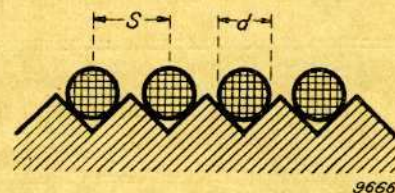
$$C_s = \frac{C_{eM} C_{eN} (k - 1)}{C_{eM} - k C_{eN}}$$

und L_0 aus der Thomsonformel, aus der dann auch für beliebige Werte von C_e und $C_0 = \frac{C_e \cdot C_s}{C_e + C_s}$ die sich ergebenden f_0 -Werte zu ermitteln sind, die zur Aufstellung der gesamten Fehlerkurve benötigt werden. Legt man die Schnittpunkte auf $1/3$ und $2/3$ des Bereiches und das jeweilige Amateurband symmetrisch zum einen Schnittpunkt, so bekommt man recht gute Ergebnisse — abgesehen davon, daß man für den Zweipunkt-Gleichlauf¹⁾ sehr gut auch mit einem Parallelkondensator statt des Serienkondensators auskommt. Zeichnungen vom Verfasser

¹⁾ Vgl. „CQ“ 1938, Heft 5, S. 13, und 1939, Heft 1, S. 5.

Welche Drahtstärke für Spulen?

Beim Entwurf von Spulen besteht vielfach Unklarheit über die Wahl des günstigsten Verhältnisses von Drahtdurchmesser zur Wickelsteigung. Das gilt in besonderem Umfange für Spulen, die auf Körper gewickelt werden sollen, auf denen bereits Rillen oder Kerben zur Aufnahme des Drahtes vorhanden sind, die Wickelsteigung also vorgegeben ist. Bekanntlich wird bei zu großem Drahtdurchmesser der Wirbelstromverlust zu hoch, während andererseits bei zu geringem Drahtdurchmesser der ohmsche Widerstand zu sehr ansteigt. Bei mittleren Werten, die etwas vom Formfaktor der Spule (Länge/Durchmesser) abhängen, erreicht man niedrigsten Verlustwiderstand. In der Abb. sind die notwendigen Angaben für die Wahl der richtigen Drahtstärke zu finden, ebenso ihre Abhängigkeit vom Formfaktor (s. a. „AKTM“ Bl. 040).



Da nun (vgl. „CQ“ 1936, H. 5, S. 75) geringe Abweichungen von der günstigsten Drahtstärke kaum etwas ausmachen, weil die Widerstandskurve in Abhängigkeit von d/s in der Nähe des Optimums sehr flach verläuft, bietet es praktisch keine Schwierigkeiten, eine passende Drahtsorte zu finden. Während man bei verhältnismäßig langen Spulen ($1/D = 1,5$ bis 2) und glattem Wickelkörper die richtige Distanz zwischen blanken Drähten schon durch einfaches Aufwickeln zweier gleicher Drähte für Wicklung und Abstand (von denen einer dann wieder abgewickelt wird) ziemlich angenähert bekommt, wird man bei gekerbten Spulenkörpern die Drahtstärke nach der Tabelle ausrechnen und die nächstgelegene praktisch erhältliche Drahtsorte verwenden. Bei einem Spulenformfaktor von 1 mm und einem Kerbenabstand ($s =$) 2 mm, muß die Drahtstärke 1,22 mm betragen. Man macht aber keinen ins Gewicht fallenden Fehler, wenn man 1,2 mm-Draht verwendet. Die Verluste und sonstigen Daten einer so gebauten Spule lassen sich dann mit ausreichender Genauigkeit nach den in obiger Literatur zusammengestellten Formeln berechnen. R. W.

Zeichnung vom Verfasser

Überbrückungs-Kondensatoren — Erdungs-Punkte

Als Überbrückungskondensatoren bezeichnet man allgemein solche, die zwischen einem Punkte einer Schaltung und einem anderen eine Verbindung möglichst geringen Wechselstromwiderstandes herstellen, sie also auf gleiches Potential bringen sollen. So wird z. B. in einem Schwingkreis, in dem der Rotor des Drehkondensators geerdet ist, über dessen Spule jedoch die Anodenspannung für eine Röhre zugeführt wird, ein Überbrückungskondensator zwischen dem Speisungsende der Spule und dem Rotoranschluß benötigt, das Schirmgitter einer Röhre wird über einen Überbrückungskondensator an Erde bzw. ans Metallgestell angeschaltet und u. U. ein Kathodenwiderstand „überbrückt“. Weitere Überbrückungskondensatoren haben darüber hinaus in Verbindung mit Gleich- oder Wechselstromwiderständen in Speisungsleitungen häufig noch die Aufgabe, eine Entkopplung sowie u. U. eine zusätzliche Siebung zu bewirken.

Handelt es sich darum, vermittels eines Kondensators einen Weg geringsten Wechselstromwiderstandes zwischen zwei Schaltungspunkten herzustellen, so müßte man auf den ersten Blick sagen, daß eine möglichst große Kapazität die günstigsten Ergebnisse liefern würde. Zwar hat eine große Kapazität einen geringeren Wechselstromwiderstand als eine geringe, aber — eben nur eine reine Kapazität. Genau so wenig es aber reine Induktivitäten gibt, weil jeder Leiter auch eine gewisse Kapazität aufweist, gibt es reine Kapazitäten, weil sowohl die Zuleitungen zu einem Kondensator wie dessen Belegungen infolge ihrer räumlichen Ausdehnung eine Induktivität aufweisen. Auch die sogenannten „induktionsfreien“ Kondensatoren sind nicht vollständig induktionsfrei. Während man normale

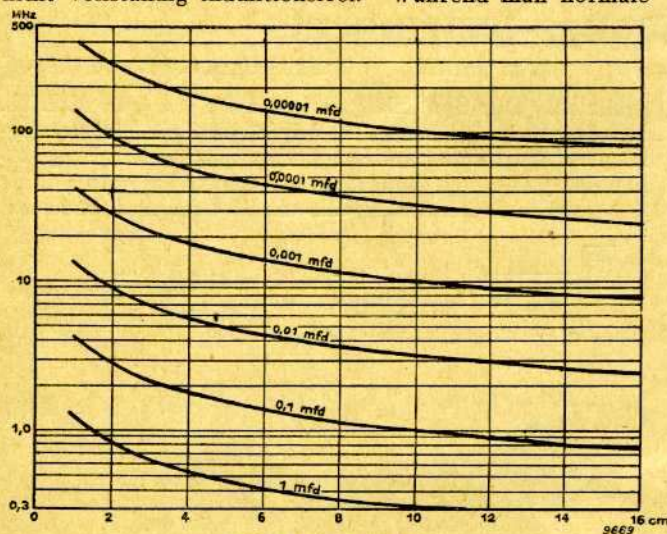


Abb. 1 (mfd = μF)

Wickelkondensatoren (nur solche kommen ja praktisch für größere Kapazitätswerte in Betracht) so ausführt, daß die Zuleitung an einer Stelle des Wickels in diesen eingelegt wird, läßt man bei „induktionsfreien“ Wickeln die Folien nach beiden Seiten überstehen und verlötet sie dort mit den Zuleitungsdrähten. Letzteres Verfahren hat vor allen Dingen den Vorzug, sichere Kontakte geringeren Übergangswiderstandes zu liefern, so daß man hier wohl auch (richtiger) von „dämpfungsarmen“ Kondensatoren spricht. Immer jedoch bleibt eine gewisse Länge der Zuleitungen übrig, gleichgültig, wie niedrig man auch — bis zu einer gewissen Grenze — die Induktivität des Wickels selbst herabsetzen kann. Die Induktivität des Überbrückungskondensators liegt in Reihe mit dessen Kapazität, so daß man also für gegebene Werte die Resonanzfrequenz ausrechnen kann. Bei dieser und in ihrer Umgebung hat dann der Überbrückungskondensator seinen geringsten Wechselstromwiderstand. Es hat sich nun herausgestellt,

daß die Resonanzfrequenz weitestgehend von dem Kondensator selbst unabhängig ist und in erster Linie durch die Zuleitungsinduktivitäten und den Kapazitätswert bestimmt wird. Hieraus folgt zunächst einmal, daß man bei gegebenen Abständen der zu verbindenden Punkte zweckmäßigerweise einen Kondensatortyp auswählen wird, bei dem die Zuleitungen infolge seiner äußeren Abmessungen sehr kurz werden. Zum anderen läßt sich ermitteln, wie groß bei einer vorgegebenen gesamten Zuleitungslänge die Kapazität sein muß, um geringsten Wechselstromwiderstand (Resonanz!) zu bekommen. Wie aus Abb. 1 hervorgeht, hat der für Überbrückungszwecke in Kurzwellenempfängern sehr weitgehend übliche Wert von 10 000 pF seine Resonanz im 7 MHz-Band, wenn beide Zuleitungsdrähte zusammen nicht länger als etwa 3 cm sind, während bei einer gesamten Drahtlänge von rund 9 cm die Resonanz im 3,5 MHz-Band (!) liegen würde. Es ist einleuchtend, daß auf diese Tatsache das häufig so unterschiedliche Funktionieren von verschiedenen, nach dem gleichen Schaltbild gebauten Empfängern teilweise zurückgeführt werden muß.

Auf einem wie großen Frequenzbereich eine annehmbare Überbrückungswirkung eines Überbrückungskondensators zustande kommen kann, hängt (sofern man einmal den Verlustwiderstand als gegeben annimmt) von dem L/C -Verhältnis ab: je kleiner die Induktivität im Vergleich zur Kapazität wird, eine desto größere Bandbreite hat der aus beiden gebildete Serienresonanzkreis, d. h. auf einem desto größeren Frequenzgebiet läßt sich der erwünschte Effekt erzielen. Auch aus diesem Grunde ist also die Aufplanung eines Gerätes unter dem Gesichtswinkel kürzest-möglicher Kondensatorzuleitungen von Bedeutung. Je höher die Frequenz wird, desto kleiner muß die Kapazität gewählt werden, desto größer wird aber auch das L/C -Verhältnis. Man muß also u. U. für Empfänger mit sehr großem Frequenzbereich mehrere Überbrückungskapazitäten mit einander hinreichend überlappenden „Frequenzbändern“ parallel schalten.

Die Wirkung eines zu großen Wechselstromwiderstandes in der Schirmgitter-Erdleitung führt bekanntlich zur Herabsetzung der Wirksamkeit des Schirmgitters und Verlagerung des „Selbstneutralisationspunktes“, in der Kathodenleitung hat eine Zusatzinduktivität eine Verminderung des Hochfrequenz-Eingangswiderstandes der Röhre zur Folge. Nach Möglichkeit wird man Schaltungen mit direkter Erdung der Kathoden anwenden, um hier einen Überbrückungskondensator einzusparen. Kondensatoren, die zur Entkopplung und evtl. Siebung dienen, sind meistens hinsichtlich der Induktivitäten nicht so kritisch, da der Längswiderstand für gewöhnlich einen weitaus größeren Widerstand für die Wechselströme darstellen wird, als selbst ein mit verhältnismäßig großer Induktivität behafteter Querkondensator. In Sonderfällen ist aber auch hier Aufmerksamkeit am Platze.

Aus dem vorher Gesagten lassen sich einige Gesichtspunkte für den praktischen Aufbau von Geräten und insbesondere für die günstigsten „Erdungspunkte“ herleiten. Für gewöhnlich wird empfohlen, „alle Erdungsleitungen einer Stufe an einem Punkte zusammenzufassen und dort zu erden“ (d. h. also entweder über eine getrennte Leitung mit der isoliert ins Metallgestell eingesetzten Erdbuchse zu verbinden oder an das Gestell anzuschließen). Zweifellos ist dieses Verfahren richtig, vor allen Dingen weil es dafür sorgt, daß nicht in unkontrollierbarer Weise über gleiche Gestellteile Wechselströme verschiedener Stufen fließen, und infolge der Induktivität des betreffenden Metallstreifens Rückwirkungen zwischen den Stufen verursachen, die zu Unstabilitäten einerseits oder starker Dämpfung andererseits führen können. Es birgt jedoch auch gewisse Gefahren in sich, es verleitet nämlich u. U. dazu, die Leitungen von Überbrückungskondensatoren usw.

gebrauchsfertig. Das Instrument kann sehr leicht repariert werden, wenn man sich nur von dem verwendeten Hitdraht genügend auf Lager hält. Durch die gegebene Anordnung läßt sich alles sehr leicht einstellen und nachstellen. Weiterhin ist sehr wertvoll, daß das Instrument durch die dicke Eisenhaube vor plötzlichen Temperaturschwankungen (wenn die Empfindlichkeit des Instrumentes unter 100 mA liegt, ist dies von größter Wichtigkeit), vor

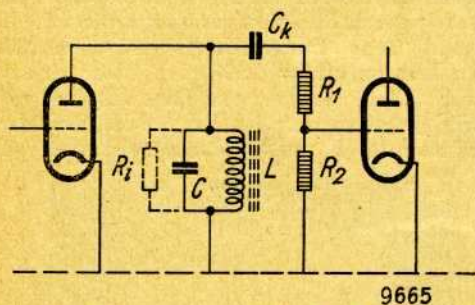
Luftströmungen, elektrischen und mechanischen Einflüssen gut geschützt.

Die Lichtbilder zeigen das Innere des Instrumentes einmal von vorn (Abb. 3) und von der Rückseite (Abb. 4), während Abb. 5 die Außenansicht wiedergibt. Das Instrument hat bis heute zur Zufriedenheit seines Besitzers zuverlässig funktioniert und auch bis heute keine Reparaturen erfordert.

Zeichnungen und Aufnahmen vom Verfasser

Richtige Verwendung von Tonselektionskreisen

Über die sinngemäße Zusammenschaltung von Tonselektionskreisen mit den Röhren eines Empfängers bestehen häufig falsche Ansichten, so daß unter Umständen die Ergebnisse sehr zu wünschen übrig lassen bzw. der beabsichtigte Effekt überhaupt nicht erzielt wird. Normalerweise wird die Tonselektion so durchgeführt, daß aus einer Spule entsprechend hoher Induktivität in Verbindung mit einem Kondensator ein Schwungradkreis zusammenschaltet und als Anodensperkreis einer Verstärkerröhre verwendet wird (vgl. Abb.). Da es sich



um einen Niederfrequenzverstärker handelt, beachtet man nicht die bei Hochfrequenzverstärkern als selbstverständlich geltenden Regeln und — der Tonselektionskreis ergibt gegenüber einem mittelmäßigen Kopplungsübertrager überhaupt keinen hörbaren Unterschied. Schwingkreis bleibt Schwingkreis — auch wenn er auf eine Tonfrequenz abgestimmt ist und wenn man einen Kreis sehr hohen Resonanzwiderstandes etwa in den Anodenkreis einer Dreipolröhre üblicher Daten einschaltet, liegt der niedrige Innenwiderstand der Röhre parallel zum Kreise. Dieser wird hierdurch so stark gedämpft (sogen. „Pseudodämpfung“), daß seine Resonanzkurve ganz außerordentlich verbreitert wird.

Die bekannte Tonselektionsspule F 285 (vgl. a. „CQ“ 1938, Heft 4, S. 57) mit Spezial-Eisenkern hat eine Güte in der Größenordnung von $Q = 6$, die zur Abstimmung verwendeten Parallel-Kondensatoren weisen Größenordnungen höhere Güteziffern auf, so daß die Güte des Kreises praktisch lediglich durch die Spulengüte bestimmt wird. Die Bandbreite (Resonanzfrequenz Q) beträgt also bei 1000 Hz rund 167 Hz (d. h. daß bei einer Verstimmung um 83,5 Hz die Verstärkung auf 70,7 % gesunken ist). Das gilt natürlich nur für den nahezu unbelasteten Kreis (Dämpfungs-Parallelwiderstand in der Größenordnung von 1 M Ω durch den Gitterableitwiderstand der nachfolgenden Röhre). Im Anodenkreis einer Fünfpolröhre mit ihrem sehr hohen Innenwiderstand ändert sich praktisch an diesen Zahlen nichts. Schaltet man jedoch den Kreis nach einer Dreipolröhre mit einem Innenwiderstand in der Größenordnung von 10 k Ω , so ergibt sich eine Bandbreite von 5 kHz, d. h. ein Frequenzgang, wie ihn ein normaler Niederfrequenzübertrager auch hat. Deshalb ist es sinnlos, mit Dreipolröhren und Tonfrequenzkreisen eine Tonselektion machen zu wollen. In diesem Falle müßte Übertragerschaltung angewandt werden, die den Innenwiderstand der Röhre heraufübersetzt, als hohen Widerstand parallel zum Tonkreis erscheinen läßt und so diesen nur unwesentlich dämpft. In der Praxis sind aber Fünfpolröhren vorzuziehen. Allerdings muß man zur Herabsetzung der sonst viel zu hohen Niederfrequenzverstärkung meist einen Spannungsteiler vorsehen, wie das in der Abb. ebenfalls gezeigt ist. Der Wert von R_2 wird durch die Röhrentype bestimmt, er liegt für Stahlröhren meist bei 3 M Ω , während für ältere Vorstufen-Glasröhren 1,5 M Ω und für Endröhren 0,5 bis 1 M Ω zugelassen sind. Entsprechend der geforderten Abschwächung wird dann R_1 gewählt. Der Kopplungskondensator C_k hat die übliche Größe, jedoch reicht auch eine kleinere Kapazität vollständig aus (ca. 500 bis 1000 pF).

R. W.

Zeichnung vom Verfasser

Ein Geländeempfänger (Berichtigung und Ergänzung)

Die Schaltung des Geländempfängers¹⁾ war leider nicht ganz richtig gezeichnet worden. Minus Heizung und plus 1,5 V (Gittervorspannung) müssen selbstverständlich mit Masse (Erde) verbunden werden. Der Widerstand von 0,1 M Ω im Anodenkreis des Audions ist ein Regelwiderstand, zur Einstellung der Rückkopplung neben dem Rückkopplungskondensator.

Ergänzend sei noch folgendes mitgeteilt. Ältere Anodenbatterien sind meist die Urheber von Geräuschen, Knacken usw. Abhilfe bringt ein Überbrückungskondensator von 4 bis 8 μ F, den man zwischen plus Anodenbatterie und Erde legt. (Die Klemmen + 90 V und + 100 V legt man dabei zusammen an eine Spannung.)

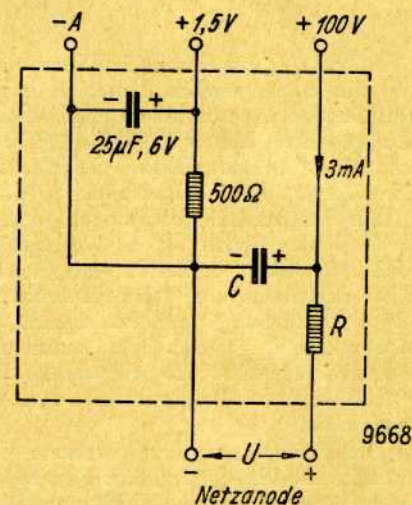
Zum Betrieb des Gerätes an einem Anodenspannungs-Netzgerät ist eine zusätzliche Siebkette erforderlich, da der Empfänger in seiner Schaltung nur für Batteriebetrieb bemessen ist. Die Möglichkeit einer solchen Anordnung zeigt die Abbildung. Vorausgesetzt wird ein Gesamtstrom des Empfängers von etwa 3 mA, bei einer Betriebsspannung von 100 V (+ 90 V und + 100 V ist zusammengelegt). Für den Widerstand R gilt die Beziehung:

$$R = \frac{U - 100}{0,003} \Omega$$

U = Spannung des Netzgeräts in Volt

Beispiel: $U = 250$ Volt, $R = 50$ k Ω .

¹⁾ Vgl. „CQ“, Januar 1940.



Der Siebkondensator C soll möglichst groß (8–16 μ F) und für die von der Netzanode abgegebene Spannung als Betriebsspannung dimensioniert sein. Die Gittervorspannung wird als Spannungsabfall des Gesamtstromes gewonnen.

Zeichnung vom Verfasser

W. Rentsch.

Alle Abbildungen in diesem Heft, die keinen Urhebervermerk tragen, wurden nach Angaben der Schriftleitung hergestellt