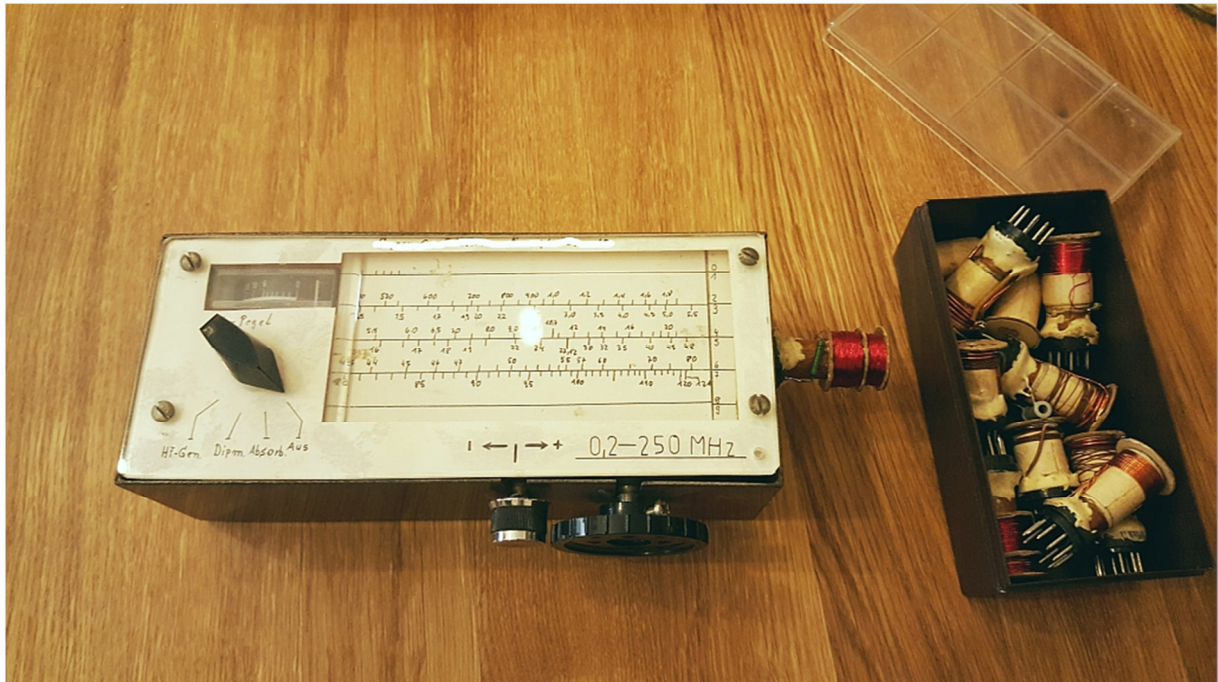


Ein Frequenzmesser ist erforderlich



Ein Dipmeter bis 150 MHz (250MHz)

nach finden wir einmal »entdeckte« und auf einer Liste festgehaltene Sender jederzeit wieder. Den Rückkopplungsgrad dürfen wir allerdings nie so weit erhöhen, daß unser HF-Verstärker zum Oszillator wird. Wir merken das sofort: Aus dem Lautsprecher ertönt ein unangenehmes Heulen oder Pfeifen. Diese Erscheinung ist jedoch nur das kleinere Übel! Am »Oszillatorkreis« haben wir eine Antenne – womöglich sogar eine Hochantenne – angekoppelt, die nun als Sendeantenne wirkt und das Heulen und Pfeifen in den

Raum strahlt. Die Rundfunkhörenden Nachbarn werden über den plötzlich auftauchenden neuen Pfeifsender nicht erfreut sein, erst recht nicht die Kollegen vom Funküberwachungsdienst der Deutschen Post! Dazu wollen wir es lieber nicht erst kommen lassen. Bild 11.11 zeigt eine Ansicht unseres Rückkopplungs-Oldtimers. Übrigens erhielt 1913 der bei der gleichen Firma wie Alexander Meißner tätige Ingenieur Wilhelm *Schlömilch* (1870–1939) das erste Patent auf ein Rückkopplungsaudion.

12. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich

Ohne dieses Gerät kommt kein ernsthafter Radioamateur aus, wenn er sich nicht mit sehr einfachen Empfängern begnügen will – wir haben das bereits beim Einstellen des Sperrkreises unseres HF-Verstärkers festgestellt. Die Grundidee des neuen Meßgerätes leiten wir aus dem Strommeßversuch am Diodenempfänger im Kapitel 2 ab, bei dem im *Resonanzfall* der Kopfhörerstrom einen Maximalwert annahm (vgl. Bild 2.5). Wesentliche Baugruppen sind deshalb ein abstimmbarer und in Frequenzen zu eichender Schwingkreis sowie eine Stromanzeigevorrichtung, wobei der Schwingkreis sowohl fremde Schwingungen empfangen als auch selbst Schwingungen erzeugen können muß. Im Stromlaufplan des Resonanzfrequenzmessers nach Bild 12.1 erkennen wir mit $L_1C_{1...5}$ den erwähnten Schwingkreis und in der Schaltung mit T_1 den HF-Oszillator. $T_3...T_6$ bilden den Gleichstromverstärker in Brückenschaltung für das Anzeigemeßgerät A, und T_2 ist der Verstärketransistor eines Tongenerators mit RC-Phasenschieberkette. Dieser erlaubt über die Betriebsspannungszuführung die Amplitudenmodulation der Hochfrequenz von T_1 . Die einzelnen Betriebsarten wählen wir mit Schalter S, zur Stromversorgung dient eine 9-V-Batterie. Ebenso können wir den Frequenzmesser über Bu_1 und Bu_2 mit dem Stromversorgungsgerät betreiben.

Steuerung der Leitfähigkeit durch ein elektrisches Feld

Die Schaltungszeichen von T_1 , T_3 und T_6 im Bild 12.1 sind für uns neu. Es handelt sich hierbei um sogenannte *unipolare* Transistoren, bei denen die Ladungsträger im Ausgangsstromkreis keine pn-Übergänge wie bei den bisher von uns verwendeten Bipolartransistoren zu passieren haben. Die Steuerung des Stromes erfolgt durch ein von außen erregtes elektrisches Feld, deshalb werden diese Transistoren als *Feldeffekttransistoren* (FET) bezeichnet. Schon im Jahre 1930 hat *Lilienfeld* darauf ein US-Patent erhalten; praktisch konnte dieses Bauelement jedoch erst nach dem Beherrschen der Siliziumdiffusionstechnik realisiert werden.

Der MOSFET ist ein empfindliches Bauelement

Bild 12.2a zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Metall-Oxid-Silizium-Feldeffekttransistors (MOSFET, entsprechend der Materialanordnung von der Steuerelektrode zum Substrat). Zwischen den stark dotierten n-leitenden Elektrodengebieten für *Source* (engl., Quelle für die Nachlieferung von Ladungsträgern) und *Drain* (engl., Senke bzw. Abfluß der Ladungsträger) ist ein schwächer dotierter n-lei-

8F 245

 D 5G
 SM 104

 DGS

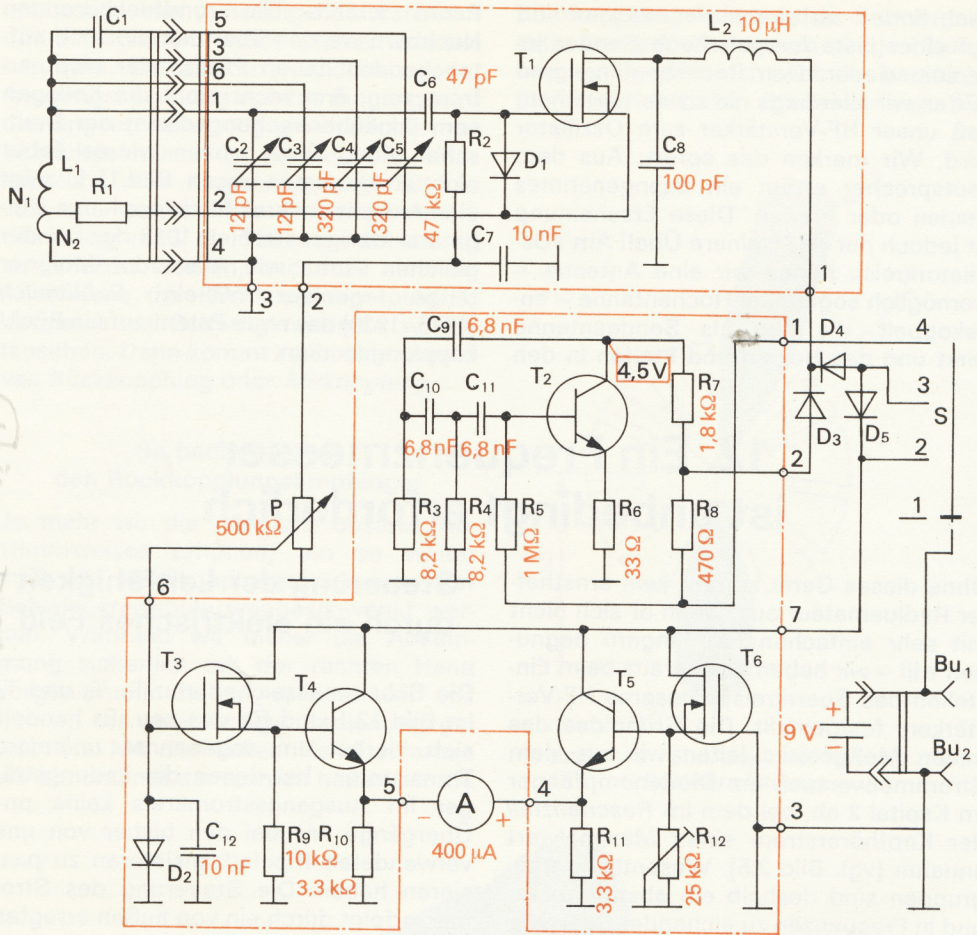


Bild 12.1 Stromlaufplan des Resonanzfrequenzmessers
 (D₁: SAY 17, D₂...D₅: SAY 30, T₁: SM 104, T₂: SC 236 E, T₃ und T₆: SM 103, T₄ und T₅: SC 236,
 N₁, N₂, R₁ und C₁ siehe Spulentabelle im Text)

tender Kanal vorhanden. Liegt eine Spannung U_{DS} zwischen Drain und Source mit positiver Polarität am Drain, fließt ein bestimmter Drainstrom I_D . Wird dann noch zusätzlich an das isolierte Gate (engl., Tor, Steuerelektrode) eine gegenüber dem Source negative Spannung U_{GS} gelegt, verarmt der Kanal aufgrund der Kondensatorwirkung zwischen Gate und Halbleiteroberfläche an Elektronen. Die Leitfähigkeit des Kanals wird reduziert, und I_D geht zurück.

Das Substrat ist kontaktiert und wird innerhalb des Transistorgehäuses mit dem Source verbunden. Da als Isolierung zwischen Gate und Halbleiter die nur

etwa $0,1 \mu\text{m}$ – das sind $0,0001 \text{ mm}$ – dicke Oxidschicht dient, ist der MOSFET *äußerst empfindlich gegen statische Aufladungen* des Gate, die zum Durchschlag der Isolierschicht führen. Deshalb sind beim Umgang mit MOSFET ganz besondere Schutzmaßnahmen zu treffen. Der Hersteller steckt die Anschlußfahnen grundsätzlich in Leitgummi, den wir erst dann entfernen dürfen, wenn das Gate in der fertigen Schaltung auf andere Weise leitend mit dem Source verbunden ist. Das Gate sollte nie freiliegen! Zum Kurzschließen der Anschlußfahnen während des Experimentierens verwenden wir eine Krokodilklemme, deren »Zahn«-Abstände

mit dem Elektrodenabstand der Mini-plasttransistoren übereinstimmen. Auch unsere Arbeitskleidung wählen wir mit Bedacht aus; alles, was sich stark auflädt, muß vermieden werden. Das gilt für Wäsche genauso wie für Kittel aus Dederon oder ähnlichem Material und Schuhe mit hochisolierender Sohle. Als Arbeitsplatzunterlage besorgen wir uns am besten ein Stück Aluminiumblech, das wir ebenso mit einer guten Erdleitung verbinden wie uns selbst, z. B. mittels beweglichen Kabels und Krokodilklemme über das metallene Uhrenarmband am linken Handgelenk. Der Lötcolben muß über den Schukoanschluß vorschriftsmäßig geerdet sein; im Zweifelsfall ziehen wir den Stecker aus der Netzdose. Bei Verwendung eines fremden Stromversorgungsgerätes zum Betrieb von Schaltungen mit MOSFET klemmen wir an die Ausgangsbuchsen analog Bild 3.6 eine Z-Diode, deren Spannung um 10% über der Betriebsspannung liegt. Nur so sind die MOSFET gegen eine zu hohe Induktionsspannung beim Abschalten des Netzgerätes hinreichend geschützt.

Neben dem im Bild 12.2a vorgestellten n-Kanal-FET, dessen Ladungsträgerdichte im Kanal durch eine negative Gate-Spannung reduziert und der deshalb als *Verarmungstyp* bezeichnet wird, gibt es auch den *Anreicherungstyp*; hier entsteht

erst mit der Gatespannung ein leitender Kanal. Aus Bild 12.2b sind die Schaltungszeichen der beiden wichtigsten MOSFET-Typen ersichtlich.

Wir nehmen die Kennlinie eines MOSFET auf

Bild 12.3 zeigt die Versuchsschaltung. Schalter S_1 , für den notfalls ebenso wie für S_2 eine Steckverbindung genügt, sichert nach Einsetzen des Transistors in die Fassung und Abziehen des Leitgummis bzw. Öffnen der Krokodilklemme die notwendige Elektrodenverbindung. Das Stromversorgungsgerät ist noch ausgeschaltet, und wir legen die Spannung der Flachbatterie an. Der 330-Ω-Widerstand begrenzt den Strom bei durchgeschlagener Isolierschicht auf $I = \frac{4,5 \text{ V}}{330 \Omega} = 13,6 \text{ mA}$.

$$I = \frac{4,5 \text{ V}}{330 \Omega} = 13,6 \text{ mA}$$

Zeigt der Strommesser nahezu Vollausschlag, ist der MOSFET unbrauchbar, und wir klemmen die Batterie sofort wieder ab. Ist der Strom jedoch kleiner als 10 mA, schließen wir S_2 und lesen den Drainstrom für $U_{GS} = 0 \text{ V}$ ab. Nun darf S_1 geöffnet und das Stromversorgungsgerät eingeschaltet werden. Bei 1,5 V beginnend, stellen wir ab 3 V jeweils um 1 V steigende, negative Gatespannungen ein. Wir erhöhen sie so weit, bis kein Drain-

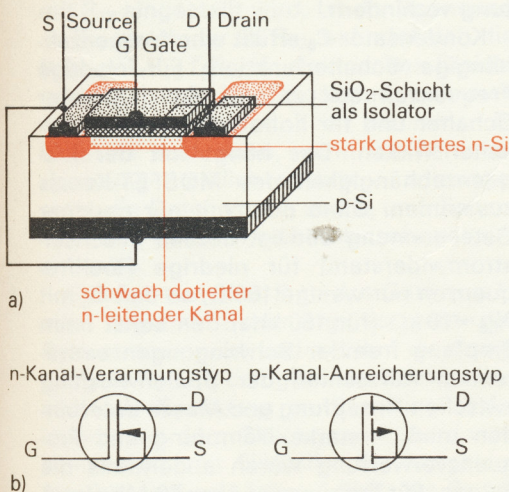


Bild 12.2 Prinzip eines MOSFET (a) und Schaltungszeichen von MOSFET (b)

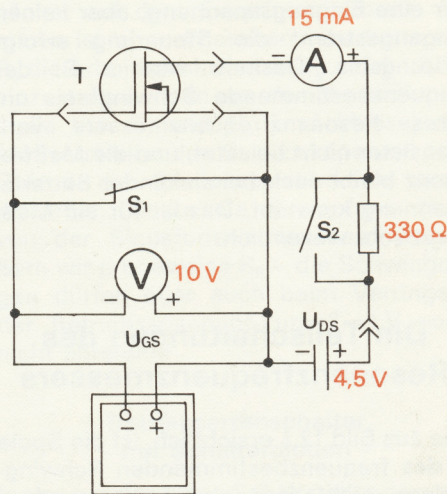


Bild 12.3 Schaltung zur Aufnahme einer MOSFET-Kennlinie (T: SM 104)

strom mehr fließt. Dann schalten wir das Stromversorgungsgerät ab, schließen S_1 , polen Spannungsmesser und Stromversorgungsgerät um, öffnen S_1 und legen nun auch – wieder bei 1,5 V beginnend – positive Gatespannung an; der Drainstrom muß allerdings unter 15 mA bleiben!

Zum Schluß des Versuches schalten wir das Stromversorgungsgerät aus, schließen S_1 , öffnen S_2 , klemmen die Batterie ab und an die Transistorelektroden die Krokodilklemme. Erst dann ziehen wir den MOSFET aus der Fassung und legen ihn samt Klemme auf der geerdeten Arbeitsplatzunterlage ab.

Die erhaltenen Wertepaare übertragen wir in ein Diagramm nach Bild 12.4 und ermitteln daraus eine wichtige Kenngröße des MOSFET: die *Steilheit*

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

Sie beträgt für das Musterexemplar

$$S = \frac{8,8 \text{ mA} - 4,2 \text{ mA}}{2 \text{ V} - 0 \text{ V}} = 2,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Ein Feldeffekttransistor zeichnet sich gegenüber einem Bipolartransistor durch einen sehr hohen Eingangswiderstand der Größenordnung $10^8 \text{ M}\Omega$ aus. Das kommt daher, daß die Steuerelektrode von den übrigen isoliert ist. Ein MOSFET benötigt zur Steuerung des Drainstromes nur eine Eingangsspannung, aber keinen Eingangsstrom; die Steuerung erfolgt leistungslos. Deshalb wird z. B. der frequenzbestimmende Schwingkreis unseres Resonanzfrequenzmessers vom Transistor nicht belastet, und die Meßfrequenz bleibt auch bei sinkender Batteriespannung konstant. Das ist für ein Meßgerät sehr wesentlich.

Die Teilschaltungen des Resonanzfrequenzmessers

Wie aus Bild 12.1 ersichtlich, ist die Spule L_1 des frequenzbestimmenden Schwingkreises nicht fest eingebaut, sondern wird für den notwendigen Bereichswchsel als Steckspule ausgeführt; mit acht

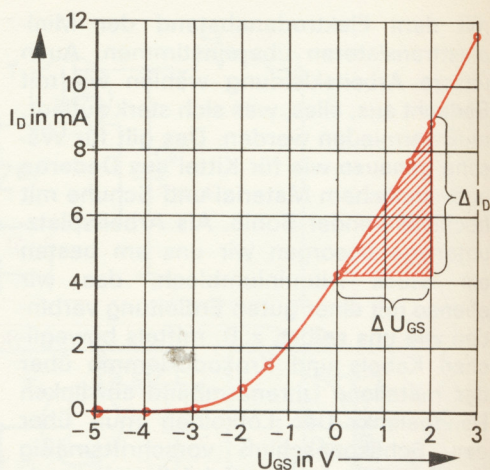


Bild 12.4 I_D - U_{GS} -Kennlinie eines MOSFET

Spulen können wir Frequenzen von 150 kHz bis 150 MHz messen.

HF-Generator in Dreipunktschaltung

Während im Tongenerator nach Bild 10.6 die Rückkopplung vom Kollektor aus erfolgt, geschieht dies im HF-Generator vom emitterentsprechenden Source über die Spulenzapfung in den Schwingkreis. Spule L_2 , für die wieder eine Kleinstmotor-Entstördrossel verwendet werden kann, soll ein Abfließen von HF-Resten über die Betriebsspannungsleitung verhindern.

Kondensator C_8 erfüllt eine frequenzabhängige Schalterfunktion: Für niedrige Frequenzen soll er wie ein geöffneter Schalter und für hohe wie ein geschlossener wirken. Das hängt mit der frequenzabhängigkeit des MOSFET-Kanals zusammen. Ohne oder mit nur geringer Gatespannung beträgt dessen Wechselstromwiderstand für niedrige Hochfrequenzen nur wenige 100Ω , so daß C_8 mit $X_{C8} \approx 10 \text{ k}\Omega$ (für 150 kHz) den sonst beim Empfang fremder Schwingungen eintretenden Kurzschluß der Spulenwicklung zwischen Zapfung und Masse unterbinden muß – starke Dämpfung und Frequenzverwerfung wären andernfalls die Folgen. Für Frequenzen über 50 MHz muß das Drain dagegen bei aktivem und bei passivem Betrieb wechselstrommäßig

auf Masse liegen, das wird ebenfalls mit $X_{C8} \approx 30 \Omega$ verwirklicht.

Diode D_1 übt eine Doppelfunktion aus. Einerseits dient sie als Gateschutz während des Spulenwechsels und andererseits als Demodulator für die HF. Im Unterschied zu unserem Diodenempfänger liegt die Gleichrichterschaltung C_6D_1 parallel zum Schwingkreis. Vom Demodulator gelangt die Gleichrichterspannung über das HF-Siebglied R_2C_7 an das Empfindlichkeitspotentiometer P und von hier an den Gleichstromverstärker.

Anzeigeverstärker in Brückenschaltung

Damit auch sehr geringe Richtspannungen bei vernachlässigbarer Belastung der Demodulatorschaltung nachweisbar werden, wird im Verstärkereingang ein MOSFET T_3 eingesetzt. Als Strommesser ist ein beliebiges Indikator-Drehspulmeßwerk für $400 \mu A$ und mit einem Innenwiderstand von 500Ω vorgesehen, das bei $U = 500 \Omega \cdot 400 \mu A = 0,2 V$ Vollausschlag zeigt. Deshalb wird auf eine Spannungsverstärkung verzichtet, und sowohl T_3 als auch T_4 werden in Drain- bzw. Kollektorschaltung ausgeführt. D_2 ist wieder Gateschutz für T_3 , und C_{12} unterdrückt eventuell noch vorhandene HF-Reste. T_5 und T_6 bilden mit R_{11} einen Spannungsteiler der Betriebsspannung, dessen Teilverhältnis mit R_{12} eingestellt wird. Ist die Spannung an R_{11} gleich der an R_{10} , befindet sich die Brücke $T_4R_{10}T_5R_{11}$ im elektrischen Gleichgewicht, und der Strompfad zwischen den Lötösen 4 und 5 ist stromlos. Er bleibt es auch dann, wenn die Betriebsspannung merklich absinkt – vorausgesetzt, die Daten von T_3 und T_6 und die von T_4 und T_5 weichen nicht allzusehr voneinander ab.

Gelangt nun über P an das Gate von T_3 eine negative Spannung, so geht der Drainstrom zurück und mit ihm die Spannung an R_9 . Um den gleichen Betrag sinkt auch die Spannung an R_{10} . Die Brücke kommt aus dem Gleichgewicht, und vom konstanten, mit Einsteller R_{12} festgelegten Potential an Lötöse 4 fließt ein Strom über das Meßgerät, der mit wachsender Spannung an P steigt.

Tongenerator mit RC-Phasenschieberkette

Aus dem letzten Abschnitt des 4. Kapitels ist bekannt, daß es in einer Reihenschaltung aus ohmschem und kapazitivem Widerstand zu einer Phasenverschiebung zwischen der anliegenden Gesamtspannung U und den beiden Teilspannungen U_R und U_C kommt (vgl. Bild 4.8). Diese kann – je nach Widerstandsverhältnis – zwischen einem sehr geringen Wert und nahe, aber stets unter $\frac{T}{4}$ liegen. Um die zur Selbsterregung notwendige Phasendrehung von $\frac{T}{2}$ zu erreichen, sind daher mindestens drei solcher RC-Glieder erforderlich; auf jedes entfällt dann eine Phasenverschiebung von $\frac{T}{6}$. Im Bild 12.1 besteht die Phasenschieberkette aus C_9R_3 , $C_{10}R_4$ und $C_{11}R_{T2}$, wobei R_{T2} vom Transistor-Eingangswiderstand gebildet wird. Mit $R_6 = 33 \Omega$ und $R_{T2} = 8,2 k\Omega$ ermitteln

$$\text{wir näherungsweise } B_{T2} = \frac{8200 \Omega}{33 \Omega} \approx 250$$

und damit $R_5 = 2 \cdot B_{T2} \cdot (R_7 + R_8) = 2 \cdot 250 \cdot 2,27 k\Omega \approx 1 M\Omega$. Die Frequenz hängt vom Produkt $R \cdot C$ der Phasenschieber-Kettenglieder ab und beträgt in der Musterschaltung etwa 1 kHz.

Wir erproben den RC-Generator zunächst auf dem Experimentierbrett. Als erstes ist ohne Phasenschieberkette mit R_5 die Arbeitspunktspannung auf 4...4,5 V einzustellen, dann an der Verbindungsstelle von R_7 und R_8 (und Masse) der Meßverstärker des Oszilloskops und zum Schluß die Phasenschieberkette anzuschließen. Sollte die Kurvenform stark von der Sinusform abweichen, vergrößern wir probeweise R_6 – die Schwingungen dürfen aber auch beim Verringern der Betriebsspannung um 2...3 V noch nicht abreißen!

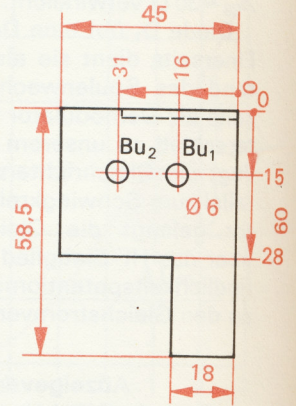
Betriebsartenschalter mit Schalterdioden

In der gezeichneten Schaltstellung von S , für den ein 4-Stellen-Umschalter benötigt wird, ist die Betriebsspannung abge-

schaltet. Bei Schaltstellung 2 gelangt sie nur an den Anzeigeverstärker, so daß die Frequenz fremder LC-Oszillatoren durch induktive Kopplung mit L_1 gemessen werden kann; unser Gerät arbeitet als *Absorptionsfrequenzmesser* (A). Diode D_5 ist in Sperrichtung geschaltet und verhindert damit einen Stromfluß zum HF-Generator.

In Schaltstellung 3 erhalten über D_4 der HF-Generator und über D_5 auch der Anzeigeverstärker Strom. Die kräftigen Schwingungen in $L_1, C_{1...5}$ führen zu einer Richtspannung um 10 V, so daß das Potentiometer für Vollausschlag des Strommessers nur geringfügig geöffnet werden darf. Koppeln wir die von L_1 ausgehenden Schwingungen in einen fremden, selbst nicht schwingenden (passiven) Schwingkreis, so wird im Resonanzfall dem Oszillator ein Maximum an Schwingungsenergie entzogen; die Richtspannung sinkt, und die Anzeige des Strommessers geht deutlich zurück. Bei gleichmäßiger Frequenzänderung am Frequenzmesser oder am passiven Schwingkreis »dippt« der Meßgerätezeiger nur kurz zurück; jetzt arbeitet der Frequenzmesser als *Dipmeter* (D).

In der vierten Schaltstellung werden der Tongenerator mit Betriebsspannung und über R_8 und D_3 der HF-Generator mit einer »tonfrequenzmodulierten« Gleichspannung versorgt, so daß von L_1 amplitudenmodulierte Schwingungen ausgehen. Mit dieser Betriebsart gleicht man

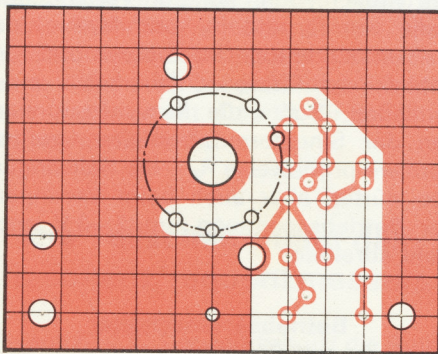


a)

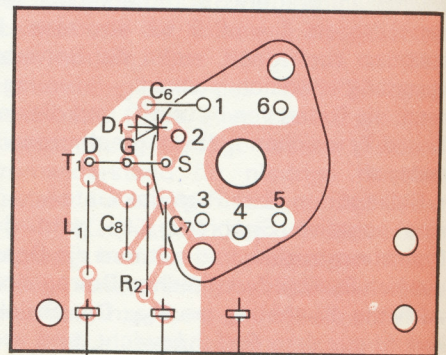
Empfänger nach dem Modulationston ab; unser Frequenzmesser wird zum *Prüfgenerator* (P). D_4 unterbindet den Stromfluß zum Anzeigeverstärker.

Wir bauen den Resonanzfrequenzmesser

Das Gerät soll beim Messen bequem in der linken Hand liegen und von der rechten bedient werden können. Deshalb müssen das Gehäuse schmal aufgebaut, die Steckspule an einer Stirnseite angeord-



a)



b)

Bild 12.5 Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für den HF-Generator (Leiterplatte 1)

12. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich

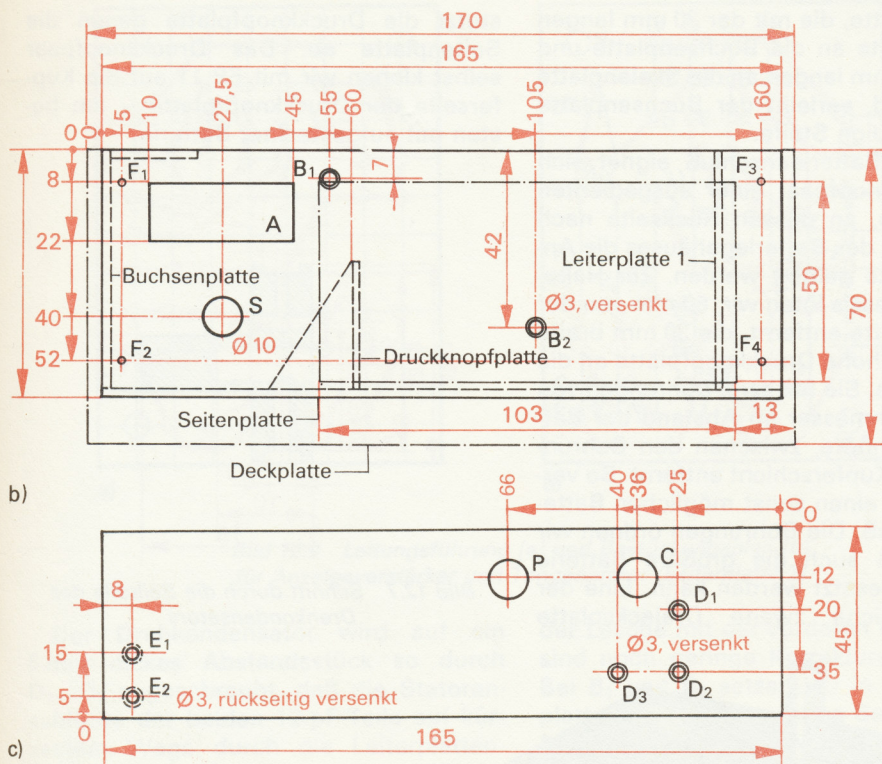


Bild 12.6 Buchsenplatte (a), Skalenplatte (b) und Seitenplatte (c) des Chassisaufbaus

net und die Bedienelemente nach rechts oder nach oben herausgeführt werden. Der Aufbau wird ganz ausschlaggebend vom Drehkondensator $C_{2...5}$ bestimmt, für den im Mustergerät eine Vierfachausführung $2 \times 320 \text{ pF}$ und $2 \times 12 \text{ pF}$ mit Feintrieb verwendet wurde. Da die geometrischen Abmessungen dieser Bauelemente nicht einheitlich sind, fangen wir mit der eigenen Konstruktion erst nach Beschaffung dieser Bauteile an.

Bild 12.5 zeigt die Leiterplatte 1 für den HF-Generator, auf die zuerst eine neunpolige Röhrenfassung mit 11 mm langen Abstandsstücken geschraubt wird und an die wir drei Anschlußleitungen für den Drehkondensator (Masse, $2 \times 320 \text{ pF}$) anlöten. Sie gehen einfach durch die Leiterplatte hindurch und ragen auf der Bestückungsseite so lang wie notwendig heraus. Die einzige elektrische Verbindung zwischen Leiterplatte und Röhrenfassung ist der Anschluß der Spulenzapfung. C_6 wird nur einseitig mit der Leiterplatte ver-

lötet, der andere Draht geht direkt zur Fassung.

Chassiskonstruktion mit Linearskala

Entsprechend Bild 12.6 fertigen wir drei Platten, von denen jeweils die nach dem Verlöten außen liegende Trägerseite dargestellt ist. Lage und Größe des Fensters A richten sich nach dem Indikator-meßgerät, die Lage der Bohrungen C und $D_1...D_3$ hängt vom Drehkondensator ab. Zunächst werden Skalenplatte und Seitenplatte sowie das Gehäuse des Oszilloskopmeßverstärkers rechtwinklig miteinander, danach mit der Buchsenplatte und schließlich auch mit der bestückten Leiterplatte 1 verlötet. Die Bohrungen der Buchsenplatte senken wir von der Kupferseite leicht an, damit die Telefonbuchsen keinen elektrischen Kontakt mit ihr bekommen. Außerdem legen wir unter die Muttern Isolierscheiben aus fester Pappe oder aus Hartpapier. Eine rechtwinklige

Dreiecksplatte, die mit der 30 mm langen Kathetenseite an die Buchsenplatte und mit der 20 mm langen an die Skalenplatte gelötet wird, verleiht der Buchsenplatte die notwendige Steife.

Für den Batterieanschluß eignet sich das Druckknopfpaar einer ausgedienten 9-V-Batterie, an dessen Rückseite nach Demontage des Batteriegehäuses die Anschlußdrähte gelötet werden. Zur Halterung im Chassis löten wir, 60 mm von der Buchsenplatte entfernt, die 30 mm breite und 28 mm hohe Druckknopfplatte an die Seitenplatte. Sie hat zwei Bohrungen von 8 mm Durchmesser im Abstand der Batteriedruckknöpfe, zwischen den Bohrungen ist die Kupferschicht entfernt. So vermeiden wir einen sonst möglichen Batteriekurzschluß. Die Bohrungen ordnen wir so an, daß auch die größere Batterie 6F25C eingesetzt werden kann. Eine der ersten gleiche zweite Dreiecksplatte

stützt die Druckknopfplatte gegen die Seitenplatte ab. Das Druckknopfpaar selbst kleben wir mit EP 11 auf die Kupferseite der Druckknopfplatte – am besten mit aufgesteckter Batterie.

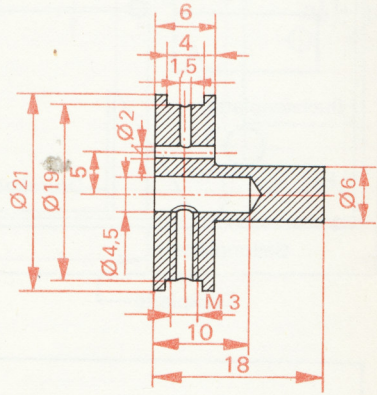


Bild 12.7 Schnitt durch die Seilrolle des Drehkondensators

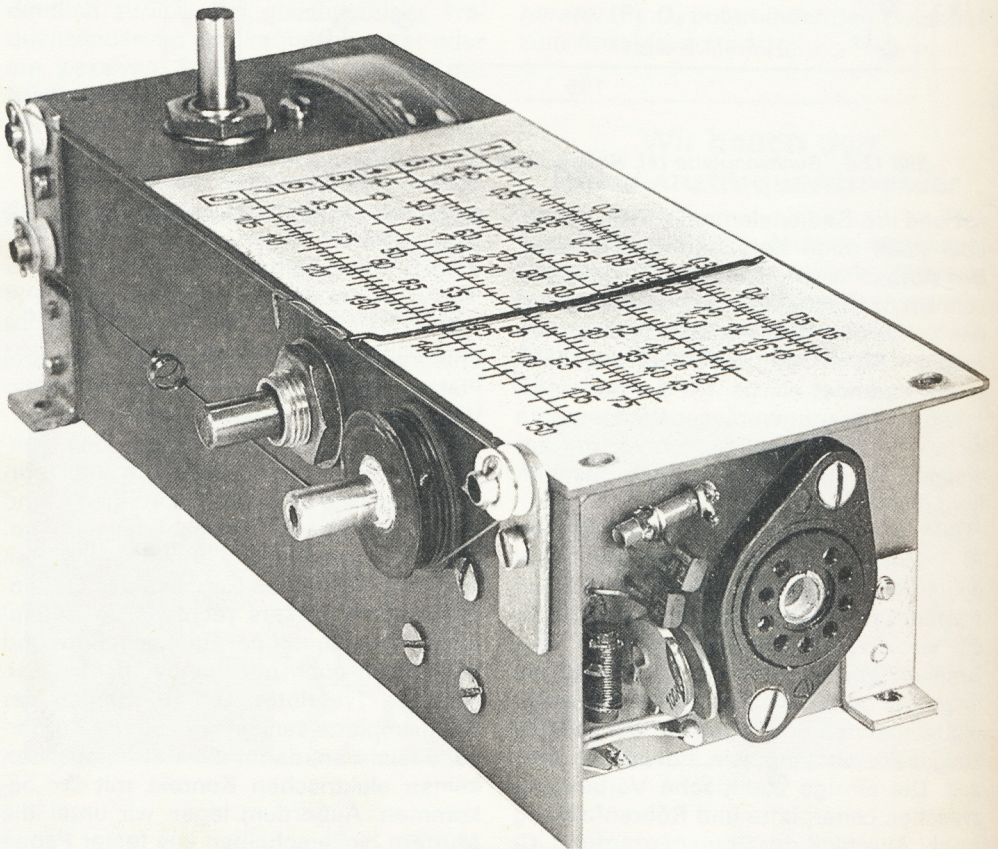


Bild 12.8 Chassisaufbau des Frequenzmessers

12. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich

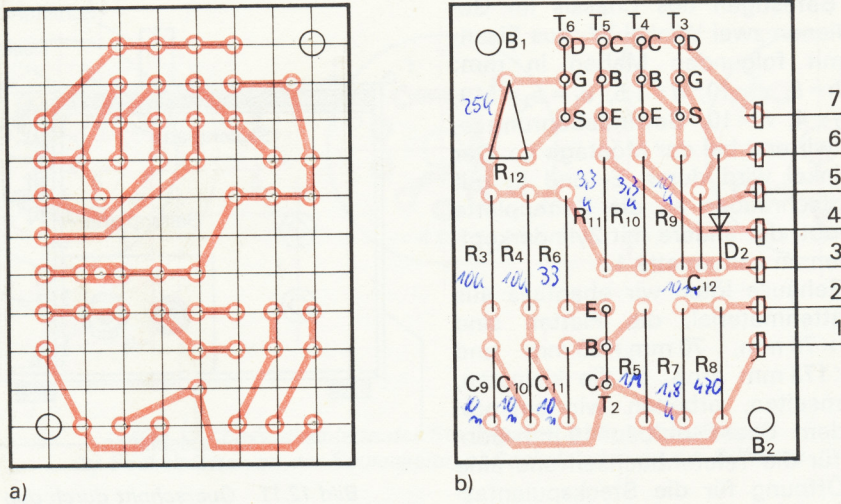


Bild 12.9 Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für Anzeigeverstärker und Tongenerator (Leiterplatte 2)

Der Drehkondensator wird auf ein 6 mm dickes Abstandsstück so durch D₁...D₃ angeschraubt, daß die Statoranschlüsse der beiden 12-pF-Teile auf kürzestem Wege durch die Leiterplattenbohrungen zu den Fassungsanschlüssen gehen. Für den Antrieb des Drehkondensators fertigen wir eine Seilrolle nach Bild 12.7, mit der sich eine Zeigerweglänge von $l = 1,5 \cdot \pi \cdot 19 \text{ mm} \approx 90 \text{ mm}$ ergibt. Aus Bild 12.8 ist ersichtlich, wie der Seilzug zu verlegen ist; die drei Umlenkrollen sind auf 1,5 mm dicken Laschen an die Seitenplatte geschraubt. Das Rotorpaket des Drehkondensators wird voll eingeschwenkt und die Seilrolle dann so festgezogen, daß die 1,5-mm-Bohrung zur Potentiometerwelle weist. Dann fädeln wir beide verknoteten Enden des Seilzugs, für den sich Angelschnur gut eignet, von innen durch diese Bohrung, führen das Ende, das gegen den Anschlag wirkt, entgegen dem Uhrzeigersinn zur vorderen Umlenkrolle, gehen oben zurück zur oberen hinteren Umlenkrolle und von da aus über die untere wieder vor zur Seilrolle. Am besten hält nun ein Helfer dieses Ende. Das andere wickeln wir $1\frac{3}{4}$ mal im Uhrzeigersinn um die Seilrolle und hängen nahe der Seilrolle eine kleine Zugfeder ein, die beide Teile des Seilzuges strafft. Durch Schwenken

der Lasche mit der vorderen Umlenkrolle sind noch geringe Korrekturen möglich. Bei B₁ und B₂ setzen wir in die Skalenplatte je eine 12 mm lange Senkschraube M3 ein, die mit einer Mutter festgezogen und mit einer zweiten gekontert wird; beide Muttern dienen gleichzeitig als Abstandsstücke für die Leiterplatte 2.

Anzeigeverstärker und Tongenerator finden auf Leiterplatte 2 nach Bild 12.9 Platz. Die Funktion des Tongenerators kontrollieren wir analog der Experimentierschaltung. Für den Nullpunktgleich des Anzeigeverstärkers verbinden wir die Lötösen 3 und 6 miteinander und legen den Pluspol der Betriebsspannung an Lötöse 7. Wir messen zunächst die Spannung an Lötöse 5 (um 3,5 V) und stellen anschließend mit R₁₂ an Lötöse 4 den gleichen Spannungswert ein. Nach diesem Vorabgleich ist das Indikatormessgerät anzuklemmen und mit R₁₂ der Nullpunkt genau einzustellen. Die Stromaufnahme des Anzeigeverstärkers liegt bei 3 mA, die des Tongenerators bei 2 mA. Die fertige Leiterplatte 2 stecken wir auf die in B₁ und B₂ der Skalenplatte sitzenden Schraubenbolzen und befestigen sie mit zwei Muttern. Die Schalterdioden D₃...D₅ kommen direkt an den Umschalter, der bei S mit der Skalenplatte verschraubt wird.

Zum Befestigen des Chassis im Gehäuse dienen zwei Winkel W_1 aus Eisenblech mit folgenden Maßen in mm: $a=20$, $b=8$, $c=10$, $d=1,5$, $e_1=e_2=M3$, $f_1=5$, $f_2=4$, $h=10$. Gewindebohrung e_2 bringen wir erst bei der Montage an. Der eine Winkel wird durch E_1 und E_2 mit Senkkopfschrauben an die Seitenplatte geschraubt, der andere mit Zylinderkopfschrauben an Leiterplatte 1.

Das Gehäuse löten wir ebenfalls aus Leiterplattenmaterial; die Platten sind $170\text{ mm} \times 70\text{ mm}$, $70\text{ mm} \times 53\text{ mm}$ und $53\text{ mm} \times 173\text{ mm}$ groß. In die kleinsten, die Stirnseiten, arbeiten wir entsprechend dem Chassisaufbau 10-mm-Bohrungen für die Telefonbuchsen und eine 24-mm-Öffnung für die Steckspulenfassung ein. Die rechte Seitenwand erhält zwei 8 mm breite Schlitz für die Wellen des Drehkondensatorantriebs und des Potentiometers, damit das Chassis von oben in das wannenartige Gehäuse eingesetzt und – nach dem gemeinsamen Vorbohren, Aufbohren (der Bodenplatte) und Gewindeschneiden (Bohrung e_2 in

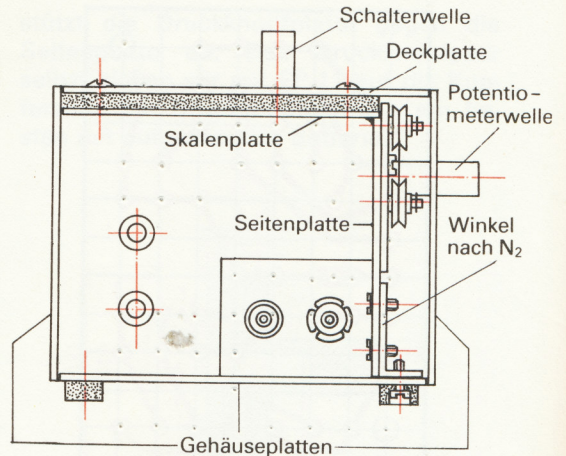


Bild 12.11 Querschnitt durch den Gehäuseaufbau

den Winkeln) – mit zwei Schrauben an der Bodenplatte festgezogen werden kann (vgl. Bild 12.10). Dann ist die $70\text{ mm} \times 170\text{ mm}$ große, im Bild 12.6b mit einer Strich-Punkt-Linie angedeutete Deckplatte mit einer Bohrung für die

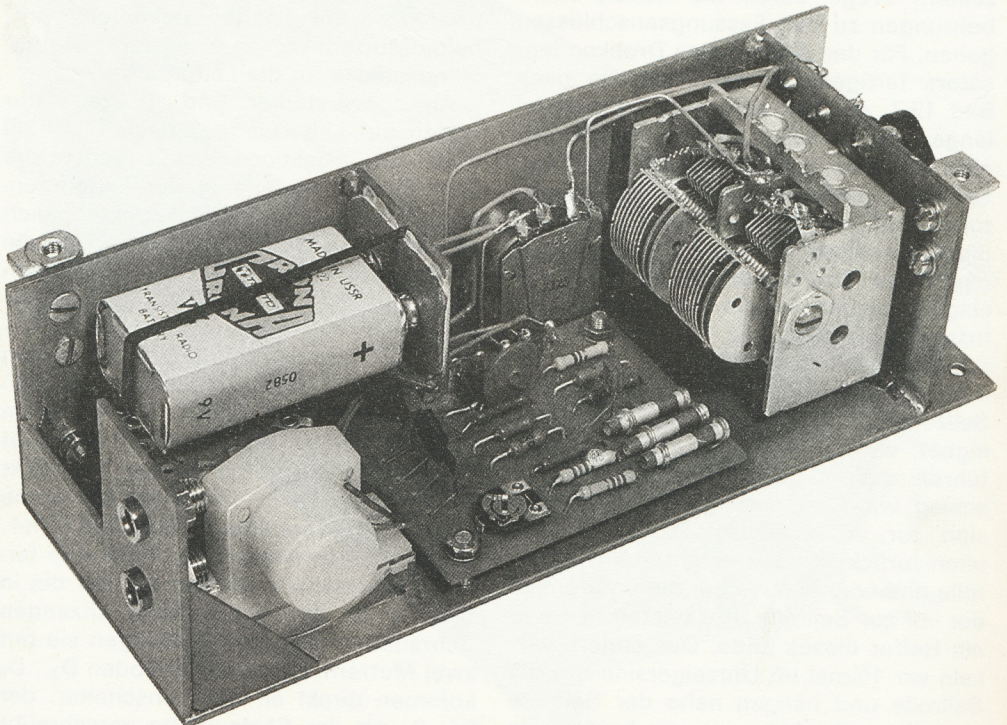


Bild 12.10 So sind die Bauelemente im Chassis angeordnet.

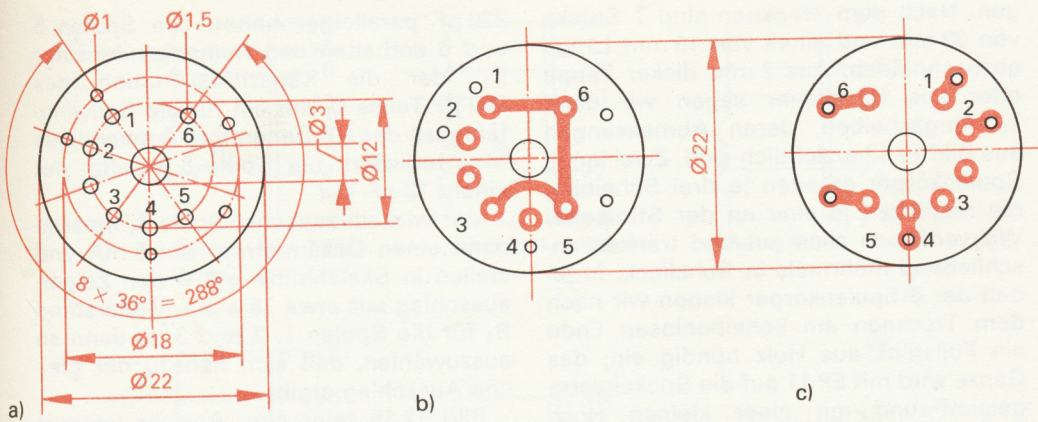


Bild 12.12 Sockelplatte der Steckspulen: a) Bohrschablone, b) Sockelplatte von der Spulenseite, c) Sockelplatte von der Stiftseite

Welle des Schalters und mit zwei Fenstern für Meßgerät und Skale dem Gehäuse und der Skalenplatte anzupassen. Wir schrauben sie über 3 mm dicke Abstandsstücke bei $F_1 \dots F_4$ auf die Skalenplatte.

Kleinserienfertigung: die Steckspulen

Ihre Sockel stellen wir aus doppelseitig kaschiertem Leiterplattenmaterial her; Bild 12.12 enthält die Maße der Bohrschablone und die Leitungsführung beider Seiten. Wir benötigen acht Scheiben, die zuerst ausgesägt, dann mittig gebohrt, anschließend mit der Schablone verschraubt und nach ihr gebohrt werden. Die erforderlichen Verbindungen zwischen den Stiftlöchern 1, 6, 5 und 3 entnehmen wir der Tabelle am Ende dieses Abschnittes. Nach dem Ätzen drücken wir in die 1,5 mm weiten Stiftlöcher 12 mm lange Nagelstücke passenden Durchmessers, die am unteren Ende leicht konisch bearbeitet wurden, und verlöten sie beidseitig mit der Sockelplatte. Der Stift zwischen den Anschlüssen 2 und 3 ist nur zum verwechslungssicheren Einstecken der Spule in die Fassung erforderlich.

Die Spulenkörper fertigen wir aus Zeichenkarton und Pappe oder dünnem Hartpapier. Auf einem Stab von 13 mm Durchmesser wickeln und verkleben wir mit einem Alleskleber ein 25 cm langes Rohr; der Außendurchmesser soll 16 mm betra-

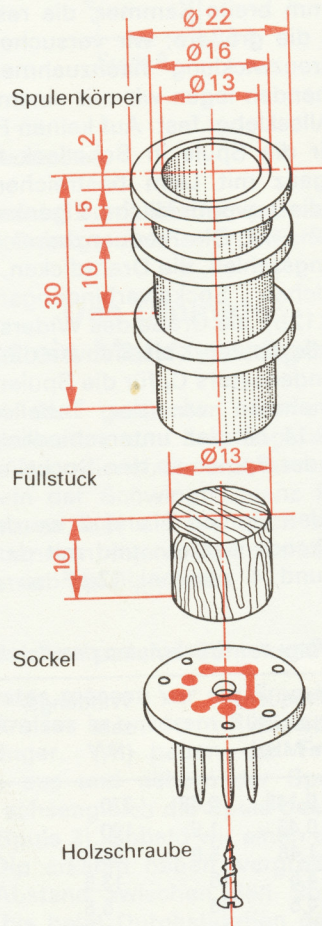


Bild 12.13 Zum Aufbau der Steckspulenkörper

gen. Nach dem Trocknen sind 7 Stücke von 30 mm und eines von 18 mm Länge abzuschneiden. Aus 2 mm dicker Pappe oder aus Hartpapier sägen wir dann 12 Ringscheiben, deren Abmessungen aus Bild 12.13 ersichtlich sind. Zwei lange Spulenkörper erhalten je drei Scheiben, die restlichen je eine an der Stirnseite. Wir verkleben alles gut und tränken anschließend mehrmals in Schellack. In jeden der 8 Spulenkörper kleben wir nach dem Trocknen am scheibenlosen Ende ein Füllstück aus Holz bündig ein; das Ganze wird mit EP 11 auf die Sockelplatte geleimt und mit einer kleinen Holzschraube befestigt. Die erste Spule für 0,15 bis 0,5 MHz erhält 370 Windungen aus CuL 0,2. 90 Windungen kommen in die 5 mm breite Kammer, die restlichen 280 in die größere; wir versuchen, eine Art Kreuzwicklung nachzuahmen. Die Spulenden legen wir mit einem Tröpfchen Alleskleber fest. Auf keinen Fall dürfen wir die Spule in Schellack tränken oder ganz mit Leim bestreichen, weil sonst die unvermeidliche Eigenkapazität zu groß wird. Die Frequenzbereiche, die Windungszahlen, die Drahtdicken, die erforderlichen Sockelverbindungen (für Bild 12.12b), die Größe des Widerstandes R_1 für die Spulen 1 bis 3 sowie die Größe des Kondensators C_1 für die Spulen 5 und 6 entnehmen wir der Tabelle. Aus Bild 12.14 ist der unterschiedliche Anschluß der Spulen an den Sockel ersichtlich.

Mit den Spulen 1 und 2 werden alle 4 Drehkondensatoren und mit den Spulen 3 und 4 zweimal 12 pF zu einmal

320 pF parallelgeschaltet. Die Spulen 5 und 6 enthalten den Reihenkondensator C_1 , der die Kapazitätsvariation des 320-pF-Teiles C_5 auf ein für die Schwingfähigkeit des HF-Generators notwendiges Maß reduziert; nur Spule 8 arbeitet mit einem 12-pF-Teil.

Wir wickeln zunächst Spule 4, messen dann einen Gesamtstrom um 5 mA und stellen in Skalenmitte mit P den Zeigerausschlag auf etwa 75% ein. Widerstand R_1 für die Spulen 1, 2 und 3 ist dann so auszuwählen, daß sich nahezu der gleiche Ausschlag ergibt.

Bild 12.15 zeigt eine Ansicht unseres fertigen Meßgerätes. Spule 1 ist aufgesteckt, die übrigen stehen vor dem Gerät. Auf den Stirnseiten erkennen wir die Bereichsschilder mit den Spulenummern.

Aufnahme der Skalen durch Frequenzvergleich

Nun folgt eine Arbeit, die wir nicht in unserer Bastelecke ausführen können: das Kalibrieren des Frequenzmessers. Dazu brauchen wir ein zweites, am besten industriell gefertigtes und abgeglichenes Gerät; notfalls tut's auch ein Rundfunkempfänger mit den entsprechenden Wellenbereichen. In diesem Fall arbeitet unser Frequenzmesser als Prüfgenerator, und wir richten uns nach dem Modulationston. Die Skale aus Zeichenkarton wird auf die Skalenplatte geklebt und erhält im 12-mm-Abstand 4 gut 9 cm lange Doppelskalenlinien, wie sie im Bild 12.15 zu erkennen sind.

Unser Gerät, das als Dipmeter betrie-

Zum Aufbau der Steckspulen des Resonanzfrequenzmessers

Nr. der Spule	Frequenzbereich in MHz	Windungszahl (N_1)	Anzapfung (N_2)	Drahtdurchm. in mm	Sockelverbindung	C_1 in pF	R_1 in Ω
1	0,145... 0,68	370	90	0,2	1-6-5-3	—	1800
2	0,45 ... 1,9	120	30	0,2	1-6-5-3	—	470
3	1,45 ... 5,8	55	13	0,2	1-6-5	—	680
4	4,5 ... 18	13,5	3,5	0,4	1-6-5	—	—
5	14,5 ... 46	5,5	1,5	1,0	1-6	330	—
6	45 ... 75	2,75	0,67	1,0	1-6	18	—
7	68 ... 107	1,67	0,5	1,0	1-6	—	—
8	102 ... 150	1,33	0,33	1,0	1	—	—

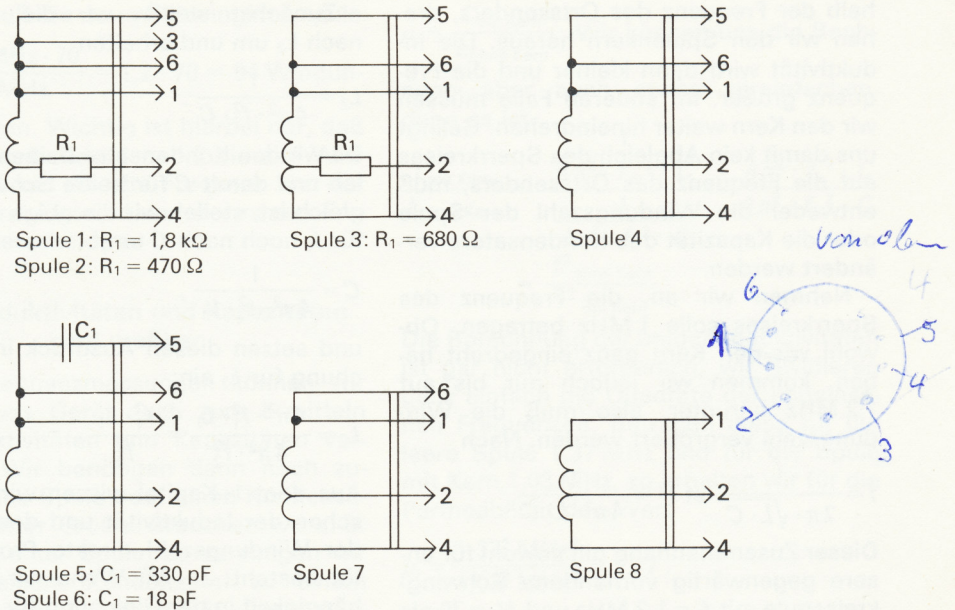


Bild 12.14 Anschluß der Steckspulen

ben wird, stellen wir gegenüber dem als Absorptionsfrequenzmesser arbeitenden Zweitgerät auf; beide Spulenachsen sollen so gut wie möglich zusammenfallen. Den Abstand wählen wir so, daß das Resonanzmaximum am fremden Gerät gerade noch eindeutig erkennbar ist. Punkt für Punkt werden nun die Frequenzmarken auf die Skalenlinien übertragen. Danach wechseln wir die Betriebsarten: Unser Gerät schalten wir als Absorptionsfrequenzmesser, das fremde als Dipmeter. Wir vergleichen die Frequenzmarken und stellen – besonders im höherfrequenten Skalenbereich mit Spule 3 – eine Abweichung bis 3% fest; an den niederfrequenten Skalenenden sind kaum Abweichungen erkennbar. Bei Absorptionsfrequenzmessungen zeigt unser Gerät stets etwas zu hohe Werte an; mit Spule 2 oder 4 sind es nur noch 1,5%. Das müssen wir berücksichtigen, wenn wir z. B. mit Frequenzmeßwerten weitere Berechnungen durchführen. Resonanzfrequenzmesser unserer Bauart sind unentbehrliche »Orientierungs«meßgeräte, mit denen wir uns Klarheit über angenäherte Frequenzen und die Schwingfähigkeit überhaupt verschaffen; Präzisionsmessungen sind

damit nicht durchführbar und auch für unsere Belange nicht erforderlich.

Das Dipmeter ist ein Mehrzweckgerät

Neben den genannten Betriebsarten »Prüfgenerator« zum Empfängerabgleich und »Absorptionsfrequenzmesser« zum Ermitteln der Schwingfrequenz fremder Oszillatoren, auf die wir noch zu sprechen kommen, interessiert uns vor allem der Betrieb als Dipmeter.

Wir gleichen passive Schwingkreise ab

Als erstes messen wir die Frequenz des Sperrkreises in unserem Rückkopplungsempfänger. Wir bauen die Frequenzsperre aus und nähern der Sperrkreisspule achsengleich die Spule des Dipmeters (Spule 2). Sobald wir einen eindeutigen Dip erkannt haben, vergrößern wir den Abstand zwischen den Spulen so weit, bis beim Durchstimmen des Drehkondensators nur noch ein gerade feststellbares Zeigerzucken auftritt. Liegt die Eigenfrequenz des Sperrkreises unter-

halb der Frequenz des Ortssenders, drehen wir den Spulenkern heraus. Die Induktivität wird dann kleiner und die Frequenz größer. Im anderen Falle müssen wir den Kern weiter hineindreihen. Gelingt uns damit kein Abgleich des Sperrkreises auf die Frequenz des Ortssenders, muß entweder die Windungszahl der Spule oder die Kapazität des Kondensators verändert werden.

Nehmen wir an, die Frequenz des Sperrkreises solle 1 MHz betragen. Obwohl wir den Kern ganz eingedreht haben, kommen wir jedoch nur bis auf 1,2 MHz herunter, also muß die Windungszahl vergrößert werden. Nach

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \text{ ist } f^2 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C}.$$

Dieser Zusammenhang gilt sowohl für unsere gegenwärtig vorhandene Schwingkreisspule mit $f_1 = 1,2$ MHz und $N_1 = 70$ als auch für die neu zu wickelnde, für die wir nur $f_2 = 1$ MHz kennen und N_2 bestimmen wollen.

Zunächst stellen wir die Gleichung nach L_2 um und erhalten

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_2^2 \cdot C}.$$

Da wir den Kondensator beibehalten wollen und damit C für beide Schwingkreise gleich ist, stellen wir die obige Gleichung für f_1 noch nach C um,

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_1^2 \cdot L_1},$$

und setzen diesen Ausdruck in die Gleichung für L_2 ein:

$$L_2 = \frac{4\pi^2 \cdot f_1^2 \cdot L_1}{4\pi^2 \cdot f_2^2} = \frac{f_1^2 \cdot L_1}{f_2^2}.$$

Aus dem 1. Kapitel wissen wir, daß zwischen der Induktivität und dem Quadrat der Windungszahl direkte Proportionalität besteht: $L \sim N^2$. Wenn wir diese Abhängigkeit in der Gleichung für L_2 berücksichtigen, erhalten wir

$$N_2^2 = \frac{f_1^2 \cdot N_1^2}{f_2^2} \text{ bzw. } N_2 = \frac{f_1 \cdot N_1}{f_2}$$



Bild 12.15 Unser Resonanzfrequenzmesser

Danach muß die neue Schwingkreisspule

$$N_2 = \frac{1,2 \text{ MHz} \cdot 70}{1 \text{ MHz}} = 1,2 \cdot 70 = 84 \text{ Windun-}$$

gen erhalten. Wichtig ist hierbei nur, daß wir mit den Indizes 1 und 2 die alte Windungszahl und die alte Frequenz von der neuen Windungszahl und der neuen Frequenz unterscheiden.

Auch Induktivitäten und Kapazitäten sind meßbar

Neben Frequenzmessungen können wir unser neues Gerät auch zum Ermitteln von Induktivitäten und Kapazitäten verwenden. Wir benötigen dann noch zusätzlich eine Spule oder einen Kondensator bekannter Größe. Brauchen wir z. B. den Wert einer Spule, so vereinigen wir sie mit einem Kondensator zu einem Schwingkreis. Die Kapazität – wir müssen sie ziemlich genau kennen – betrage 273 pF, die Resonanzfrequenz 185 kHz. Wir stellen die Schwingkreisgleichung

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \text{ nach } L \text{ um und erhalten}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C}$$

$$= \frac{1 \text{ V}}{4\pi^2 \cdot 185^2 \cdot 10^6 \text{ s}^{-2} \cdot 273 \cdot 10^{-12} \text{ As}}$$

$$= 2,71 \text{ mH.}$$

Damit läßt sich nun wieder ein unbekannter Kondensator ausmessen. Am Ende des 1. Kapitels wurde erwähnt, daß man die relative Permeabilität experimentell ermitteln kann. Hierzu ist unser Resonanzfrequenzmesser ebenfalls geeignet. Wir wickeln auf einen Spulenkörper 50 Windungen und berechnen wie oben aus der Frequenz die Induktivität der Spule ohne Kern. Dann wiederholen wir Messung und Rechnung für dieselbe Spule mit voll eingedrehtem Kern. Die Induktivität wird erheblich größer geworden sein. Durch Division beider Werte erhalten wir die relative Permeabilität

$$\mu_r = \frac{L_{\text{mit Kern}}}{L_{\text{ohne Kern}}}. \text{ Wir können uns die Rech-}$$

nung aber auch etwas vereinfachen, denn es ist

$$\frac{L_{\text{mit Kern}}}{L_{\text{ohne Kern}}} = \frac{\frac{1}{4\pi^2 \cdot f_m^2 \cdot C}}{\frac{1}{4\pi^2 \cdot f_o^2 \cdot C}} = \frac{4\pi^2 \cdot f_o^2 \cdot C}{4\pi^2 \cdot f_m^2 \cdot C}$$

$$= \frac{f_{\text{ohne Kern}}^2}{f_{\text{mit Kern}}^2}.$$

Die Berechnung der beiden Induktivitäten ist gar nicht erforderlich, wir dividieren ganz einfach die Quadrate der abgelesenen Frequenzen. Betragen diese für die leere Spule 1,37 MHz und für die Spule mit Kern 1,03 MHz, so erhalten wir für die Permeabilität den Wert

$$\mu_r = \frac{1,37^2 \text{ MHz}^2}{1,03^2 \text{ MHz}^2} = 1,77.$$

Wenn wir eine mehrlagige Spule berechnen wollen, nützt uns weder die Gleichung der einlagigen Zylinderspule noch die Permeabilität des Kernes etwas. Für solche Spulen verwenden wir die Beziehung $L = N^2 \cdot A_L$. Der Faktor A_L berücksichtigt Form und Material des Spulenkerns und wird als *Induktivitätsfaktor* bezeichnet. Da er uns in den meisten Fällen unbekannt ist, müssen wir ihn selbst ermitteln. Nehmen wir als Beispiel gleich die letzten Meßwerte. Die Resonanzfrequenz der Spule von 50 Windungen mit Kern betrug 1,03 MHz. Der Schwingkreis-kondensator hatte eine Kapazität von 720 pF. Die Induktivität der Spule beträgt demnach $L \approx 33 \mu\text{H}$ und der Induktivitätsfaktor

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{33 \mu\text{H}}{50^2} = 13 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}.$$

Soll eine auf diesen Kern gewickelte Spule eine Induktivität von 260 μH haben, müssen wir

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{260 \mu\text{H}}{13 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}}} = \sqrt{\frac{260}{1,3} \cdot 10^2}$$

$$\approx 140 \text{ Windungen aufbringen.}$$