# OLD MAN

# 8

1970

Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

# DRAKE 4-LINE

## NEUE PREISE

**RECEIVER R-4-B:** Wie der tausendfach bewährte R-4-A, plus bessere Skala, teilweise Integrated Circuits, FET, und weitere Verbesserungen. Inkl. Quarze für 80 / 40 / 20 / 15 + 28,5-29 Mc + 10 zusätzliche Quarzsockel für je 500 kHz Bereiche (160-m-Band, WWV, BC, Ships etc.) 4 Trennschärfe-Stufen, 0,4-1,2-2,4-4,8 kHz. **Passbandtuning!** Rejection Notch. Eingebauter Calibrator 100 und 25 kHz. Noise-Blanker — Hervorragend kreuzmodulationsfest — 1-kHz-Skala-Genauigkeit — Doppel-Super: 5645 + 50 kHz. 220 V. AMATEUR NET Fr. 2475.—

**TRANSMITTER T-4-XB:** 200 Watt PEP auf USB/LSB und CW, Controlled CarrierMod. für AM. Quarze für alle Amateurbänder 80 / 40 / 20 / 15 m + 28,5-29 Mc plus 4 weitere 500-kHz-Bereiche mit Zusatzquarzen — Umschalter für Transceiver mit DRAKE R-4-A und R-4-B. Alle Kabel mitgeliefert. Sidetone für CW, VOX, PTT. Semi-BK auf CW. Masse und Aussehen wie R-4-A/-B AMATEUR NET Fr. 2575.—

**TRANSCEIVER TR-4:** 300 Watt PEP für USB/LSB — 260 W auf CW. Auch AM. Alle Bänder 80 bis 10 m komplett ohne Zusatzquarze. VOX — PTT. Semi-BK auf CW — Eingebauter 100-kHz-Calibrator. AMATEUR NET Fr. 3645.—

NETZGERÄT AC-4: für TR4 und T4X 110/220 V AMATEUR NET Fr. 599.—

**12-V-GERÄT DC 4** für TR4 und T4X AMTTEUR NET Fr. 745.—

**MATCHED SPEAKER MS 4:** Grösse und Aussehen wie R4A/B und TR4, T4X; mit Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4 AMATEUR NET Fr. 145.—

**REMOTE VFO RV-4:** Erlaubt im gleichen Band Empfang, Senden oder Transceive auf anderer Frequenz als TR4, ohne den VFO des TR4 zu verändern. In passendem Gehäuse mit Lautsprecher und Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4. AMATEUR NET Fr. 645.—

**LINEAR AMPLIFIER L-4-B:** 2000 Watt PEP für SSB, 1000 Watt AM, CW und RTTY. Class B Grounded Grid — Broadband tuned Input — AGC — Eingebautes Wattmeter — sehr leiser Ventilator. Mit getrenntem Silizium-Netzteil. 2 Tubes 3-500 Z! AMATEUR NET Fr. 4195.—

**RECEIVER 2-C:** Etwas einfachere Ausführung des R-4-B. Triple Conversion, 500 kHz Bereiche auf allen Amateurbändern, 1-kHz-Genauigkeit, 0,4 / 2,4 / 4,8 kHz Trennschärfestufen. AM — CW — USB — LSB. AMATEUR NET Fr. 1395.—

**RECEIVER SPR-4:** Volltransistorisiert. AM 4,8 kHz, SSB 2,4 kHz, CW 0,4 kHz. 10 Bereiche à 500 kHz, Programmierbar bis 23 Bereiche. 2000 m bis 10 m. Lieferbar Juni 1970 AMATEUR NET Fr. 1995.—

**2 METER CONVERTER SC-2** mit FET und Xtal control. 4×500 kHz AMATEUR NET Fr. 399.—

**ANTENNE MATCH BOX:** MN-4 mit eingebautem RF-Wattmeter und VSWR-Meter für alle Amateurbänder bis 200 Watt Leistung. AMATEUR NET Fr. 595.—

**ANTENNE MATCH BOX:** MN-2000. Bis 2000 W Leistung. AMATEUR NET Fr. 1095.—

**SW-4-A:** Der beste Rundfunkempfänger! LM-MW — 49 m — 41 m — 31 m — 25 m — 19 m — 16 m — 13 m und 11-m-Band. S-Meter — Jedes Band 500 kHz — Gleiche 1-kHz-Genauigkeit wie R-4-A/B. Vorstufe etc. AMATEUR NET Fr. 1745.—

**RF WATTMETER W 4:** 200 + 2000 Watts forward + reflected power. AMATEUR NET Fr. 329.—

**Teilzahlung möglich** (bis 3 Monate ohne Zuschlag)

**ACHTUNG!** Alle Lagergeräte, die noch zu den alten Preisen importiert wurden, werden auch zu diesen ca. 10% billigeren Preisen abgegeben. Bitte anfragen.

**Prospekte und Vorführung durch die Generalagentur für die Schweiz und Liechtenstein:**

# Radio Jean Lips (HB 9 J)

**Dolderstrasse 2 — Telefon (051) 32 61 56 und 34 99 78 — 8032 Zürich 7**

# OLD MAN 8

38. Jahrgang **August 1970**

**Organ der Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure**
**Organe de l'Union Suisse des Amateurs sur Ondes courtes**

Redaktion: Rudolf Faessler (HB 9 EU), Trubikon, 6317 Zug-Oberwil, Tel. (042) 21 88 61 — Correspondant romand: B. H. Zweifel (HB 9 RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Corrispondente dal Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — Inserate und Ham-Börse: Inseratenannahme USKA, 6020 Emmenbrücke 2, Postfach 21, Tel. (041) 5 34 16. **Annahmeschluss am 5. des Vormonates.**

**Erscheint monatlich** **Redaktionsschluss: 15. des Monats**

## Änderungen der Vorschriften für Radiostationen der Klasse D

Aufgrund der unter den Mitgliedern im Juni 1968 durchgeführten Konsultativbefragung (Ergebnisse siehe OLD MAN Nr. 10/1968) wurde der Vorstand beauftragt, der Konzessionsbehörde fünf Änderungen bzw. Ergänzungen der Vorschriften für Amateurstationen vorzuschlagen. Am 15. Oktober 1968 hatte der Vorstand eine Unterredung mit den Herren B. Delaloye, Chef der Radio- und Fernsehabteilung, und H. Blaser, Chef der Sektion allgemeine Radioangelegenheiten, wobei unsere Änderungswünsche eingehend begründet wurden. Nachdem nun der endgültige Entscheid der Generaldirektion PTT zu den noch offen gebliebenen Fragen vorliegt, können wir unsere Mitglieder über den Ausgang der Verhandlungen orientieren.

Mit Schreiben vom 13. November 1968 gab die PTT ihren Entscheid über vier der beantragten Änderungen bekannt.

1. **Lizenzen an ausländische Staatsangehörige, mit deren Heimatland ein Gegenseitigkeitsabkommen besteht**

   1.1 Kurzfristige Lizenzen an Ausländer ohne Wohnsitz in der Schweiz werden seit dem 1. April 1969 jeweils auf drei Monate erteilt, wobei die Gebühr Fr. 35.— beträgt. Die USKA wünschte in der Folge eine Reduktion der Gebühr bei Erneuerung, da sich für im Grenzgebiet der Nachbarländer wohnende, häufig in unser Land einreisende Amateure eine Jahresgebühr von Fr. 140.— ergibt. Die entsprechenden Kosten in den Ländern, mit denen ein Gegenseitigkeitsabkommen abgeschlossen wurde, liegen zwischen rund Fr. 20.— und Fr. 65.— pro Jahr (ausgenommen Frankreich, das solche Lizenzen gratis erteilt). Mit Schreiben vom 11. März 1970 teilte die Konzessionsbehörde mit, dass sie vorläufig keine Reduktion vorsehen könnte, da die Kosten für ihre Umtriebe gedeckt werden müssten.

   1.2 Ausländer mit Wohnsitz in der Schweiz haben weiterhin eine Ergänzungsprüfung über die Kenntnis der schweizerischen Vorschriften abzulegen, doch wird auf die Morseprüfung verzichtet.

2. **Mitbenutzung von konzessionierten Amateurstationen nach Ablegung der Morseprüfung:** Mitbenutzungsgenehmigungen ohne technische Prüfung können aufgrund der internationalen Gesetzgebung nicht erteilt werden.
3. **Das Mindestalter für die Erteilung der Sendekonzession wird auf 15 Jahre herabgesetzt.**
4. **Für Relaisstationen im VHF- und UHF-Bereich gelten folgende Bestimmungen:**
   a) Die Konzession für das Betreiben einer Relaisstation ist von einem Klub (z. B. Sektion der USKA) einzuholen. Im Konzessionsgesuch sind der gewünschte Standort und die gewünschte Frequenz anzugeben. Die Konzessionsbehörde behält sich das Recht vor, einen andern Standort zu bestimmen und eine andere Frequenz zuzuteilen.
   b) Der Klub hat in der Eingabe des Gesuches einen Sendeamateur als verantwortlichen technischen Leiter zu bezeichnen.
   c) Das Relais muss jedem Sendeamateur zugänglich sein, der die notwendige technische Ausrüstung besitzt.
   d) Pro Klub wird nur ein Relais bewilligt. Das Zusammenschalten von verschiedenen Relaisstationen zu einer Richtstrahlverbindung ist nicht gestattet.
   e) Die Umsetzung darf innerhalb des 70 cm-Bandes sowie zwischen dem 70 cm- und 2 m-Band vorgenommen werden. Die Frequenzen werden von der PTT, zusammen mit dem technischen Leiter, definitiv festgelegt, wobei darauf geachtet wird, dass das Amateurfernsehen und die im 70 cm-Band für Fernsteuerungen zugeteilten Frequenzen nicht gestört werden.
   f) Sollten durch den Relaisbetrieb andere Funkdienste gestört werden, so ist der technische Leiter, auch ohne Aufforderung durch die PTT-Betriebe, verpflichtet, die Relaisstation auszuschalten.

g) Der Konzessionär hat kein Anrecht auf den ihm bewilligten Standort der Relaisstation, weil der Konzessionsbehörde die Möglichkeit belassen werden muss, entsprechende Anordnungen zu treffen, wenn veränderte tatsächliche oder rechtliche Verhältnisse es erfordern. Der Konzessionär trägt dabei die Kosten für die Änderung der Station.

h) Die Konzession für das Betreiben einer Relaisstation wird in der Regel auf unbestimmte Zeit erteilt.

Die USKA hatte ferner beantragt, die Sendeleistung als Eingangsleistung statt als Anodenverlustleistung der verwendeten Endröhren zu definieren und die zulässige Eingangsleistung (Telegraphie, Dauerstrich) für die Klasse D1 auf 200 Watt, für die Klasse D2 auf 1000 Watt festzusetzen. Dies wurde damit begründet, dass die Mehrzahl der heute angebotenen Sender und Endstufen in diesen Leistungsgrenzen konzipiert ist und es auch den Schweizer Amateuren ermöglicht werden sollte, solche Geräte ohne Eingriff zur Herabsetzung der Leistung zu verwenden, der ohnehin meist schwierig durchzuführen ist. Zudem können verschiedene moderne Senderöhren für den VHF- und UHF-Bereich nicht verwendet werden, da sie für verhältnismässig hohe Anodenverlustleistungen konstruiert sind.
Für die Klasse D1 entsprach die Konzessionsbehörde — abgesehen von der Definition der zulässigen Leistung — unserem Wunsch. In bezug auf die Definition sowie die Höchstleistung für die Klasse D2 wurde unser Antrag jedoch abgelehnt und lediglich eine gewisse Leistungserhöhung zugestanden. Im folgenden sind die von den Verhandlungspartnern vertretenen Standpunkte ausführlich dargelegt.

**Schreiben der PTT an die USKA vom 12. Mai 1969**

Die mittlere Eingangsleistung ist für Kontrollzwecke ungeeignet. Der Hauptnachteil besteht darin, dass eine Messung der Eingangsleistung lediglich den momentanen Betriebszustand erfasst, der weitgehend manipulierbar ist. Es besteht keine Gewähr dafür, dass der Sender im unkontrollierten Betrieb nicht in andere Betriebsart und nicht wesentlich stärker ausgesteuert wird. Kontrollen, deren Ergebnisse derart unsicher sind, sind von zweifelhaftem Wert. Dies war auch der Grund, weshalb wir vor fünf Jahren bei der Änderung der Konzessionsvorschriften von der Eingangsleistung zur Verlustleistung übergegangen sind. Ein ähnlicher Vorgang war auch in Deutschland zu beobachten. Die dem Konzessionär auferlegte Pflicht, uns den verwendeten Röhren- bzw. Transistortyp schriftlich mitzuteilen, erlaubt uns, schon vor der Konzessionierung festzustellen, ob die Verlustleistung innerhalb der zugestandenen Grenzen liegt.
Die Interferenzstörungen in den UKW-Bändern haben in den letzten Jahren allgemein stark zugenommen. 1962 entfielen 3,3% aller untersuchten Störfälle auf Interferenzstörungen; 1967 waren es aber bereits 76%. In den letzten Jahren wurden durchschnittlich pro Jahr etwa 40 der gemeldeten Interferenz-Störfälle durch Amateure verursacht. Diese relativ bescheiden wirkende Zahl ist nicht zuletzt auf die geltende Leistungsbeschränkung zurückzuführen.
Dies darf jedoch nicht darüber hinwegtäuschen, dass auch ohne Leistungserhöhung diese Zahl in den kommenden Jahren aus nachstehenden Gründen erheblich zunehmen wird: 1. Die Zahl der Empfangsstellen (besonders der TV-Geräte) steigt sprunghaft an; 2. Die Zahl der zu empfangenden Sender und Programme nimmt ständig zu; 3. Die bei den Antennenverstärkern von Einzel- und Gemeinschaftsantennenanlagen zunehmend angewandte Transistoren- und Breitbandtechnik ergibt gegenüber früher kleinere Störfestigkeiten (kleinere Dämpfung von unerwünschten Signalen und ungünstigere Übersteuerungsgrenzen). Das gleiche gilt auch für die Empfänger selbst. Zudem sind z. B. bei den Fernsehempfängern Spartendenzen der Hersteller auf Kosten der Abschirmung und der Entkopplung zwischen Netz- und Antenneneingang festzustellen; 4. Interferenzen wirken sich beim Farbfernsehen noch störender als beim Schwarzweissempfang aus; 5. Ganz allgemein wird bei der Planung der Sendernetze vermehrt auch Rücksicht auf den Empfang schwach einfallender Auslandsender verlangt; 6. Bei den Amateuren werden vermehrt Richtantennen angewendet, die die Feldstärke in der Abstrahlrichtung stark erhöhen; 7. Die Zahl der Amateursender nimmt ständig zu.
Die durch die allgemeine Entwicklung sich abzeichnende Zunahme der Störungen fremder Dienste sollte nicht durch Massnahmen verschärft werden, die zu wesentlich höheren Störfeldstärken führen. Vom Störstandpunkt aus gesehen dürfte die zugelassene Leistungsgrenze überhaupt nicht erhöht werden.
Unter Berücksichtigung der obigen Überlegungen und in Anbetracht, dass wir Ihnen eine gewisse Leistungserhöhung in Aussicht gestellt haben, sehen wir folgende Regelung vor: **1. Als Leistungsgrenze gilt die Summe der in der HF-Endstufe auftretenden mittleren Anoden- oder Collectorverlustleistungen; 2. Die Grenzwerte für die in der HF-Endstufe auftretende Summe der mittleren Anoden- oder Collectorverlustleistungen gemäss Daten der Röhren- oder Halbleiterfabrikanten wird wie folgt erhöht: Klasse D1 von 20 auf 50 Watt; Klasse D2 von 100 auf 150 Watt.**

**Schreiben der USKA an die PTT vom 1. Juli 1969**

Sie halten die Begrenzung der Eingangsleistung für Kontrollzwecke ungeeignet, da dieser Wert mani-

pulierbar sei. Dazu möchten wir bemerken, dass auch bei der Limitierung der Anodenverlustleistung Betrugsmanöver möglich sind. Wir haben bereits darauf hingewiesen, dass der Konzessionär bei der Begrenzung der Anodenverlustleistung dazu neigt, die zugelassenen Röhren im intermittierenden Betrieb sehr stark zu beanspruchen, was die Gefahr von unerwünschten Nebenausstrahlungen erhöht. Geht man vom Hauptzweck der Leistungsbegrenzung aus, nämlich von der Vermeidung von Störungen anderer Radiodienste, so liegt unseres Erachtens in der übermässigen Beanspruchung der Senderöhren sicher der grössere Nachteil. In den weitaus meisten Ländern wird die zugelassene Leistung als Eingangsleistung definiert und durch einwandfreie Kontrollmethoden überwacht. Die amerikanische Federal Communications Commission misst beispielsweise in der Nähe des Senderstandortes die Feldstärke; hierauf wird die Kontrolle der Eingangsleistung an der Station vorgenommen, wobei Täuschungsmanöver durch den Inhaber (bei gleicher Stellung einer eventuell vorhandenen Richtantenne) unwiderlegbar durch eine geringere Feldstärke festgestellt werden.

Zu Ihren Einwänden gegen eine Erhöhung der Eingangsleistung auf 1000 Watt (Telegraphie, Dauerstrich) für die Klasse D2 möchten wir wie folgt Stellung nehmen: Die in den letzten Jahren im In- und Ausland gemachten Erfahrungen haben gezeigt, dass in Fällen, in denen sowohl die Sendestation wie auch die Rundspruch- oder Fernsehempfangsstelle unter Einhaltung gewisser technischer Mindestanforderungen aufgebaut sind, mit Störungen nicht zu rechnen ist. Verursacht eine einwandfrei aufgebaute Amateurstation auch grösserer Leistung Störungen, so ist die Ursache zumeist auf der Seite der gestörten Empfangsanlage zu suchen. Die grossen Hersteller von Radio- und Fernsehempfängern sowie HF-Verstärkern werden von den Amateurvereinigungen schon seit Jahren auf dieses Problem hingewiesen. Einige haben sich aufgeschlossen gezeigt und — wo eine generelle Erhöhung der Störfestigkeit aus Kostengründen nicht durchführbar erschien — zur Behebung der Störungen in individuellen Fällen Hand geboten. Dennoch bestehen Empfangsanlagen, die offensichtlich den heutigen Anforderungen an die Störfestigkeit nicht entsprechen. Es geht jedoch nicht an, dem Amateurradiodienst Beschränkungen aufzuerlegen, nur weil die heute vermehrt angewendete Transistoren- und Breitbandtechnik und die Spartendenzen der Gerätehersteller zu geringeren Störfestigkeiten der Rundspruch- und Fernsehempfangsanlagen führen. Der Amateur muss in der Regel durch nicht geringe finanzielle Aufwendungen dafür sorgen, dass seine Anlage in bezug auf unerwünschte Nebenausstrahlungen den vorgeschriebenen Normen entspricht. Es würde zu einer ungerechten Verteilung der Lasten führen, wenn sich der Besitzer von Empfangsanlagen mit billigen Installationen begnügen könnte, die gerade ihren Zweck erfüllen, hinsichtlich der Störfestigkeit jedoch nicht genügen. Mit Ihrer Auffassung, wonach die beantragte Leistungserhöhung wegen der höheren Störfeldstärken abzulehnen sei, können wir nicht einig gehen. Der Amateurradiodienst würde gleichsam dafür bestraft, dass die Rundspruch- und Fernsehempfangsanlagen nicht durchwegs eine ausreichende Störfestigkeit aufweisen. Am Rande sei vermerkt, dass mehr und mehr auch Sendestationen kommerzieller Radiodienste in Wohngebieten betrieben werden. Ganz allgemein besteht somit das Bedürfnis, bestimmte technische Mindestanforderungen an Empfangsanlagen zu stellen.

Sie führen aus, dass bei der Planung der Fernsehsendernetze vermehrt auch Rücksicht auf den Empfang schwach einfallender Auslandsender verlangt werde. Der Bundesrat hat in seinem Bericht an die Bundesversammlung über die weitere Gestaltung des schweizerischen Fernsehens vom 22. Mai 1968 darauf hingewiesen, dass mit dem zunehmenden Ausbau des schweizerischen Sendenetzes der Fernempfang ausländischer Sender mitunter erschwert oder gar verunmöglicht wird. Der massgebende Wellenplan ist auf der Grundlage nationaler Fernsehversorgungsnetze aufgebaut und schliesst dementsprechend einen Schutz vor Störungen nur für das Gebiet des Ursprungslandes ein. Ausserhalb der Versorgungszone eines Fernsehsenders kann dessen einwandfreier Empfang schon aus Gründen der Mehrfachbelegung der Kanäle nicht gewährleistet werden.

Als Begründung für die Erhöhung der zulässigen Sendeleistung und deren Definition als Eingangsleistung haben wir u. a. angeführt, dass es den Schweizer Amateuren ermöglicht werden sollte, die von der Industrie angebotenen Endstufen zu benützen. Mit der von Ihnen vorgeschlagenen Leistungsgrenze wäre dies praktisch unmöglich. Dies rührt daher, dass in der Regel für stärkere Leistungen ausgelegte Endröhren Verwendung finden, die aus guten Gründen unter den maximal zulässigen Daten betrieben werden. Eine Gefahr, dass die Besitzer solcher Geräte die Röhren bis zu dem vom Hersteller angegebenen Maximum aussteuern, besteht nicht, sind doch die Hochspannungs- und Gleichrichterteile durchwegs auf 1000 Watt Eingangsleistung ausgelegt. Diese Grenze könnte selbst durch den Anschluss leistungsfähigerer Netzteile nur schwer überschritten werden, weil die Einzelteile und Schwingkreise des Hochfrequenzteils aus Platzgründen verhältnismässig klein dimensioniert sind und somit höhere Leistungen nicht zulassen. Ganz allgemein dürfte die Versuchung zur Überschreitung der zulässigen Grenze bei deren Festlegung auf 1000 Watt Eingangsleistung sehr gering sein.

Die Sendetechnik ist auch im Bereich des Amateurradiodienstes derart komplex geworden, dass sich nur noch wenige Amateure selbst an den Bau eines Gerätes wagen können. Im Vordergrund stehen der Erwerb fertiger Sender und der Zusammenbau von Bausätzen. Es darf wohl behauptet werden, dass die technischen Spezifikationen heutzutage hohen Anforderungen gerecht werden und dass diese Sender und Endstufen bei einwandfrei aufgebauten Rundspruch- und Fernsehempfangsanlagen als Störquellen kaum in Frage kommen.

**Schreiben der PTT an die USKA vom 11. März 1970**

Vorerst möchten wir uns entschuldigen, dass wir auf Ihre Anfrage vom 1. Juli 1969 erst heute antworten. Die Verzögerung ist auf verschiedene Ursachen zurückzuführen, doch nützten wir die Zwischenzeit aus, um das Problem nochmals eingehend zu prüfen und gewisse Erfahrungen mit den Neuerungen zu sammeln.
Die Fragen über die Definition der zugelassenen Sendeleistungen und die Festlegung der Höchstleistungen haben wir nochmals eingehend geprüft. Die Angelegenheit wurde im September letzten Jahres mit Ihrem Verbindungsmann, Herrn P. Nyffeler, besprochen. Auch unter Würdigung der von Ihnen im Schreiben vom 1. Juli 1969 dargelegten Argumente kamen wir zum Schluss, dass wir an unseren Bedingungen, aus den Ihnen am 12. Mai 1969 schriftlich bekanntgegebenen Gründen, vorläufig festhalten. Diese Stellungnahme haben wir Ihrem verehrten Herrn Nyffeler schon mündlich bekanntgegeben. Wir hoffen, dass Sie sich, wenn vielleicht auch ohne grosse Begeisterung, unserem grundsätzlichen Entscheid anschliessen können.

## Zu unserem Titelbild

Am vergangenen 1. Juli waren es genau 40 Jahre, dass OM Dr. Carl Keel, HB9P, seine Lizenzurkunde von der PTT in Empfang nehmen konnte. 40 Jahre sind eine lange Zeit, wenn man die Entwicklungsgeschichte der drahtlosen Technik betrachtet und wir können unserem Old-Timer nur gratulieren, dass es ihm gelungen ist, seinem Hobby über so viele Jahre hinweg treu zu bleiben. Es scheint, diese Tatsache hat viel dazu beigetragen, dass es heute bei den «Keels» drei weitere Hams gibt, nämlich CN8ML, HB9PU und der Newcomer HB9AMX — Sohn von HB9P.
Carl Keel wurde schon 1928 auf die damals noch in den Kinderschuhen steckende Radiotechnik aufmerksam und kam so in den Kreis der Basler Kurzwellenamateure, dem auch der unvergessliche Otto Ess, HB9AE, angehörte. Hier galt es, sich die ersten Sporen unter dem Empfangsrufzeichen HBR51 abzuverdienen.
1932 beschloss die noch junge USKA eine Clubzeitschrift unter dem Titel OLD MAN herauszugeben. Ihr erster Redaktor war der inzwischen zum HB9P avancierte Carl Keel. Wenige Jahre nach dem Abschluss seiner Ingenieur-Studien an der ETH finden wir HB9P als Hauptmann einer Fk. Kp. im Aktivdienst (der Schreibende erinnert sich besonders gut an diese Zeit, da er — gerade der Rekrutenschule entronnen — meistens auch bei den legendären «Zwangsbesteigungen», lies «Straftippel», des Rigi oder Fronalpstockes dabei war). In der Nachkriegszeit vermerken wir die Wahl zum Präsidenten der USKA (1952) und die Stiftung eines Diplomes (WAK) zusammen mit CN8ML und HB9PU. Anfangs der 60er Jahre setzte die RTTY neue Akzente in die Hamtätigkeit von HB9P, die dann später — nach seinem Umzug nach Zürich — sehr stark intensiviert wurde. Durch die Beschaffung ausgedienter Fernschreiber bei Armee und PTT, der sich Carl Keel uneigennützig annahm, erfuhr das Amateur-Fernschreiben bei den HBs eine unerwartet grosse Verbreitung.
HB9P ist während seiner langen Ham-Zeit in allen Kontinenten herumgekommen und hatte dabei oft Gelegenheit, seine DX-Partner persönlich zu begrüssen. Das hat ihm nicht selten den Genuss verschafft, einen HB als DX-Station zu arbeiten. In einem kleinen Privat-Radiomuseum steht neben einem O-V-1 aus dem Jahre 1928 ein 60MHz-Sender, Baujahr 1934 mit zwei A410 in Gegentakt. «Die A410 und ein Kohäer haben mein jetzt noch in Baden lebender Onkel Fritz Hug bereits in den Jahren 1911—1914 für Sende- und Empfangsversuche verwendet», erzählt HB9P und meint: «Es lag offenbar seit langem in der Familie.»

(HB9EU)

## Region 1 VHF-UHF-Contest für SWL's

5./6. September und 3./4. Oktober. Reglement beim VHF-TM erhältlich.

---

# Treffpunkt der HBs

**Jeden Sonntag um 0900 HBT auf 3780 kHz**

# DX-News

(Alle Zeitangaben: MEZ)

Die DX-Bedingungen waren in der Berichtsperiode eher mager. Die Tätigkeit konzentrierte sich auf das 14- und 21-Mc-Band. Auf dem 28 Mc-Band waren nur einige wenige afrikanische Stationen zu erreichen. Glücklicherweise sorgten einige Expeditionen für Überraschungen. OJØDX war noch bis zum 14. 6. auf Market Reef tätig. Gus, W4BPD, konnte noch am 13. 6. als FHØVP auf den Comoren gearbeitet werden. Vom 18. bis 23. 6. sorgte er als ACØA/GR auf Geyser Reef für ein neues Land und für einen interessanten Prefix. Sein Aufenthalt auf Faquar Isl. unter dem Rufzeichen VQ9/A/F musste am 3. 7. nach nur eintägigem Betrieb wegen Generatorschadens vorzeitig aufgegeben werden. Seit dem 10. 7. ist nun seine Expedition unter dem Rufzeichen 3B6CP bei mässigen Bedingungen und bei ausserordentlichen Störungen in Gang. Am 26. 6. wurde IT1SEZ/IF auf Favignana Isl. gearbeitet. Die am 5. 7. auf 21275 tätige Station ZA1C scheint dubios zu sein. Die Expedition von FK8BO vom 16. bis 20. 6. als FW8BO und diejenige von W4VPD/KS4 vom 1. bis 7. 7. konnten nicht beobachtet werden. PYØAD auf Fernando de Noronha war wegen QRM auf der gewählten Frequenz schwer zu erreichen. C21JW hat seine Tätigkeit am 25. 6. eingestellt und ist nach Neuseeland zurückgekehrt. In Lybien ist nun 5A5TH wieder aktiv.

Ausser den erwähnten Stationen sorgten ITØARI, FØQD/FC/M, PZ5RK, YTØM/P, FMØXF und LAØAI für interessante Prefixe. Wir freuen uns, HE9FKB zum DLD-H 100 und 300 und zur DLD-H-Leistungsnadel in Silber und HE9GZG zum DLD-H 50 gratulieren zu können. Im AA DX-Contest 1969 wurde von den HBs folgende Punktzahlen erzielt: HB9MO Multiband 5280, HB9AGH Multiband 2260, HB9PQ 21 Mc 868 und HB9NL 21 Mc 32. HB9MD hat den Sticker für 280 im DXCC mixed und 180 Fone, HB9TU für 220 mixed und HB9TE 200 mixed und 180 Fone erhalten. Wir gratulieren auch zu diesen Erfolgen. Wir machen unsere DXer auf den WAE DX-Contest, Telefonieteil vom 12. 9. 01 Uhr bis 14. 9. 01 und den AA DX-Contest vom 22. 8. 11 Uhr bis 23. 8. 17 Uhr aufmerksam. Die Reglemente können von Interessenten beim DX-Editor bezogen werden.

Zum Schluss bitte ich um Zustellung der nächsten DX-Berichte wegen Ferienabwesenheit bis spätestens **1. August.**

Vy 73 es gl de HB9MO

## DX-Log

**14 Mc-Band: 0800—1000:** XE1IX (120), CEØAE (110), KZ5NR (240), AX9ES (175), FO8BY (150) **1000—1100:** EAØHA (165) **1800—2000:** ACØA/GR (205/15), 5Z4KL (205), 3B6CP (003), YA1QW (205), HS4ABD (165) **2100—2300:** 9Y4VV (330), PJ2CW (110), VU2HI (150).

**21 Mc-Band:** FL8BE (060), ET3USA (030), UAØGY (055), KS6DH (275) **1000—1200:** IT1SEZ/IF (330), 5N2AAE (320) **1200—1300:** OJØDX (020), FØQD/FC/M (265), 5V4JS (295) **1500—1600:** PZ5RK (270) **1700—1800:** EA8GZ (335), 9M2VI (370), HL2LF (230) **1800—1900:** OJØDX (295), YTØM/P (235), FMØXF (075), TJ1AT (210), 9Q5SQ (270), TR8JM (250), 5A5TH (275), 5H3JL (280), 5V4JS (215), KR8HH (300), KG6AAY (335), HS1ACW (320) **1900—2000:** LAØAI (340), PZ1DF (255), VP8LR (270), ZD8JK (010), 9X5WJ (305), ZD3D (340), KR6KP (320), 9V1PA (350), YBØAAF (220), **2000—2100:** ACØA/GR (001), 3B6CP (003), KR8BY (250), XW8DS (305), HS1ADS (305), **2100—2200:** FHØVP (001), UD6BD (265)

**28 Mc-Band: 1000—1100:** FB8XX (030) **1100—1200:** 5N2ABG (565) **1900—2000:** ACØA/GR (003), CR6ID (570)

Logauszüge von HB9MD, HB9UD und HB9MO.

**Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9AHA:** TI9CF, ZM1AAT/K **HB9MD:** AXØKW Macquarie Isl., HS5ABD (3,8 Mc), SU1IM **HBØNL:** HT2DX, VQ8CV, 9Y4AA **HB9MO:** SXØDX, AP2MR, UA1KED, JY1, OJØMR, KC6CT, FK8AU, FY7YQ.

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 1. 8. 1970 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse, **6033 Buchrain.**

## DX-Calendar

**Timor,** CR8AI, 14230, 1200. CR8AJ, 14050, 1300 bis 16.00 **Spitzbergen,** JW7UH, 7073, 0700, 21030, 1200, 21275, 1450, 28030, 1540, 21010, 1610, 21220, 1825, 14180, 2040, 14005, 2120. **Fernando de Noranha,** PYØAD, 14250, 2030, 14020, 1000, 7001, 2350. **Mariana Isld.** KG6SY, 14240, 1240, 14220, 1320, 14230, 1400. **Qatar,** MP4QBK, 14195, 1850. **Sudan,** ST2SA, 21033, 2030 bis 2200 am Samstag. QSL via WA5REU. **Tonga,** VR5LT, 14100, 0900 am Mittwoch. 14201, 0655, 14264, 0930, 14215, 1000 bis 1030. **Bonin Isld.,** JD1ABH, 12160, 0515. **Samoa,** KS6DH, 21280, 1050. Am Sonntag 21370 ab 0600. 21020, 1100, 21280, 1215. **Galapagos Isld.** HC8GS, 14130, 2400. QSL via HK3WO. **South Georgia Isld.,** VP8JV, 14340, 1730. **Ocean Isld.,** VR1O, 14004, 0700, 21013, 1215.

**QSL-Adressen**

**C21JW,** R. J. Wirth, 22 Berry St. Cornulla, N.S.W. Australia. — **CR8AJ,** Horacio G. Torres, Box 59, Dili, Port. Timor. — **FG7AC,** Box 411, Pointe à

Pitre, Guadeloupe Isld. F. W. I. — **KG6SY,** Box 209, Capitol Hill, Saipan, Mariana Isld. 96950. — **3V8AB,** Box 323, Tunis. — **FHØVP, ACØA/GR** via W2MZV, Herman A. Bohning, Box 102, Yonkers, New York, 10702. — **TT5JR,** Wolf Meinecke, Post, Fianga, Tchad Rep. — **YK1AA, YK1AM** Box 35, Damaskus. — **DU3ZAS,** via Det. 418, APO, San Francisco, Calif. 96298. — **KC4AAD** via K6RFK — **KC4USM** via WA2NCE — **KW6AA** via WB6YCT — **SVØWN** via K3EUR — **VQ8CFB** via VQ8CF — **VS5PH** via DL3RK — **VS9MZ** via G3KDB — **VS9MP** via G3SXE — **FB8WW** via F5QE — **VKØKW** via VK7KJ — **JD1AAZ** via JA5BTY — **OA8V** via W9GFF — **TJ1AW** via K4ZCP — **9M6HM** via K6ZIF — **VR5LT** via VK6WT — **FG7TG** via W5OB — **KA1B** via WA8NZH — **UAØKIP, UAØIP** via UW3FD — **FH8CY** via F5CY — **HS4ADF** via WB4HIJ — **MP4QBK** via K4MQG — **9X5WJ** via W1MIJ — **FO8BW** via W6JFM — **VP1VR** via W4VPD — **5VZWT** via W4SPX — **CR6IV** via VE7BWG — **5V4JS** via 5N2AAJ — **VS5JK** via G3KPV — **VQ9RK** via W9VNG.

73 es best DX de HB9MQ

## 13. Jamboree on the air

**17./18. Oktober 1970, 00.00—24.00 GMT**

Am dritten Wochenende des Monats Oktober treffen sich die Pfadfinder aller Welt traditionsgemäss auf sämtlichen Kurzwellenbändern zum Jamboree on the Air. In einzelnen Staaten gewähren die Konzessionsbehörden für diese beiden Tage Ausnahmelizenzen, damit die Pfader selbst Mikrofon oder Taste bedienen können. Bei uns wäre eine derartige Regelung vorderhand kaum denkbar, umso mehr sind die Pfadfinder und Pfadfinderinnen daher auf die Mitwirkung von Kurzwellenamateuren angewiesen, wenn sie sich am Jamboree beteiligen wollen. Ein Idealfall liegt natürlich vor, wenn Mitglieder der Pfadfinderbewegung selbst die Sendelizenz besitzen.

Dank der Initiative des ehemaligen USKA-TMs Philo, HB9CM, hat sich in den vergangenen 12 Jahren auch in der Schweiz so etwas wie eine Jamboree-Tradition entwickelt. Pfadfinderinnen und Pfadfinder benützen den alljährlichen Anlass, sich über den Kurzwellensport eingehender orientieren zu lassen und mitanzuhören, wie Kontakte mit aller Welt zustande kommen. Der Möglichkeiten sind viele: es mag schon genügen, eine Pfadergruppe oder technisch besonders interessierte Rover ins Shack einzuladen, die Station vorzuführen und den Funkverkehr zu erläutern. Es geht ja nicht darum, viele QSOs oder Punkte zu sammeln, sondern die jungen Leute mit unserem Hobby vertraut oder zumindest bekannt zu machen. Andere OMs bevorzugen irgendein Pfadfinderheim um dort die Station während zweier Tage zu betreiben. Diese Art hat sich gut eingebürgert, bedingt jedoch ein festes Programm für die beteiligten Pfadfinder. Beispiel: Anmarsch, verbunden mit Peilübung, Aufbau der Antennen, Einrichten und Erklären der Geräte, Verbindungsübung im Gelände mit pfaditechnischen Mitteln, einzelne Pfader hören nach vereinbartem Ablösungsplan an der Station mit, am Abend Lagerfeuer und anschliessend nächtliche Signalübung mit Taschenlampen oder Blinkgeräten usw. Wer dazu Lust und die Möglichkeit hat, kann am Jamboree auch eine NFD-Hauptprobe durchführen und seine Station mit Hilfe der Pfader weitab von der Zivilisation irgendwo im Gelände unter einem Zeltdach einrichten.

Zum ersten Mal wird das Boy Scouts World Bureau, der Sitz der Welt-Pfadfinderbewegung in Genf mit der eigenen Klubstation unter dem Rufzeichen HB9S am Jamboree teilnehmen. Dazu gesellen sich eine Reihe schweizerischer Pfadistationen, die zum Teil schon seit Jahren immer wieder mitmachen. Es wäre im Interesse aller Kurzwellenamateure und Pfader sehr erwünscht, wenn der Kreis der Teilnehmer noch wesentlich vergrössert werden könnte.

Ein Voranmeldung ist erwünscht, damit die entsprechenden Unterlagen und Informationen direkt zugestellt werden können.

Auskunft- und Meldestellen: E. Rudin, HB9AMJ, Gartenweg 4, 4415 Lausen.

Bureau mondial du Scoutisme, Case 280, 1211 Genève 11.

Rund QSO für HB-Pfaderstationen: 18. 10. 70, 09.00 h GMT, auf 3650 KHz, AM oder SSB.

# Mutationen

**Neue Mitglieder**

| | |
|---|---|
| HB9NJ | Ueli Herren, Siedlung Halen 17, 3074 **Muri BE** |
| HB9AIE | Paul Egger, CERN, 1211 **Genève** |
| HB9APA | Jaap den Herder, 8 Chem. de Tavernay, 1218 **Gd. Saconnex** |
| HB9MBV | Jürg Zbinden, Ob. Rosenbergweg 4J, 4123 **Allschwil** |
| HB9MCG | Hans Weber, Uttigenstrasse 121, 3603 **Thun** |
| HE9EDO | Hans Federer, Rappenstrasse 26, 8307 **Effretikon** |
| HE9GON | Raymond Grand, 13 Emile Nicolet, 1205 **Genève** |
| HE9GOU | Emil Zaugg, Allmendweg 16, 3123 **Belp** |
| HE9GTD | Walter Riniker, Obstgartenstrasse 6, 5430 **Wettingen** |
| HE9HKI | Willi Wirz, Fluhmattrain 4, 6004 **Luzern** |

(Fortsetzung Seite 7)

## Werde Funker der Übermittlungstruppen

Junger Schweizer im Alter von 16 bis 18 Jahren, wenn Du Funker der Übermittlungstruppen werden willst, **so melde Dich zu den vordienstlichen Funkerkursen!**

Die Kurse finden jedes Jahr von September bis März, einmal pro Woche, abends statt und sind unentgeltlich.

Die Anmeldungen für die nächsten Kurse sind mit Name, Vorname, Jahrgang, Adresse, Beruf, Arbeits- und Heimatort
bis 15. August zu richten an die

**Abteilung für Übermittlungstruppen,** 3000 Bern 25, Postfach.

## Deviens radio des Troupes de transmission

Jeunes gens de nationalité suisse de 16 à 18 ans qui voulez devenir radio dans les Troupes de transmission, **inscrivez-vous aux cours radio prémilitaires!**

Ces cours sont gratuits; ils ont lieu chaque année pendant les mois d'automne et d'hiver, une fois par semaine, le soir.

Les inscriptions pour les prochains cours contenant le nom, le prénom, l'année de naissance, l'adresse, les lieux de travail et d'origine
doivent parvenir jusqu'au 15 août au

**Service des Troupes de transmission,** 3000 Berne 25, case postale.

## Verzeichnis der Kursorte — Lieux des cours — Luoghi dei corsi

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Aarau** | **Altdorf UR** | **Baden** | **Basel*** | **Bellinzona** |
| **Bern*** | **Biel/Bienne** | **Buchs SG** | **La Chaux-de-Fonds** | **Chur** |
| **Genève** | **Heerbrugg** | Meilen | **Langenthal** | **Lausanne** |
| **Luzern** | **St. Gallen*** | **Sargans** | **Solothurn** | **Thun** |
| **Uster** | **Uzwil** | **Winterthur** | **Yverdon** | **Zofingen** |
| **Zug** | **Zürich*** | | | |

* = Zusätzlich zum Morsen: Elemente Fernschreiber und Sprechfunk
En plus du morse: instruction élémentaire au téléscripteur et en radiotéléphonie

## Anmeldekarte — Formule d'inscription — Modulo d'iscrizione

Hiermit melde ich mich für den nächsten vordienstlichen Funkerkurs in
Je m'inscris par la présente pour le prochain cours radio prémilitaire à

| Name<br>Nom<br>Cognome | Vorname<br>Prénom<br>Nome | Jahrgang<br>né en<br>nato nel |
|---|---|---|

Adresse (PLZ, Strasse und Nr.)
Adresse (n° postal, rue et n°)
Indirizzo (n° postale, via e n°)

Beruf, Studium
Profession, études
Professione, studi

| Arbeitsort<br>Lieu de travail<br>Luogo di lavoro | Heimatort<br>Commune d'origine<br>Comune d'attinenza |
|---|---|

Datum/date/data  Unterschrift/signature/firma

*A. E. McGee, Jr., K5LLI*
*2815 Materhorn Drive*
*Dallas, Texas 75228*

# *How To Tune A Circuit*

In these days of intricate and relatively inexpensive commercial radio equipment, home building of ham gear is not so common as it used to be. However, a great deal of pleasure and satisfaction may still be had from the designing and building of simple receivers, converters, etc., even if you never intend to actually use them on the air.

One fairly critical part of most simple projects is the tuning circuit. At frequencies through the VHF region, a tuning circuit usually consists of an inductor (coil) and a variable capacitor, which is adjustable over a reasonably wide range. It is easy to find, by the trial and error method, some combination of inductance and capacitance that will tune to the desired frequency. The trouble usually begins when you try to band-spread the circuit; that is, to make the entire tuning range of the variable capacitor cover only the desired frequency range. This frequency range may be only several hundred kilohertz wide, such as an amateur band or a shortwave broadcast band.

This article will attempt to illustrate the problems involved, and how to solve them by the use of a grid-dip oscillator and some simple charts and formulas. First, however, a few words about circuit theory may be in order.

An inductor or a capacitor will oppose the flow of an alternating current. This property is called reactance, and differs from resistance in that the current through the reactance is 90 degrees (or one-quarter cycle) out of phase with the voltage. In an inductor the current lags the voltage by 90 degrees, and in a capacitor the current leads the voltage by 90 degrees. The amount of reactance is determined by the value of inductance or capacitance, and by the frequency of the alternating current. Inductive reactance increases with an increase in frequency, while capacitive reactance decreases with an increase in frequency.

When an inductor and a capacitor are connected, either in series or parallel, there will be one frequency at which their reactances are equal. Since the inductive reactance causes a current lag of 90 degrees, and the capacitive reactance causes a current lead

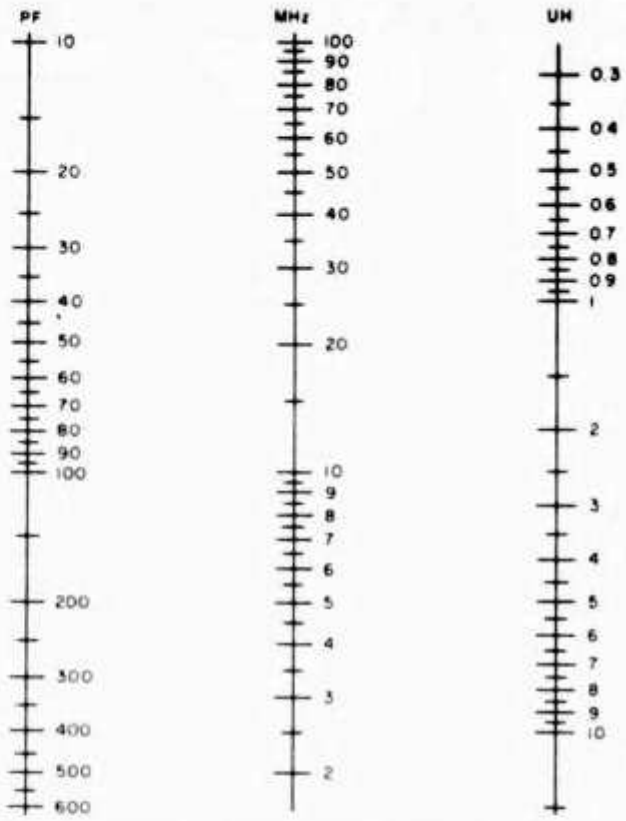



**Fig. 1.** Resonant frequency chart. By laying a straight edge across two known quantities, the third can be determined.

of 90 degrees, the reactances cancel each other, and the circuit is said to be in resonance. The series resonant circuit offers a very low resistance to the flow of alternating current at the resonant frequency, and the parallel resonant circuit offers a very high resistance to the flow of alternating current at the resonant frequency.

The frequency of resonance may be found by using the formula: $f=\frac{1}{2\pi\sqrt{lc}}$ with f in Hertz, L in Henrys, and C in Farads. A simpler method is to use a chart like the one in **Fig. 1**. By laying a straight edge across two known values, the other quantity may easily be found. Charts covering a wide frequency range may be found in Allied's Electronic Data Handbook and other similar publications. There is also a chart on page 70 of the August 1967 issue of 73 Magazine.

Let us say that you wish to build a circuit that tunes from 7.0 MHz to 7.3 MHz. You have a variable capacitor from the junk box that you wish to use, a few surplus coils with unknown inductance values, and an assortment of small fixed capacitors. You also must have a calibrated grid-dip oscillator.

In order to find the capacitance of the variable capacitor, you will first need a known value of inductance. Pick a likely-looking coil from the junk box, or wind one by guess or by using a coil winding chart. The chart found in Allied's Electronic Data

Handbook is easy to use and accurate for coil diameters from ½ inch to 5 inches. Connect a fixed capacitor with a known (marked) value across the coil and find the resonant frequency of the combination with the grid-dip oscillator. If possible, use a mica capacitor with a 5% or 10% tolerance. Let's say you use a 100 pF capacitor and the resonant frequency is 9.2 MHz. By laying a straight edge across these two values on a resonance chart (Fig. 1), the inductance of the coil is found to be 3 uH.

The 3 uH coil may now be used to measure the minimum and maximum capacity of the variable capacitor. Connect the coil across the variable capacitor and measure the resonant frequency at the minimum and maximum capacitance settings. If the resonant frequency is 20 MHz at the minimum setting and 5 MHz at the maximum setting, the variable capacitor has a range of about 22 pF to 350 pF.

You will note that the frequency ratio (4 to 1) is equal to the square-root of the capacity ratio (16 to 1). This is important to remember, and is true also for the inductance ratio when the capacity is held constant. Thus, in the circuit above, if it were desired to bring the lowest frequency down from 5 MHz to 2.5 MHz, a 2 to 1 frequency ratio, the capacity or inductance would have to be increased by 2 squared, or 4 times (1400 pF with 3 uH, or 12 uH with 350 pF).

Now that the variable capacitor has been measured, a coil can be chosen that will tune the desired 7.0 to 7.3 MHz range. It may be seen, by checking our resonance chart, that the 3 uH coil used in measuring the variable capacitor will tune to 7.0 MHz with about 175 pF, and to 7.3 MHz with about 160 pF. As this is well within the range of our variable capacitor, we may as well use it in our circuit.

**Band-Spreading**

Although our circuit will tune through the range of 7.0 to 7.3 MHz, the required capacity change of 15 pF would be covered in only a small fraction of a turn of the capacitor, and tuning would be very difficult. This problem is easy to solve, however, by the addition of two more capacitors to the circuit. Since we need a variable capacitor with a range of 160 pF to 175 pF, a capacitor may be added in series with the variable to lower the total maximum capacitance from 350 pF to 175 pF, and a capacitor may be added in parallel with these two to raise the minimum capacitance from 22 pF to 160 pF. See Fig. 2. The series capacitor is called a padder and the parallel capacitor is called a trimmer.

The value of the trimmer should be determined first. Its approximate value can be found by subtracting the minimum capacitance of the variable from the desired minimum capacitance. Thus 160 pF minus 22 pF equals 138 pF for the trimmer. The value of the series combination of the variable at maximum capacitance and the padder is equal to the total desired maximum capacitance minus the trimmer capacitance. Therefore 175 pF minus 138 pF equals 37 pF for the combination of the variable (set at 350 pF) and the padder. The value of the padder may be found by the formula: C1=CtC2/C2-Ct, where C1 is the padder, C2 is the variable, and Ct is the desired total. This works out to 41 pF for the padder.

Since the padder is only about twice the value of the minimum capacitance of the variable, it will have a noticeable affect on the total minimum capacitance, making it 152 pF instead of the desired 160 pF. This difference will be more than made up for, however, when other parts of the circuit are connected to the tuned circuit. Stray circuit capacitance and the input or output capacitance of the tube or transistor used will add from 5 to 10 pF or more to the total capacitance. At the higher frequencies this becomes increasingly important, and should be allowed for.

When building a circuit one stage at a time, remember that when the following stage is connected it will upset the output tuning of the previous stage. It may be helpful to connect a small value of capacitance temporarily across a tuned circuit that will later be connected to another stage. When the other stage is connected you can remove the capacitor. At high frequencies, where the adjustment range may be small, this may keep you from having to rewind the coil.

A good type of capacitor to use for trimmers and padders is the adjustable mica

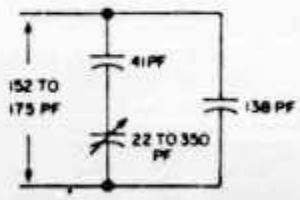



**Fig. 2. The 22 to 350 pf variable capacitor is effectively changed to 152 to 175 pf by the addition of two extra capacitors.**

compression type. These are small and inexpensive, and come in sizes ranging from about 1 pF to over 3000 pF. The minimum to maximum capacitance ratios vary from about 10 to 1 in the small sizes to about 2 to 1 in the largest sizes. When using adjustable capacitors set the high frequency limit with the trimmer, and the low frequency limit with the padder. Since the adjustments affect one another they may have to be repeated several times. If maximum stability is important, fixed silver mica or adjustable air capacitors should be used.

I have not mentioned circuit Q. This quantity is important in the output circuit of transmitters, in circuits where maximum selectivity is important, and many other places. However, in most simple low-power circuits the Q may be safely ignored.

*73 Magazine*

# An Inexpensive Varactor Frequency Multiplier

BY E. G. VON WALD,* W4YOT

THERE must be a lot of single and tri-band rigs around that leave out ten and fifteen meters, the best DX bands these days. If the station has a receiver that will take care of that end of it, the transmitters can be converted for a.m. and c.w. inexpensively and with good efficiency by using a varactor frequency multiplier.

Now, varactors come rather high, in cost. They are designed for v.h.f. and u.h.f., and they start at around twenty-seven dollars for a unit that will dissipate only ten watts.

Happily, diffused silicon power rectifiers will do just about as well, in the frequency range indicated, at least, and they cost far less. For instance, an equivalent unit to the low power varactor mentioned above is the Motorola HEP 153, which sells for $1.24 at the distributor.

### Principles

For the benefit of those who aren't familiar with them, let's take a quick look at how varactor frequency multipliers work.

To begin with, the varactor itself is nothing but a back-biased semiconductor diode that behaves like a variable capacitor. The capacitance is a non-linear function of the voltage across it. It is this non-linearity which generates the desired harmonics, just as non-linearity in any system will do. Of course, the diode is not a pure reactance. There is a certain amount of loss resistance inherent in the material of the semiconductor, but this is small (in the order of one ohm) and therefore the harmonic generating efficiency can be made high, typically better than 70% for doubling, scaling down to between 50% and 60% for quadrupling.

In principle, the circuit for a frequency doubler has a series input tank tuned to the fundamental, in parallel with a series output tank tuned to the second harmonic, with the varactor shunting them both as illustrated in fig. 1(A). That resistor across the varactor provides self-bias, which automatically adjusts itself to varying levels of input signal amplitude, and permits using the multiplier on a.m. as well as c.w.

You can use this circuit for higher order harmonics, but the efficiency will be considerably improved if a third tank is added as in fig. 1(B). This extra tank is called an idler tank, a misnomer if there ever was one. The idler is far from being a loafer. It is a selective reservoir for second harmonic energy. When the circuit is being used as a tripler, the second harmonic energy circulates back through the varactor where it mixes with the fundamental (that non-linearity is just as good for efficient mixing as it is for harmonic generation). In quadrupling, the second harmonic energy is simply doubled again by the varactor. The output tank selects the desired harmonic and delivers it to the load.

Practice, however, is usually more complicated than principle, and this is no exception. See fig. 2 for the actual tripler-quadrupler

* 7 South Dixie, Lake Worth, Florida 33460.

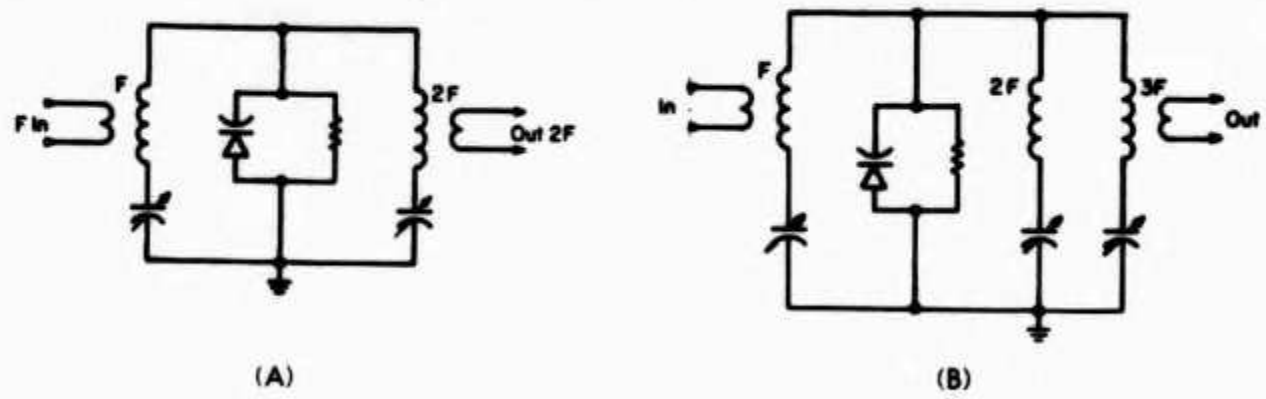



**Fig. 1(A)—Basic circuit of a varactor doubler. (B) Basic circuit of a tripler requires the use of the doubler tuned circuit defined as an idler.**

used here. Varactor frequency multipliers generate harmonics of all orders, just like any other kind of frequency multiplier, and suppression of the unwanted ones follows standard procedure. The double-tuned output is there for this reason.

### Construction

This unit isn't designed for miniaturization. The coils and capacitors are too large, and for ease in construction a certain amount of "air" is a convenience. The arrangement of parts it not at all critical, provided that the input and output are reasonably well separated; a few inches is adequate. Here, everything was mounted on a 7" × 9" chassis plate. Capacitor $C_2$ is "floating" for r.f., and can be mounted on standoff insulators or on a piece of Vectorboard mounted half an inch or so from the base.

Good heat sinking is a must, and don't forget the silicon grease. If you do, you are very likely to have to remember to pick up a new diode the next time you are in the store. Motorola sells an excellent heat sink (MS-10) for a few dollars, and that is the one used here. It is mounted beneath the chassis. Access to the diode is through a 1¼" inch hole punched in the chassis.

These circuits operate at high peak circulating current, and thus demand high-$Q$ components. Fortunately, inexpensive, broadcast-band variables turned out to be perfectly adequate, as did Miniductor-type coils. Routine precautions should be taken against mounting the coils too close to large metal parts, such as the chassis, or the $Q$ is likely to suffer.

### Tune-Up

About the only essential items for tuning up are a receiver, an absorption wavemeter and some kind of dummy load. A reflectometer can be used to get a flat line between the exciter and the multiplier, which is a convenience but by no means required. At these frequencies, a good dummy load is a 115 volt light bulb. It may be necessary to convert the output circuit to parallel temporarily, though, in order to match the low impedance of the bulb.

In the beginning, to gain experience with the gadget, it might be wise to disconnect the idler circuit and use the thing as a doubler. Adjustment is easier and more quickly accomplished since the variables are fewer.

The first thing to do is to connect the exciter to the multiplier and get it loaded at some fairly low power, say ten to fifteen watts. Couple the wavemeter to the output while doing this, and adjust the output tanks for maximum output. The wavemeter is there to make sure you are on the right frequency, the second harmonic in this case.

After a little "feel" for the operation has been gained, reconnect the idler and peak it at the second harmonic, while resonating the output at the third. Again, adjust everything for maximum output, at the desired frequency. Once you have it working as a tripler, it becomes a simple matter to use it as a quadrupler, the only change being resonating the output at the fourth harmonic instead of the third.

It is a matter of some importance to realize that all the circuits interact to some extent, and adjusting any one of them has an effect

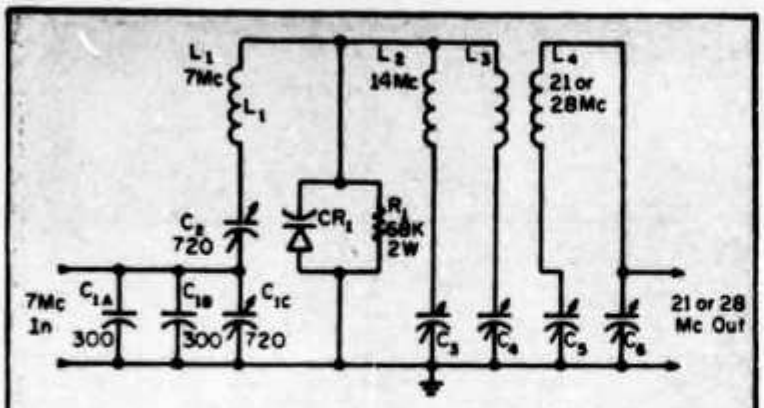



**Fig. 2—Final configuration of the varactor multiplier circuit that can perform as a tripler or quadrupler as determined by the tuning of $C_4$ and $C_5$. Capacitor $C_{1C}$ is a dual 360 mmf per section paralleled for 720 mmf. Capacitors $C_3$, $C_4$ and $C_5$ are two gang superhet type variables with a 170 mmf and a 360 mmf section placed in parallel for 530 mmf.**

**$CR_1$—1N1186 diffused silicon rectifier.**
**$L_1$—24t, 1" dia., 8 t.p.i. Air Dux 808T or equiv.**
**$L_2$—5t, 1" dia., 8 t.p.i. Air Dux 808T or equiv.**
**$L_3$—4t, ⅝" dia., 10t.p.i. Air Dux 510T or equiv.**
**$L_4$—4t, 1" dia. 8 t.p.i. Air Dux 808T or equiv.**

on all the others. Hence, the peaking operation should be repeated a few times, starting from the input and working to the output. This may make it sound a little like working a Chinese puzzle, but actually it is quite simple and you should get the hang of it quickly.

Once the multiplier has been adjusted for the low power, raise the input to the desired level. It will be found that the tuning settings for different power levels are somewhat different, so the tune-up will have to be repeaked slightly. As always, adjust everything for maximum output at the desired frequency.

When the output has been maximized at the peak power to be used, you are in business. For c.w., no change is made. To use it on a.m., just cut the drive in the exciter as for normal a.m. operation and fire away. The multiplier tuning is broad enough so that no readjustment should be necessary over a bandwidth of at least half a mc.

## Diode Temperature

Up to now, nothing has been said about varactor temperature effects. It has been presumed that sufficient elementary caution has been exercised so that the diode hasn't been overloaded too much. Overloading causes excessive temperature rise, and the hot diode has a somewhat different capacitance range than a cool one, enough to upset the tuning adjustments when things return to normal. Also keep in mind that if the diode is allowed to run overheated for long periods of time, permanent degradation in performance can be expected. In this, varactors are no different from the final amplifier tubes in the exciter. So use the old finger-tip test on your diode. If it is too hot to touch, man it's too hot! Let it cool off before proceeding further.

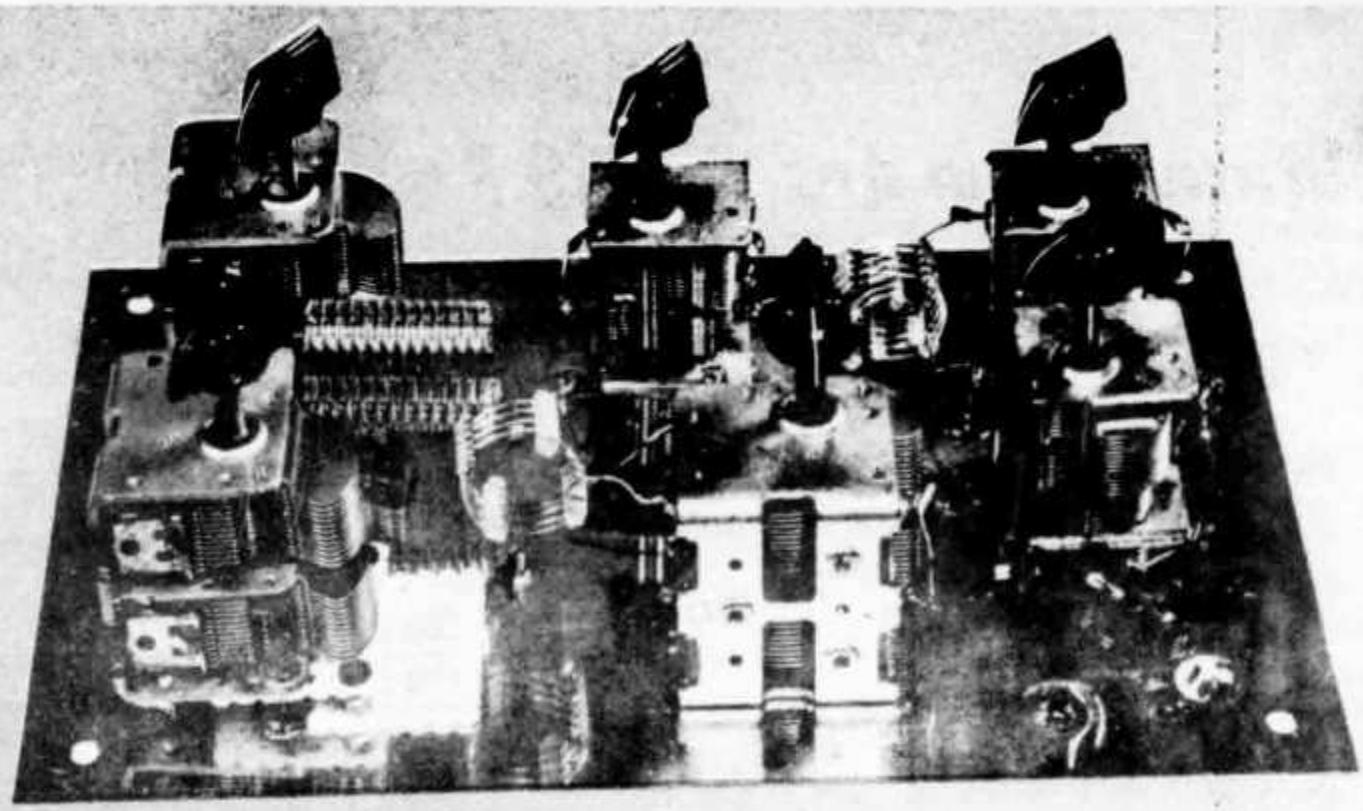
## Special Problems

There are two special problems. The first stems from the use of the broadcast band variables. These inexpensive capacitors won't take r.f. voltages much over 400 without arcing, and with some diodes this may develop. If so, either capacitive or resistive loading of the diode should make it behave, and the easier method is the second. Simply reduce the bias resistor to twenty or even fifteen kilohms. The value shouldn't be critical. It causes some detuning, so complete re-peaking must be done. Also, if carried too far, it will reduce the efficiency.

The other problem is that of parasitics. Yes, one might think that with nothing in the circuit more active than a diode, one could forget about those pesky nuisances. Unfortunately, there is such a thing as a parametric amplifier. Without getting involved in the very involved theory of those gadgets, suffice it to say that the circuit is substantially identical to that of the multiplier. Hence, particularly under heavy drive, oscillations may occur, and on any number of frequencies simultaneously.

The answer to this is the same as for spurious harmonic suppression, good filtering, only it must be applied to the input as well as the output.

There is only one way to make sure that these parasitics are under control, and that is to listen in on the output band. If the bugs are bad, you will hear the result smeared out over the entire band. It will sound like tuneable hash. Unless it is at least 40 db below the desired harmonic, something will have to be done about it. Some circuit variations used here had to be discarded on account of this. Parasitics were encountered in the circuit as shown only when the tanks were tuned quite far off the desired settings. A double tuned input might have eliminated even this tendency, but it wasn't needed and the additional complexity of tune-up it would involve wasn't relished as a prospect. Incidentally, some diodes are more prone to this unpleasantness than others.



The varactor multiplier as described in the text. It is constructed on a 7" x 9" chassis bottom plate.

### Miscellaneous

A number of different devices were tried out here to see how they behaved as varactors. In every case, the diffused silicon rectifiers came out ahead, one way or another. Zener diodes, for instance, worked just as well, but are considerably higher in price. The junctions of two different high power audio transistors were tried. Since they are designed to operate at frequencies over a hundred times higher than the rectifiers, it was expected that they ought to work pretty well here. They didn't. Not only was their efficiency low to begin with, they quickly overheated to the point where they weren't much good for anything.

Varactor multipliers, as indicated above, are surprisingly efficient, but they still show a net loss of twenty five percent or more of the input power. Most of this is dissipated by the varactor itself, and this brings up the question of how much power they will handle. There is a simple rule of thumb which can be followed. Figure one watt of device dissipation allowable for each ampere of rated current. This is only approximate, but it is roughly analogous to I.C.A.S. ratings on tubes. Thus the 1N1186 diode can be expected to dissipate about 35 watts as a varactor when properly heat-sinked. Here, it takes the full output of my NCX-3 on c.w. without any problems, since the duty cycle is 50% or less.

A peak inverse rating of 200 volts seemed to be about optimum as far as breakdown protection is concerned. Lower ratings will tend to degrade both power-handling capability and efficiency. On the other hand, above 200 volts, the prices seem to go up exponentially. Some bargain 55 amp, 400 volt units from Poly-Pac were tried. They worked pretty well, although they were more lossy than the Motorola units. Don't let any of this interfere with your trying out any odd-ball diode you might have on hand, though. You might be pleasantly surprised. The only really critical thing is that current rating, since this is basic in determining the internal losses.

Varous units of the same type-number were checked, and their capacitances ran pretty uniform. All the stud mounted diodes, regardless of current rating, ran between 250 and 350 mmf.

Parallel operation was also checked and proved entirely feasible without any special gimmicks. It should be remembered, however, that if a single heat sink is used, you might not be able to double the dissipation this way. The lower effective thermal resistance, owing to the distributed heat source, does improve things somewhat.

What about sideband? On the scope, the s.s.b. speech waveform resembles a.m., although with a different frequency distribution. It seemed worth a try, but it didn't work very well. Some words could be understood, but most of it resembled a particularly bad mixture of a.m. and f.m., with some incidental distortion added. Here again, sideband turned out to be fundamentally different from a.m.

One check was made in an effort to determine the high frequency limitations of using silicon rectifiers as varactors. Using the same circuit as shown in fig. 2, except for the coil sizes, 7 mc was run up to the six meter band in a single stage septupler. Indicated efficiency was over 30%, so the diodes can be expected to work well throughout the h.f. and lower v.h.f. spectrum. The biggest difficulty in such high order multiplying is rejection of undesired harmonics. If the test rig had been used for transmitting, it would have required a good, sharp bandpass filter in addition to the double-tuned output.

Otherwise, however, it worked fine, and this method shouldn't be overlooked as a quick and easy way of getting a few watts on six. That's all you need for local and f-layer skip work, and the latter is in season these days. Good hunting.

*CQ* Magazine

# TRANSMISSION LINES

BY DAVID P. COSTA*

A TRANSMISSION line is a device for guiding electrical energy from one point to another. How well this purpose is accomplished depends on the charactertistics of the transmission line used. The output end of an electrical circuit is coupled to the transmission line's input end, also called the generator end or source. The load is coupled to the output end, also called the load end or sink. The ratio of voltage to current at the input end is the input impedance. The ratio of voltage to current at the output end is the output impedance. If the line were of infinite length, the characteristic impedance would be the ratio of voltage to current on the infinite line. This value is constant for a given transmission line.

### Distributed Constants

The transmission line is essentially a four terminal device. Two terminals are connected to the source and two terminals to the load. Between these terminals are distributed constants of inductance, capacitance, and resistance. Their values depend on the physical characteristics of the line such as the length, conductor sizes, spacing between conductors, and the dielectric (air or insulation) between the conductors.

If an infinitely long transmission line is assumed, then the characteristic impedance, $Z_0$, determines the current that flows when a given voltage is applied. The characteristic impedance is important in determining how well energy is transferred from the source to the load. For the infinitely long line, all of the energy is sent out on the line and none returns to the source. If a finite line is terminated with a resistive load equal to $Z_0$, the source appears to see an infinitely long line, and all the energy passes into the line. If the line is terminated in any other load, energy is reflected back to the source.

*Mechnical Engineer, Port of New York Authority, New York, N.Y.

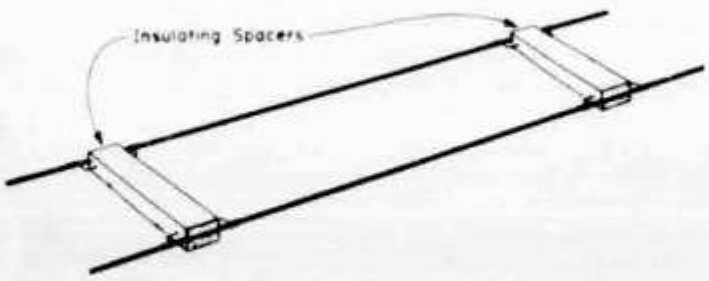



**Fig. 1—Two wire open line, sometimes called the parallel wire transmission line, uses air as the dielectric. The characteristic impedance depends upon the wire diameter and spacing.**

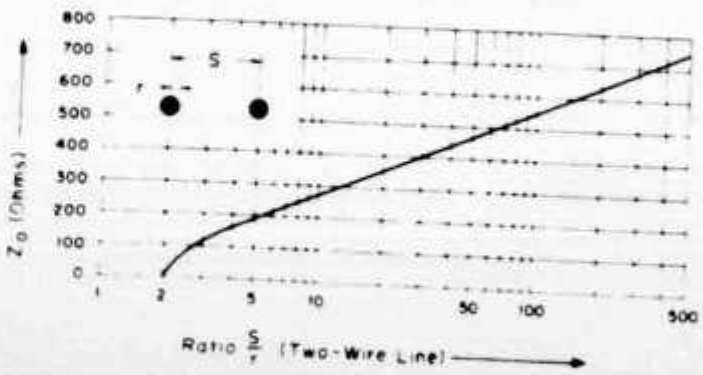



**Fig. 2—A plot of the characteristic impedance, $Z_0$, versus the ratio $s/r$ for a two wire open line.**

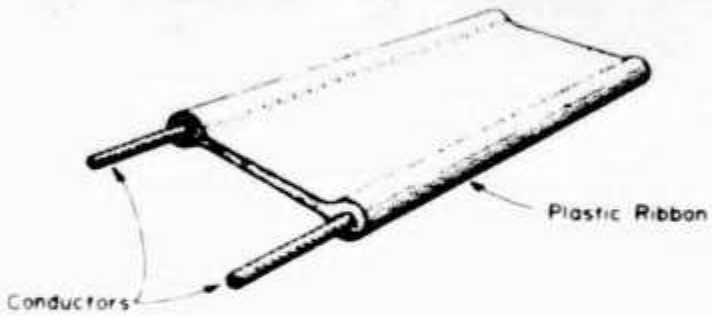



**Fig. 3—Cross section view of an insulated two wire line. While more flexible and easier to run than the air dielectric type of fig. 1, insulated ribbon type shown has higher dielectric losses.**

### Attenuation and Losses

The ideal transmission line has no losses. It transfers all the energy available at the source to the load. Actual transmission lines, however, dissipate power in three ways: radiation, heating, and reflection.

Transmission lines of certain types tend to act like an antenna. Radiation losses of some of them can be considerable.

The resistance of the conductors dissipates a certain amount of power in the form of heat ($I^2R$ loss). An $I^2R$ loss also results from leakage between the conductors. Heat loss increases with lines having a lower characteristic impedance because of the higher currents that are permitted to flow.

A load with a value other than $Z_0$ reflects energy back along the line. This results in reflection loss. If energy is reflected, standing waves are formed, which means a changing ratio of voltage to current along the line, and therefore a changing line impedance.

If all energy is reflected from the output end and none is absorbed by the load, the impedance is purely reactive all along the line. If some energy is absorbed and some reflected, the impedance either can be resistive or can have both resistive and reactive components.

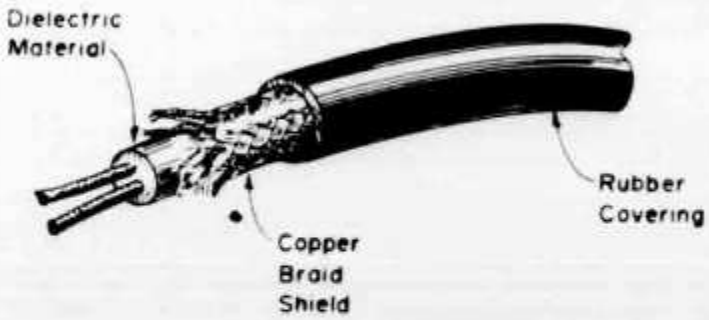



**Fig. 4—The shielded pair shown above has the advantage of low radiation losses because the shield provides a uniform ground for both conductors.**

When the source injects energy into a line impedance equal to the characteristic impedance, there are no standing waves and no reflections. Inductance, capacitance, and resistance found in a transmission line are distributed uniformly along its length. Therefore, no reflection of energy takes place unless the impedance at some point on the line is different from that caused by the distributed constants. The impedance seen by the source can be changed by changing the load. The travelling waves reaching the load suddenly encounter an impedance different from that along the line, resulting in the formation of standing waves and reflection of energy. Reflections occur as long as the load differs from $Z_0$.

### Standing Wave Ratio (S.W.R.)

The actual loads connected to the transmission line usually have both resistive and reactive components. Considering the standing wave of voltage, the ratio of maximum to minimum voltage along the line is the standing wave ratio. The s.w.r. can be obtained by measuring the maximum and minimum current along the line. The standing wave ratio provides a measure of the energy reflected. When the line is terminated in a resistance equal to $Z_0$, the maximum and minimum values of current are the same. The s.w.r. is 1 to 1. In this condition, the load is said to be matched to the line. All of the energy is absorbed by the load (neglecting line losses), and there are no standing waves. Such a line is called flat, since the impedance, $Z_0$, is the same value all along the line.

If standing waves occur on the line with a given load, the s.w.r. is a measure of the degree of mismatch between load and line. For example, assume that a resistive load of 500 ohms is used to terminate a line with a characteristic impedance, $Z_0$, of 50 ohms. If the s.w.r. is measured, it is found to be 10:1 This is the same as dividing 500 by 50.

### Impedance Matching

Assume that a transmission line has a characteristic impedance different than the load impedance. Since a mismatch occurs if the line is connected directly to the load, an intermediate element or impedance matching device must be used between the line and load.

### Types of Transmission Lines

Transmission lines differ considerably in their construction and specific characteristics.

Various types are the single wire line, open two-wire line, insulated two-wire line, shielded pair, twisted pair, and coaxial lines.

**Single Wire Line**—This is the simplest type of transmission line where a single wire conductor links the source to the load. The return path completing the circuit is ground. The line is unbalanced; this condition leads to large radiation losses, which is a definite disadvantage. Another disadvantage is the lack of a constant physical relationship between wire and ground, which leads to a varying characteristic impedance, making the line difficult to match to the load. Because of these two disadvantages, the single-wire line is used rarely. It is found where its advantage of easy installation outweighs its disadvantages.

**Open Two-Wire Line**—Because it uses two parallel conductors, this is called also the parallel conductor line, or the open two wire line because the dielectric medium is air. The construction and installation of the open two wire line is nearly as simple as for the single-wire line. Although the balanced conductors act to reduce radiation loss, the balance is critical, and nearby metallic objects tend to unbalance the line and cause large radiation losses. The two wires used in this line are kept at a constant distance from each other by means of insulating spacers, or spreaders, shown in fig. 1. The actual distance used between the conductors depends on the impedance required, the diameter of the conductors, and the frequency of operation. The characteristic impedance of a two-wire line is relatively constant. For a two wire line having air as a dielectric medium, $Z_0$, is given by the formula:

$$Z_0 = 276 \log_{10} s/r$$

where $s$ = space between conductor centers
$r$ = radius of the conductors.

This formula is sufficiently accurate provided that the ratio $s/r$ is 4 or greater. The graph of fig. 2 shows the variation in $Z_0$ produced by changing the ratio $s/r$. Currents flow through the two parallel conductors in opposite directions. If the two currents are 180° out of phase, the fields nearly cancel and the radiation loss approaches zero. At relatively low frequencies, this condition can be approached. As the frequency of operation is raised, however, the two currents tend to be more and more out of phase, causing considerable radiation loss. The loss can be reduced by moving the conductors closer together. Moving the conductors closer together lowers the characteristic impedance of the line. This can be seen from the equation above. In order to have a relatively high impedance and close spacing, it is necessary to reduce the conductor size. Reduction in size though, decreases the power capacities of the conductors. The higher the frequency of operation, the more difficult these problems become.

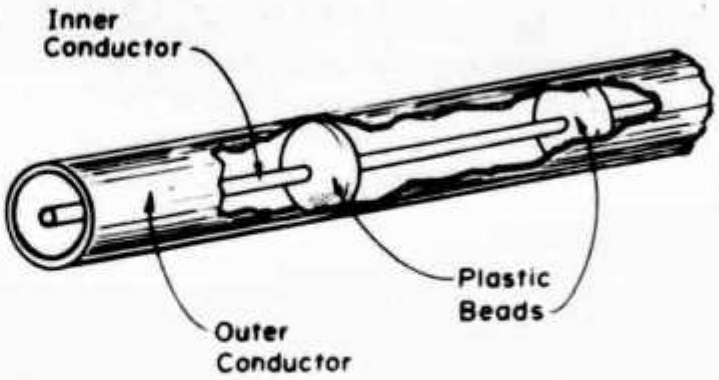



Fig. 5—A cut-away view of air dielectric coax using a flexible metal tube for the outside conductor. Coax is more often found in the form shown in fig. 4 but with a single inner conductor, a solid dielectric and braided copper outer conductor.

**Insulated Two-Wire Line**—Instead of having air as a dielectric medium, the two-wire line can be encased in a solid dielectric. This type of line has several advantages over the open line. Installation is simplified considerably because of its flexibility. For example, it is difficult to run the open wire line around a corner without changing the spacing be-

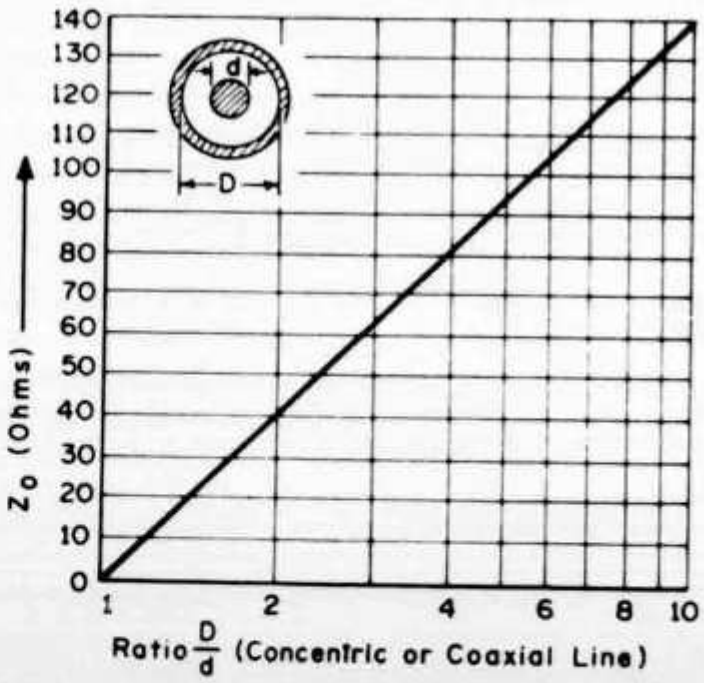



Fig. 6—Variations in $Z_0$ with changes in the ratio $D/d$ for air coax.

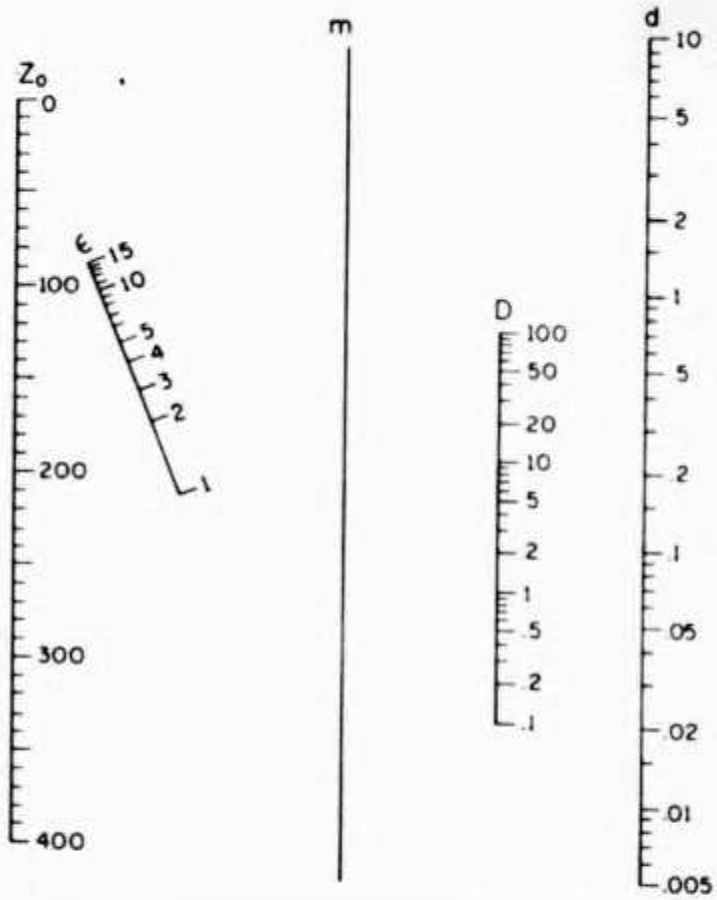



**Fig. 7—Nomograph for determining the $Z_0$ of a solid dielectric coax. The two step procedure is explained in the text**

tween the conductors. In the insulated type, the dielectric is solid enough to keep the conductors evenly spaced, but flexible enough to bend easily around corners. In one type of insulated line, the two conductors are molded into the edges of a plastic ribbon. See fig. 3. The dielectric losses are higher than in a comparable open wire line, and the higher dielectric constant lowers the characteristic impedance.

**Shielded Pair**—A further development of the insulated two-wire line is the shielded pair. See fig. 4. The two parallel conductors are imbedded in a solid dielectric. The insulated pair then is enclosed in a tube made of braided copper. The principal advantage of the shielded pair over other types of two-wire lines is its low radiation loss. This is true because the shield provides a uniform ground for both conductors, resulting in a well balanced line. Furthermore, the shield provides protection from stray pickup in the presence of external fields.

**Twisted Pair**—If two insulated wires are twisted together, a flexible transmission line results without the use of spacers. This type is limited to use as a short untuned line because of its high losses.

**Coaxial Lines**—It is possible to place one conductor inside the other to form a transmission line. Such a line is called coaxial, or concentric. The open line (air dielectric) is shown in fig. 5. Usuallly, it consists of a wire conductor placed inside a flexible metal tube or shield which serves as the second conductor. The inner wire is fixed along a central axis of the outer tube by spacers. The open coaxial line is used to provide efficient operation at relatively high frequencies. There is little radiation loss from this type of line because the outer conductor confines radiation to the space inside the line. External objects consequently have no effect on transmission, making this line definitely superior to the two wire type. Instead of air, the line can be filled with a flexible dielectric, forming a solid, coaxial line which has the advantage of greater flexibility compared with an open coaxial line. The use of a solid dielectric, however, increases the dielectric losses. The characteristic impedance of the open coaxial line can be calculated from the formula:

$$Z_0 = 138 \log_{10} D/d$$

where $D$ = inner diameter of shield
$d$ = wire diameter.

Variations in $Z_0$ with changes in the ratio $D/d$ are given in fig. 6. The formula for $Z_0$ of a solid coaxial line is given by:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \log_{10} D/d$$

where $\varepsilon$ = dielectric constant of the materia between the conductors.

The other quantities are the same as for the open coaxial line. If $\varepsilon$ is equal to 1 (the dielectric constant of air), the two formulas formulas become identical. From both for- it can be seen that a high ratio of $D/d$ means a high $Z_0$, and conversely, a low ratio means a low $Z_0$.

The designer of communications and electronics systems is often involved with determining characteristic impedances of concentric lines so as to properly match them to impedances of electronic instruments, meters, *etc.* The nomogram of fig. 7 solves the above equation for any scale of dimensions.

*Example:* What is the characteristic impedance of a coaxial line if the wire diameter, $d$, is (0.06) centimeters, the inner diameter of the shield, $D$, is (0.85) centimeters, and the dielectric constant of the material ($\varepsilon$) between conductors is (4.0)?

*Solution:* 1) Connect ($d$) with ($D$), intersect ($m$). 2) Connect ($m$) with ($\varepsilon$), find $Z_0$ equals 80 ohms.

# Transistor-KOX für RTTY

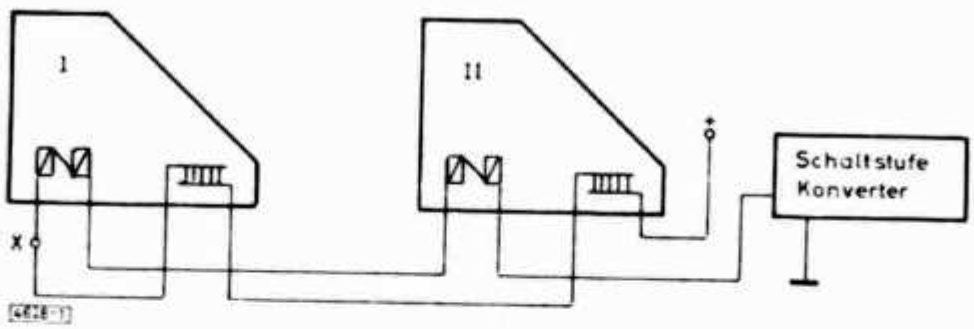
Von Alexander Ritter, HB 9 AKA

Der stundenlange, pausenlose Betrieb während eines RTTY-Kontests besteht nicht zuletzt aus einer endlosen Anzahl von Schaltfunktionen, die meist von Hand ausgeführt werden müssen. Ich denke da an das Umschalten des Blattschreibers auf den Streifensender, das Umschalten der Filter, der AFSK, ATC — DTC, Normal — Reserve, Nachstimmen der Empfangsfrequenz, des Notch-Filters, usw. Dazu gehört auch das Umschalten von Empfang auf Senden.

Natürlich ist jeder RTTY-Amateur bestrebt, die Bedienung seiner meistens doch recht umfangreichen Fernschreibeinrichtung zu vereinfachen. Das vor allem bei Kontests wichtige blitzschnelle Umschalten auf Senden bietet sich für eine Automatisierung geradezu an, insbesondere als sich der VOX-Betrieb bei SSB allgemein eingebürgert hat.

Uli Stolz, DJ 9 XB, hat in [1] eine entsprechende Schaltung beschrieben, die sehr gut arbeitet. Leider paßte sie wegen der benutzten Röhre nicht so recht zu meinem volltransistorisierten Konverter. Ich habe deshalb den „Voltage-Sensitive Switch" nach [2] auf RTTY-Bedürfnisse umgebaut.

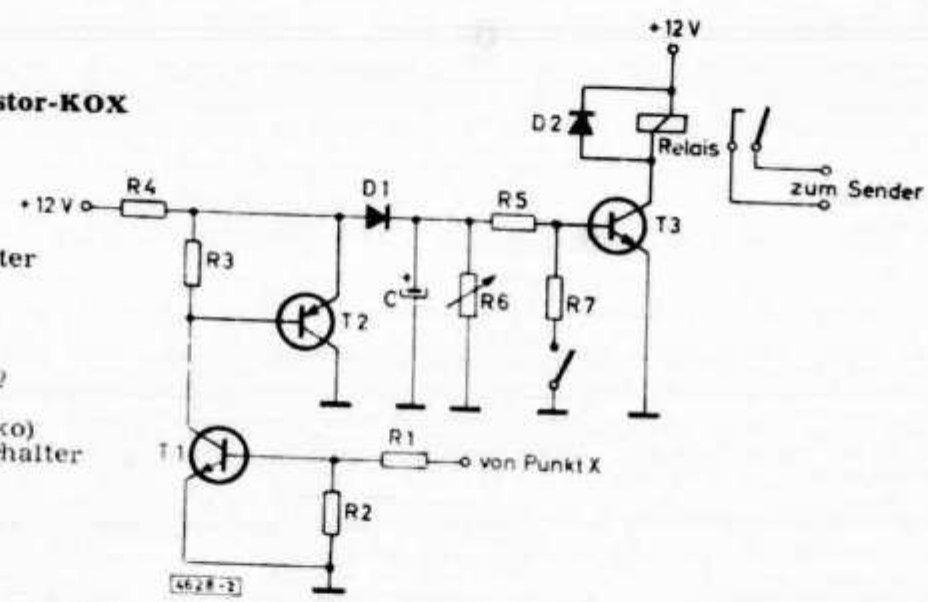
Abb. 1




Die beiden zum Betreiben der beschriebenen KOX benötigten Zustände sind „positive Spannung" für Empfang und „keine Spannung" für Senden. Bei zwei benutzten Maschinen schaltet man zu diesem Zweck beide Empfangs-

**Stückliste für Transistor-KOX**

| | |
|---|---|
| T 1 | BC 108 A |
| T 2 | 2 N 3702 |
| T 3 | BC 108 A |
| D 1 | BA 100 |
| D 2 | BA 100 |
| R 1 | je nach Konverter |
| R 2 | 470 Ω, ½ W |
| R 3 | 150 Ω, ½ W |
| R 4 | 1 kΩ, 1 W |
| R 5 | 27 kΩ, ½ W |
| R 6 | Trimmpot. 50 kΩ |
| R 7 | 1 kΩ, ½ W |
| C | 100 µF/15 V (Elko) |
| S 1 | einpoliger Ausschalter |
| Relais | 200 Ω |




magnete und beide Sendekontaktgruppen hintereinander und schließt diese nach **Abb. 1** mit dem Konverter zusammen. Wenn sich nun — bei Empfang — die Taststufe im Konverter im Rhythmus der empfangenen RTTY-Signale öffnet, ist leicht ersichtlich, daß an Punkt X in Abb. 1 unverändert positive Spannung anliegt. Die KOX bleibt also in Ruhestellung. Sobald nun aber die Sendekontakte einer der beiden Maschinen geöffnet werden — was bei jedem einzelnen Zeichen mindestens einmal der Fall ist — herrscht an Punkt X der Zustand „keine Spannung".

Die Schaltung der KOX zeigt **Abb. 2.** Betrachten wir einmal die Funktion beim Zustand „positive Spannung", also bei Empfang. Über den Eingangs-

spannungsteiler R 1/R 2 gelangt ein Teil dieser positiven Spannung auf die Basis von Transistor T 1. Dieser schaltet durch und legt dadurch die Basis von T 2 auf 0 Volt. Transistor T 2 ist nun ebenfalls durchgeschaltet. Am Emitter von T 2 und dadurch an der Basis von T 3 herrschen deshalb 0 Volt. Transistor T 3 sperrt dadurch, und das Relais ist abgefallen.

Nun die Funktion beim Zustand „keine Spannung". Transistor T 1 wird durch seine mit R 2 auf 0 Volt gelegte Basis gesperrt. An der Basis von T 2 erscheint deshalb eine positive Spannung, Transistor T 2 sperrt ebenfalls, und an seinem Emitter herrscht positive Spannung. Diese erreicht über die Dioden D 1 und R 5 die Basis von Transistor T 3, letzterer schaltet durch, und das Relais zieht an. Gleichzeitig wird C aufgeladen und hält so für eine an R 6 einstellbare Zeit das positive Potential an der Basis von Transistor T 3 aufrecht. Das Relais hält. Mit R 6 = 50 kΩ und C = 100 µF bei einer Betriebsspannung von $U_b$ = 12 Volt hält das Relais etwa 5 s. Diese Haltezeit kann am Widerstand R 6 nach eigenen Wünschen verkürzt werden.

Nun die Funktion der einzelnen Schaltelemente. R 1 und R 2 bilden den Eingangsspannungsteiler, R 2 stabilisiert zugleich den Schaltzustand von Transistor T 1. R 3 ist der Arbeitswiderstand von Transistor T 1 und stabilisiert zugleich den Schaltzustand von Transistor T 2. R 4 ist der Arbeitswiderstand von T 2 und begrenzt zugleich die Ströme von T 1 und T 2. R 5 begrenzt den Basisstrom von Transistor T 3. R 6 ist der Entladewiderstand von C. D 1 verhindert ein Entladen von C über die Ladeschaltung. D 2 leitet den Spannungsstoß beim Abschalten des Relais über die Stromversorgung ab. S 1 dient in Verbindung mit R 7 zum Sperren der KOX.

Das Relais soll einen Widerstand um 200 Ω aufweisen. Als Transistoren eignen sich auch andere Typen, in der hier gezeigten Schalteranwendung können verschiedene Universaltransistoren eingesetzt werden. Der Wert von R 1 ergibt sich aus der bei Punkt X herrschenden Spannung, an der Basis von Transistor T 1 werden etwa plus 0,7 V zum Durchschalten benötigt.

Die Schaltung spricht sehr schnell an, bei nur einmaligem Drücken der BU-Taste wird allerdings C nicht voll aufgeladen, und das Relais fällt schon nach etwa 70 % der an R 6 eingestellten Zeit ab. Man muß also bei Schreibpausen darauf achten, jeweils zwischendurch mindestens zweimal die BU-Taste zu drücken.

---

**Literatur**


[1] Ulf Stolz, DJ 9 XB, KOX, die VOX für RTTY, Old Man Nr. 3, 1969.
[2] Voltage — Sensitive Switch, RCA Transistor Manual 1964, Seite 372.


# Der Feldeffekt-Transistor


Von Peter Güldenpfennig, Ottobrunn



**Die Wirkungsweise und die wichtigsten Eigenschaften des Feldeffekt-Transistors werden in diesem Beitrag anschaulich beschrieben, dessen Nachdruck uns die Schriftleitung der ETZ ermöglichte. Auf die Ähnlichkeit der elektrischen Daten mit denen der Röhrenpentode wird hingewiesen.**


Das Prinpiz des Feldeffekt-Transistors ist schon ziemlich alt. 1935 erhielt Oskar Heil ein britisches Patent, das den Titel trug: „Über die Steuerung eines Widerstandes aus einem Halbleitermaterial und die Ausnützung dieses Effektes zur Verstärkung eines elektrischen Signals". Grundsätzlich handelt es sich auch bei den Feldeffekt-Transistoren um steuerbare Widerstände aus Halbleitermaterial. Beim herkömmlichen Sperrschicht-Transistor (Bipolar-Transistor) übernehmen Träger beiderlei Vorzeichens den Ladungstransport. Beim Feldeffekt-Transistor fällt diese Aufgabe den Majoritätsträgern zu, und zwar den Elektronen. Da nur Ladungsträger eines Vorzeichens auftreten, bezeichnet man den Feldeffekt-Transistor auch als Unipolar-Transistor. Die Eigenschaften des Feldeffekt-Transistors sind mit denen der Röhrenpentode vergleichbar. Das trifft vor allem für das Kennlinienfeld zu, näherungsweise auch für die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen und für den Übertragungs-

leitwert.

Man unterscheidet nach der technologischen Ausführungsform zwei Arten von Feldeffekt-Transistoren:

1. Den Metalloxid-Feldeffekt-Transistor, auch Mosfet (metal oxyde semiconductor field effect transistor) genannt.
2. Den Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor, auch als Junction-Fet bezeichnet.

**Wirkungsweise**

Der Metalloxid-Feldeffekt-Transistor wird von einem Metallbelag aus gesteuert, der durch eine nichtleitende Halbleiter-Oxidschicht gegen die stromführende Halbleiterbahn isoliert ist. Metallbelag und Halbleiterbahn üben also die Funktion von Kondensatorplatten aus, so daß zwischen ihnen eine Kapazität entsteht.

Der Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor ist gebräuchlicher; er ist einfacher herstellbar, billiger und verfügt fast über einen gleich hohen Eingangswiderstand wie der Metalloxid-Feldeffekt-Transistor. Der Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor wird von einer Halbleiterschicht aus gesteuert, die im Vergleich zur stromführenden Halbleiterbahn entgegengesetzt dotiert ist. Es bildet sich also zwischen Strompfad (Channel) und Steuerelektrode (Gate) eine diodenartige Sperrschicht aus, die bei entsprechender Vorspannung einen Isolator darstellt, so daß zwischen Steuerelektrode und Strompfad eine Kapazität auftritt.

Die Vorgänge im Feldeffekt-Transistor werden am Beispiel des Sperrschicht-Feldeffekt-Transistors erläutert **(Abb. 1)**. Dieser Transistor wird der Einfachheit halber als Stab aus Halbleitermaterial betrachtet. Der Stab ist der Strompfad, dessen Längswiderstand durch ein angelegtes transversales elektrisches Feld gesteuert werden kann. Der Strompfad kann je nach Dotierung n- oder p-leitend sein; in Abb. 1 ist er als p-leitend dargestellt. An zwei gegenüberliegenden Seitenflächen werden Zonen eindiffundiert, die der Dotierung des Strompfades entgegengesetzt gepolt sind; sie dienen als Steuerelektroden G. Der Strom fließt von der Quelle S (Source) zur Senke D (Drain) durch den aus Halbleitermaterial gebildeten Widerstand, dessen Größe durch die Steuerelektrode beeinflußt werden kann.

Der Widerstand des Strompfades hängt zunächst von der Leitfähigkeit des Halbleiterwerkstoffs und, wie bei jedem Leiter, vom Querschnitt und der Länge ab. Da es sich hier aber um Halbleitermaterial handelt, hängt der Widerstand zwischen Quelle und Senke von der Majoritätsträger-Konzentration ab, d. h. der Widerstand wird um so geringer, je mehr n- bzw. p-Träger je nach Dotierung vorhanden sind. Wird zwischen Quelle S und Steuerelektrode G eine Gleichspannung $U_{GS}$ so angelegt, daß die Steuerelektrode positiv gegenüber der Quelle ist, so baut sich zu beiden Seiten der in Sperrichtung betriebenen pn-Verbindung des Feldeffekt-Transistors eine Raumladungszone auf. Dadurch wird ein gewisser Teil der im Strompfad zwischen Senke und Quelle vorhandenen Ladungsträger gebunden und steht zur Stromführung nicht mehr zur Verfügung.

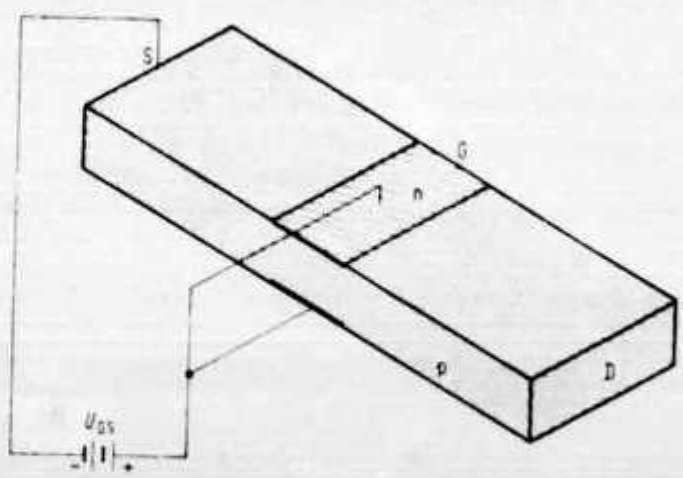



Abb. 1. Schematische Darstellung des Sperrschicht-FETs (Strompfad p-dotiert, Steuerelektroden n-dotiert). S = Quelle, G = Steuerelektrode, D = Senke, $U_{GS}$ = Steuerspannung

Die Dichte der verbleibenden Majoritätsträger bestimmt die Leitfähigkeit

des Strompfades. Die Anzahl der Ladungsträger könnte nur durch Energiezufuhr von außen, z. B. Erwärmung vergrößert werden, weil dadurch zusätzlich Valenzbindungen frei werden. Die Raumladungen, die sich an den Übergängen der Steuerelektrode zum Strompfad ausbilden, verkleinern die Kanaldicke. Eine Vergrößerung der Spannung zwischen Steuerelektrode und Quelle bewirkt eine Ausweitung der Raumladungszone, und der Widerstand zwischen Quelle und Senke wird noch vergrößert. Das transversale elektrische Feld übt also einen Einfluß auf die Leitfähigkeit des Strompfades aus.

Bisher wurde nur der Fall betrachtet, daß zwischen Quelle und Senke, also am Strompfad, keine Spannung anliegt. Beim Vorhandensein einer Spannung zwischen diesen beiden Elektroden ändern sich infolge des durch den Strompfad fließenden Stromes und des herrschenden Spannungsabfalls entlang des Strompfades SD die Potentialverhältnisse. Wir nehmen zunächst an, daß die Spannung zwischen Steuerelektrode G und Quelle S Null sei, während die Spannung zwischen Quelle und Senke laufend erhöht wird **(Abb. 2).**

Das bedeutet, daß G stets ein höheres positives Potential als D hat. Zunächst steigt der Strom $I_D$ mit zunehmender Spannung $U_{DS}$ linear an, und der Strompfad verhält sich wie ein ohmscher Widerstand. Bei Vergrößerung des Stromes wird der Strompfad in Richtung zur Senke wegen des längs des Strompfades auftretenden Spannungsabfalls zunehmend negativ. Es ergibt sich also eine ortsabhängige Spannungsdifferenz. Auch hier entsteht so am Übergang zwischen Strompfad und Steuerelektrode eine Raumladungszone, die sich in Richtung der Senke wegen des zunehmend negativen Potentials vergrößert. Die damit verbundene Abnahme der Leitfähigkeit des Strompfades verhindert ein weiteres lineares Anwachsen des Stromes $I_D$.

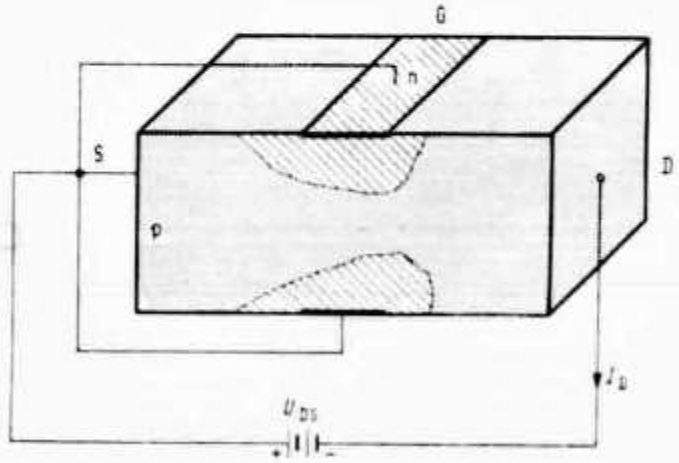



**Abb. 2.**
**Raumladeverteilung bei Spannung zwischen Quelle S und Senke D, $I_D$ aus der Senke D austretender Strom**

Bei einer bestimmten Spannung $U_{DS}$ zwischen Quelle und Senke greifen die beiden Raumladungszonen soweit in den Strompfad hinein, daß sie sich fast treffen. Diese Spannung wird Abschnürspannung (pinch-off voltage) genannt. Hierbei fließt gerade noch soviel Strom von der Quelle zur Senke, daß über den hochohmigen Strompfad der notwendige Spannungsabfall eintritt. Im Kennlinienfeld $I_D = f(U_{DS})$ entspricht die Abschnürspannung dem Punkt, an dem die Kennlinien fast waagerecht abknicken **(Abb. 3).** Eine Erhöhung von $U_{DS}$ bewirkt kein wesentliches Ansteigen des Stromes $I_D$ mehr, und es tritt eine Art Sättigung ein.

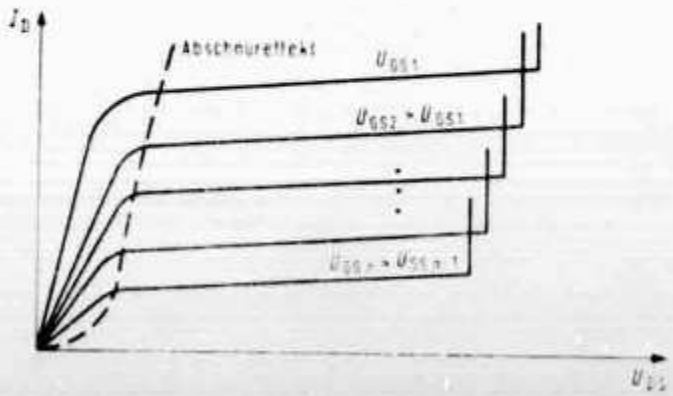



Abb. 3.
Kennlinifeld des Feldeffekt-Transistors

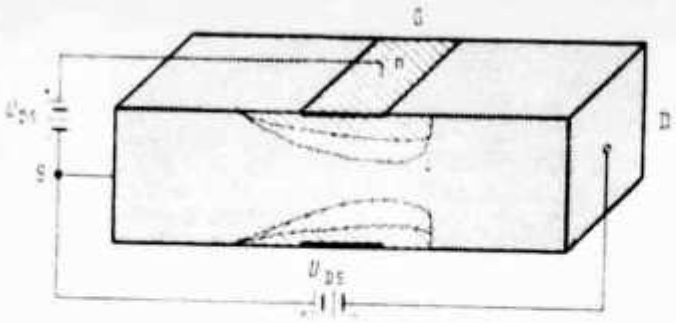



**Abb. 4.**
Raumladeverteilung bei Anliegen aller Betriebsspannungen

Wird nun zusätzlich zwischen Steuerelektrode und Quelle eine Spannung angelegt, so ergibt sich eine Überlagerung der beiden beschriebenen Raumladungszonen **(Abb. 4)**. Durch ausreichend hohe Spannung $U_{GS}$ zwischen Steuerelektrode und Quelle kann die Raumladung so weit vergrößert werden, daß der Strompfad fast völlig gesperrt wird und $I_D$ auf einen minimalen Reststrom absinkt.

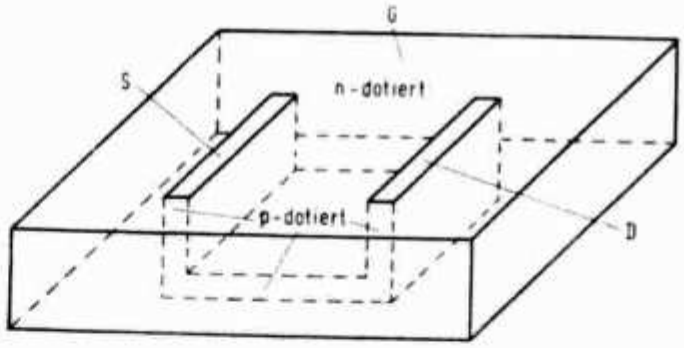



**Abb. 5.**
**Aufbau des FETs:**
**S = Quelle**
**D = Senke**
**G = Steuerelektrode**

Der Strom $I_D$ kann also mit einer an die Steuerelektrode angelegten Wechselspannung gesteuert werden. Da die Steuerelektrode eine hohe Eingangsimpedanz hat, kann der Feldeffekt-Transistor wie die Röhre fast leistungslos gesteuert werden.

„Das DL-QTC"

# Einfache Transistor-Schnellprüfung pnp - npn ohne Zerstörungsgefahr für den Transistor

Bernd Neubig, DK1AGA

Das im folgenden beschriebene Geräte wurde entworfen und gebaut, um ca. 80 Transistoren von Computerplatinen und aus der Bastelkiste nach pnp- und npn-Typen auszusortieren. Dafür sollte ein einfaches Meßverfahren entwickelt werden, das möglichst ohne Instrumentenablesung schnell und ohne Gefahr der Zerstörung des Transistors durch falsche Polarität der Spannung das Ergebnis liefert.

Naheliegend war eine akustische Anzeige, so daß ein Nf-Generator in Frage kam. Da kein Basis-Spannungsteiler verwendet werden darf — bei falscher Polarität würde dieser in bekannter Weise die Überlastung des Transistors verursachen — entschied ich mich für einen einfachen Sperrschwinger nach **Abb. 1.**

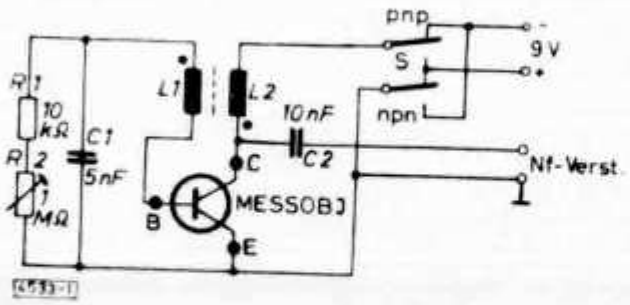



Abb. 1

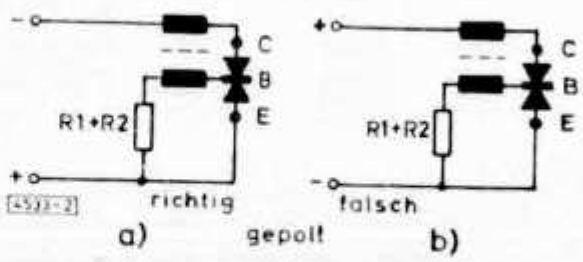



Abb. 2

Anhand des Dioden-Ersatzschaltbildes eines pnp-Transistors sei der Einfluß der Polarität in dieser Schaltung verdeutlicht **(Abb. 2a** und **b).**

**a) richtige Polung**

Collector-Basis-Diode hat Sperrpolarität. Die Emitter-Basis-Diode erhält ohne Rückkopplung keine Basisvorspannung, d. h. sie ist gesperrt. Bei Rückkopplung wird in bekannter Weise periodisch durch die anschwellende Wechselspannung die E-B-Diode leitend, bis sie wieder in den Sperrzustand kippt. Der Oszillator schwingt.

**b) falsche Polung**

E-B-Diode ist gesperrt. Collector-Basis-Diode wird leitend, jedoch Strombegrenzung über die Serienschaltung $R_1 + R_2$, so daß z. B. bei $U_B = 10$ V und $R_1 + R_2 = 500\ k\Omega$ der Diodenstrom $I_D$ sich ergibt zu

$$I_D \approx \frac{U_D}{R_1 + R_2} = \frac{10\ V}{0{,}5 \cdot 10^6\ \Omega} = 20\ \mu A.$$

Da im Durchlaßzustand die an der Diode abfallende Spannung $U_D$ bei Germanium $\approx 0{,}2$ V und bei Silizium $\approx 0{,}6$ V beträgt, wird die Verlustleistung an der Basis-Collector-Strecke beim ungünstigeren Fall $P_{CB} \approx U_D \cdot I_D = 12\ \mu W$ (die sehr kleine Verlustleistung längs der E-B-Diode ist vernachlässigt); man sieht, es entsteht ein Basisstrom und eine Verlustleistung, die jeder Transistor verträgt!

**Zur Konstruktion**

Die Schaltung wurde auf einer kleinen Lötösenplatte aufgebaut. $L_1$ und $L_2$ wurden auf einem 10-mm-Ø-Spulenkörper mit MW-Kern aus der Bastelkiste mit CuLSS-Draht gewickelt ($L_1$ = 100 Wdg., $L_2$ = 300 Wdg.).

Als Schalter S wurde ein vorhandener Kellogschalter benützt, während als Halter für das Meßobjekt ein steckbarer Transistorsockel eingesetzt wurde. Die am Collector entstehende Wechselspannung wird über $C_2$ an einen Nf-Verstärker (Rundfunkgeräte o. ä.) angekoppelt, über den abgehört wird, in welcher Schalterstellung der Transistor schwingt. Mit $R_2$ kann die Frequenz passend eingestellt werden, jedoch sollte das Trimmpotentiometer im Interesse des $I_D$ nicht zu klein gestellt werden.

Auf diese Weise wurden an einem Nachmittag die Schaltung aufgebaut und alle 80 Transistoren geprüft, wobei auch Leistungstransistoren in TO-3-Gehäuse erfolgreich getestet werden konnten.

# Vom Elektron zum Schwingkreis (20)

Von Karl H. Hille, DL 1 VU, 9 A 1 VU

**Lösungen der Übungsfragen**

1. 2,25 µH; 2. Q liegt zwischen 3,36 und 4,04

Genauigkeitsfanatiker können durch Interpolation Q mit 3,77 ermitteln, was aber das praktische Ergebnis gar nicht beeinflußt. Es genügt, Q mit 4,0 einzusetzen. n = 20,5 Wdg.; maximale Drahtstärke 6,5 mm. Praktische Werte: 21 Wdg.; 6-mm-Kupferrohr, oder dünnerer Draht mit so viel Windungsabstand, daß die Wickelbreite 13 cm beträgt. 3. Das Ratespiel hat sicherlich Spaß gemacht. Es ist herrlich, wie sich sogar alte OMs „aufs Kreuz legen" lassen.

Liebe OMs!

Eisenkerne in Spulen bereiten den Funktechnikern manches Kopfzerbrechen. So angenehm die Vervielfachung der Induktivität durch die Permeabilität des Kernes sein mag, so unangenehm sind die dabei auftretenden Begleiterscheinungen.

**Sättigung**

Wie bekannt, besteht der Eisenkern aus zahlreichen winzigen Molekülen und Atomen des Eisens. Wird der Kern durch den Spulenstrom magnetisiert, so klappen die Molekularmagnete und damit die sie hervorrufenden Elektronenbahnen nach und nach in die Richtung des Magnetfeldes (Abb. 1).

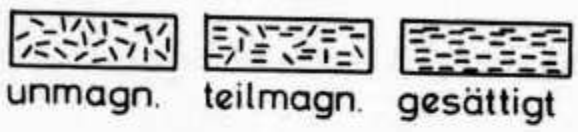



Abb. 1

Schließlich sind sämtliche Molekularmagnete in die Richtung des Magnetfeldes gedreht worden und auch die größte Steigerung des Spulenstromes kann diesen Zustand nicht mehr ändern. Der Eisenkern ist jetzt magnetisch gesättigt. Die Sättigung ist auch die Ursache dafür, daß die Permeabilität keinen konstanten Wert annimmt, sondern je nach der Magnetisierung des Eisens in weiten Grenzen schwankt. Nur selten kann man deshalb in der Funktechnik die maximale Permeabilität ausnützen.

**Hysterese**

Bei der Magnetisierung eines Eisenkernes in die Richtung des Spulenfeldes klappen die kleinen Molekularmagnete durchaus nicht freiwillig um; innere Kräfte halten sie in ihrer Lage fest. Erst wenn das Spulenfeld stark genug ist, ordnen sich die Molekularmagnete in Feldrichtung. Sie bleiben also hinter dem Magnetfeld zurück, und nur zusätzliche Energie bringt sie in ihre neue Lage. Das energieverzehrende Nachhinken der Molekularmagnete nennt man magnetische Hysterese (griech.: Hysteresis = das Zurückbleiben).

Die Energie für die Überwindung der Hysterese wird dem Spulenfeld entzogen und schließlich in nutzlose Wärme umgewandelt. Der Eisenkern erwärmt sich.

**Wirbelströme**

Die Feldlinien einer Spulenwindung schneiden bei ihrer Ausbreitung oder Zusammenziehung nicht nur die benachbarten Leiter der anderen Windungen und induzieren sie, sondern sie schneiden auch den leitenden Eisenkern und induzieren in ihm einen Strom (Abb. 2).

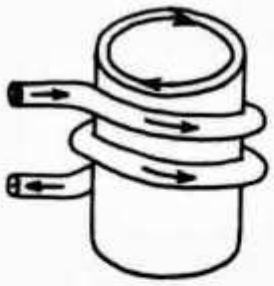


Abb. 2

Dieser Stromkreis ist stets geschlossen und hat deshalb die Form eines Wirbels. Die im Kern induzierten, unerwünschten Ströme heißen Wirbelströme.

**Streuung**

Eisenkerne gibt es in zahlreichen Größen und Formen. Es gelingt aber kaum, alle magnetischen Feldlinien im Eisenkern verlaufen zu lassen. Ein Teil des Magnetfeldes wird immer nach außen streuen und für die beabsichtigten Zwecke verloren gehen. Das Feld außerhalb des Kernes heißt Streufeld.

**Spulenverluste**

Die soeben aufgezeigten Mängel einer Spule mit Kern machen die Induktivitäten zu Sorgenkindern der Funktechnik. Die Verluste durch Hysterese, Wirbelströme und Streufelder sowie durch den ohmschen Widerstand des Spulendrahtes fassen wir unter dem Ausdruck: Spulenverluste zusammen. Für viele Mängel fand man Gegenmaßnahmen, so daß man im Laufe der Zeit zu recht brauchbaren Induktivitäten gelangte. Die Hystereseverluste kann man durch geeignete Eisenlegierungen vermindern; in ihnen klappen die Molekularmagnete rasch und verlustarm um. Die Wirbelstromverluste kann man durch Zerteilen des Eisenkernes in isolierte Drähte, Bleche oder Pulverkörner herabsetzen. Als Isolierung genügt bei den niedrigen Spannungen ein dünner Lacküberzug. Das Eisenpulver wird mit isolierenden Kunstharzen gemischt und in Kernform gepreßt. Von großer Güte sind die Ferrite, chemische Eisenverbindungen, die trotz ihres hohen Eisengehaltes Isolatoren sind und scherzhaft als „schwarze Keramik" bezeichnet werden. Die Streuverluste kann man durch geeignete Kernformen herabsetzen (Abb. 3).

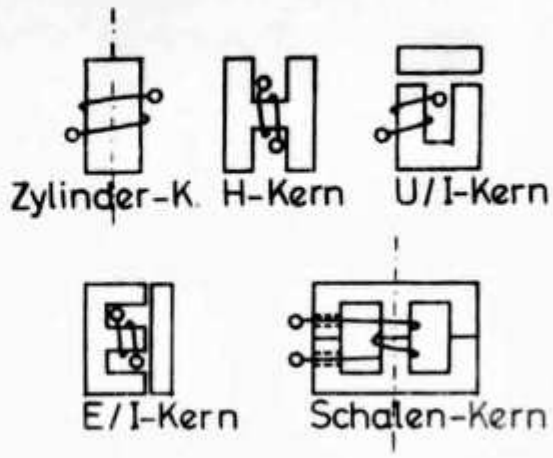



Abb. 3

Am besten schneidet dabei der Schalenkern ab, der fast kein Streufeld mehr aufweist.

**Die Windungszahlen für Spulen mit Eisenkern**

Wir beschränken uns hier auf die Spulen mit Hochfrequenzeisenkern. Ihre Windungszahl läßt sich sehr einfach berechnen. Die Berechnung entspricht der Formel 66, nur ist sie auf praktische Zwecke zugeschnitten.

**Wir merken (71):**

*Windungszahlen von HF-Eisenkernspulen*

$$n = K_1 \cdot \sqrt{L_{[mH]}}$$

$$n = K_2 \cdot \sqrt{L_{[\mu H]}}$$

$$K = K_2 \cdot 31{,}62$$

Die Werte von $K_1$ und $K_2$ werden von den Herstellern veröffentlicht:

AEG Topfkern 18 mm/HF/D3
$K_1 = 205$ $K_2 = 6{,}5$

Siemens H-Kern
$K_1 = 133$ $K_2 = 4{,}2$

Vogt T 21/18 HF
$K_1 = 170$ $K_2 = 5{,}4$

Ist die Induktivität in mH angegeben, so verwendet man $K_1$, bei Angabe in $\mu$H verwendet man $K_2$. Da 1 mH = 1000 $\mu$H ist, und in der Formel das Quadrat steht, ist $K_1 = K_2 \cdot \sqrt{1000} = K_2 \cdot 31{,}62$.

Für Spulen mit Ferritkern geben die Hersteller einen sogenannten $A_L$-Wert an, aus dem sich die Windungszahl berechnen läßt.

**Wir merken (72):**

*Windungszahlen von Ferritkernspulen*

$$n = \sqrt{\frac{L_{[nH]}}{A_L}}$$

$$1\ \mu H = 1000\ nH \qquad 1\ nH = 1\ cm$$

In dieser Formel wird die Induktivität in nH = Nanohenry angegeben, was dem alten Induktivitätsmaß cm entspricht. (Merksatz 64.) Die $A_L$-Werte schwanken je nach Größe und Art des Ferritkernes zwischen 100 und 10 000 und sind meistens aufgedruckt.

**Übungsfragen und Aufgaben:**

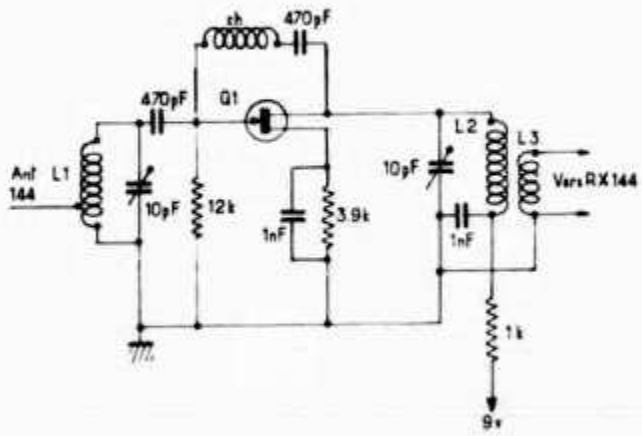
**1. Wodurch lassen sich die Hystereseverluste niedrighalten? 2. Und die Wirbelstromverluste? 3. Welcher Kern in Abb. 3 hat die größte Streuung? 4. Welche Spulenverluste zählen zu den Eisenverlusten? 5. Was bewirkt den Kupferverlust? 6. Ein Siemens-H-Kern soll mit einer Wicklung von 4 mH versehen werden. n =? 7. Ein AEG-Topfkern soll bewickelt 237 µH haben. Windungszahl? 8. OM Waldheini will sich aus einem Vogt T 21/18 HF-Kern ein Induktivitätsnormal von 100 µH bauen. Windungszahl? 9. Ein zweites Normal von OM Waldheini soll auf dem gleichen Kern 0,1 mH haben. Wie groß ist jetzt die Windungszahl? 10. Eine Ferritspule hat einen $A_L$-Wert von 350. Sie soll 35 000 nH bekommen. n = ? 11. Ein Ferrit-Schalenkern von 36 mm Durchmesser hat $A_L$ = 7600. Wie groß ist die Windungszahl für 6,84 mH?**

**„Das DL-QTC"**

# PRÉAMPLIFICATEUR 144 MHz à FET

**J.-P. LELUC - F1ADW**

Ce préamplificateur, de mise au point facile et de prix de revient réduit, a été monté en plusieurs exemplaires pour nos camarades du Radio-Club d'Orléans.




Le montage a été réalisé sur une plaquette de bakélite HF avec un côté cuivré (copper-clad pour circuits imprimés). Dimensions 7,5 cm x 4,5 cm.

Le schéma très simple se passe de commentaires :

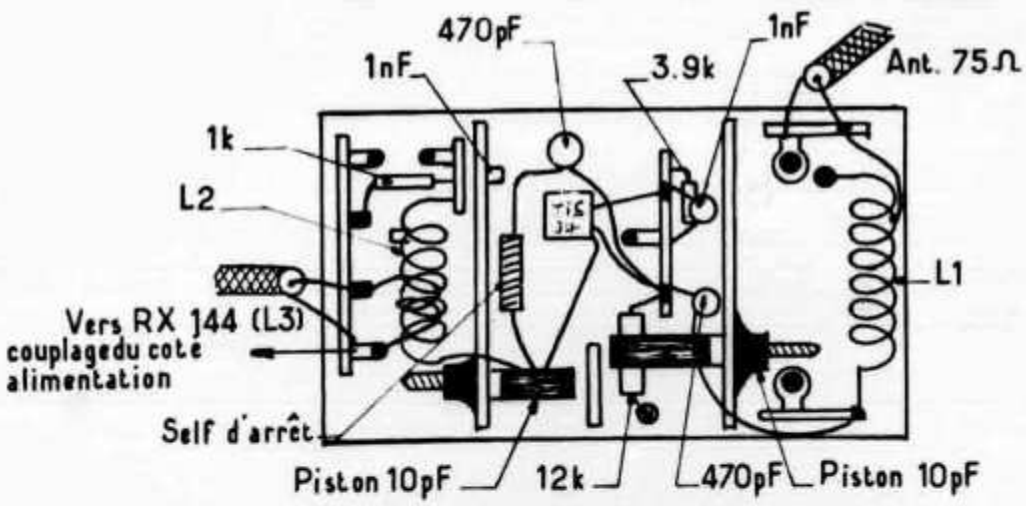
Q1 : transistor FET TIS34 ou 2N3819.

L1 : 5 spires 1/2 de fil 10/10 argenté - prise antenne à 1 sp. 1/2 côté masse - longueur de la self 30 mm. Ø 5 mm.

L2 : comme L1 sans prise.

L3 : 2 spires, fil 8/10 isolé plastique, couplage à la base de L2.

CH : Fil de 25/100 émaillé bobiné sur toute la longueur d'une résistance de 1 MΩ 1/4 W. Les condensateurs ajustables sont du type piston.




Placé devant différents récepteurs ou convertisseurs (à tubes ou à transistors) et, en particulier, incorporé dans un transceiver Trio TR2, ce petit appareil a permis d'obtenir d'excellents résultats en améliorant, sans souffle, la sensibilité.

Ce préampli, monté dans un transceiver Trio TR2, pourra être alimenté à travers une résistance de 7 kΩ sur la cathode d'une 6AQ5 (ampli BF).

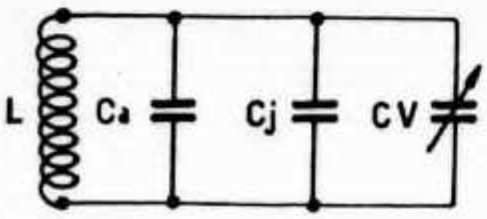
# ÉTALEMENT DES BANDES
# pour VFO et autres oscillateurs

J.-M. CIBOT F5XA

Les Radioamateurs rencontrent la plupart du temps quelques difficultés lorsqu'il s'agit d'étaler la bande couverte par un oscillateur. En effet, le matériel disponible dans les tiroirs est rarement compatible avec les caractéristiques dont on a besoin ; par exemple, la valeur de la capacité d'un CV pour accorder un circuit oscillant. A cette difficulté, une solution courante consiste à mettre en série un condensateur fixe en série avec le CV mais les graduations du cadran ne sont pas linéaires, et la qualité mécanique du CV doit être parfaite pour la stabilité. La solution proposée permet d'utiliser pratiquement n'importe quelle valeur de CV.

**Rappel de la théorie**

Soit un circuit LC accordé sur une fréquence $F_0$. La bobine L est à air ou à noyau magnétique. La capacité Ca est la capacité d'Accord associé à Cj pour l'accord exact (Cj peut être supprimé si L est variable par noyau).




1

La variation de capacité du CV appelé $\Delta C$ permet un accord de $F_0$ (CV fermé) à $F_0 + \Delta F$ (CV ouvert) ; $\Delta F$ est la variation de fréquence entre les deux positions du CV.

Supposons que le circuit LC soit accordé sur 8 MHz, la variation de fréquence ($\Delta F$) pour un VFO (144) est de 111 kHz, la variation de capacité ($\Delta C$) est de l'ordre de quelques picofarads.

Exemple :

Si L = 5 µH

C acc = 79,2 pF pour $F_0$ = 8 MHz

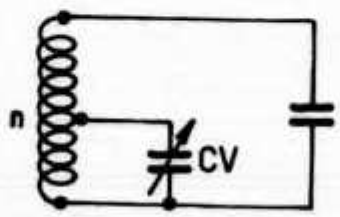
C acc = 77,08 pF pour $F_1$ = 8,111 MHz

Le $\Delta C$ est de 2,2 pF pour obtenir un $\Delta F$ de 111 kHz ; on peut par contre utiliser un condensateur de valeur nettement supérieure, si celui-ci est placé non plus aux bornes de L mais sur une partie seulement de L, à une prise judicieusement placée. Fig. 2.

**Détermination de la prise**

On sait d'après la formule $n = \sqrt{\frac{\Delta C}{C}}$

que l'on peut calculer la hauteur de n sur le bobinage en fonction d'une part de la valeur de CV capacité et d'autre part de la valeur de $\Delta C$.




2

Exemple :

Si n = 50 % n sera situé au milieu de la bobine. Si n = 25 % n sera situé à un nombre de spires égal à 25 % du nombre de spires totales (à partir du point froid). Plus la capacité variable est forte plus la prise n est située près du point froid et inversement si le CV est faible, sa valeur tend vers $\Delta C$, donc se rapproche du sommet de la bobine.

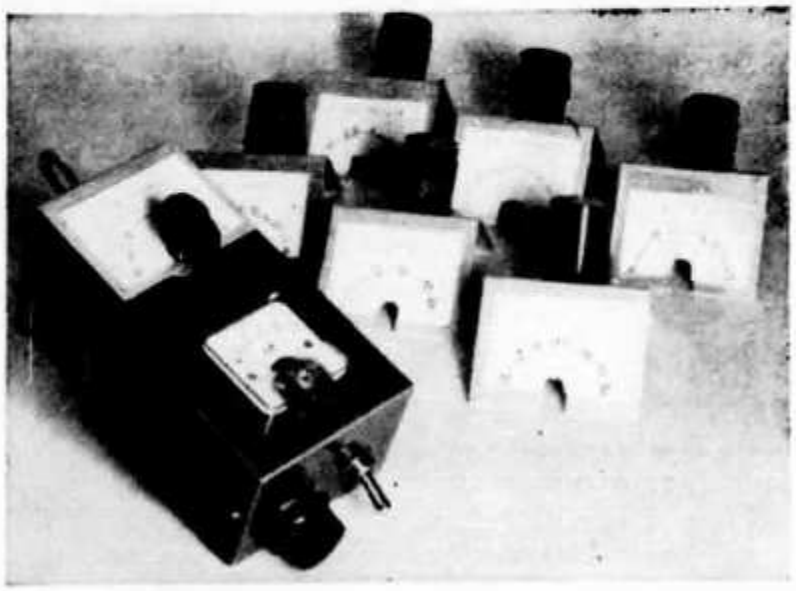
Exemple pratique : on a un CV de 30 pF (utile) le $\Delta C$ = 3 pF on a $n = \sqrt{\frac{3}{30}} = 0{,}316$

soit environ 0,3 = 30 %. Si L a 18 tours, la prise sera à 18 × 0,3 = 5,4 tours, soit 5 t 1/2 à partir du point froid.

---

F5XA, B.P. 50 - 78-Rambouillet.

• *Beginner and Novice*



Here is the completed FET Dipper. Clear plastic lamination sheet, available at any stationery store, is used to protect the calibration charts.

# A Field-Effect Transistor Dipper

BY LEWIS G. McCOY,* W1ICP

If you like to experiment, to build your own gear, or to do your own trouble-shooting, one test instrument that is very handy is a grid-dip meter. A grid-dip meter is basically an oscillator capable of being tuned continuously over a wide range of frequencies, usually from about 2 Mc. up through the v.h.f. region. Plug-in inductors are generally used for covering this wide tuning range. To check the frequency of an "unknown" tuned circuit, the plug-in coil is coupled to the coil in the unknown, and the variable capacitor in the grid-dip meter is tuned through its range. At some point in the range the meter in the grid-dip unit will show a "dip." The reason for this is that some r.f. power from the grid-dip oscillator is absorbed by the tuned circuit being checked when the two circuits are in resonance. There is therefore less r.f. power in the grid-dip circuit, and the indicating meter shows a corresponding dip or drop in reading.

The unit described in this article cannot truly be called a "grid-dip" meter because a field-effect transistor is used in the oscillator, and a transistor doesn't have a grid. Using a transistor for the oscillator makes it possible for the dipper to be completely contained with power supply (a 9-volt battery) in an easily-held unit.

* Novice Editor

**One of the handiest gadgets around a station is the grid-dip meter. This solid-state version, using a field-effect transistor, is easy to build and get working.**

### *Circuit Details*

The circuit diagram of the FET dipper is given in Fig. 1. The tuned circuit consists of $L_1$ and $C_1$. $L_1$ is plug-in, and eight coils are required for covering 1.8 to approximately 150 Mc. Power from the oscillator is coupled to the metering circuit via $C_4$, then rectified to d.c. by $CR_1$. The rectified d.c. current is read on $M_1$, a 0-50 microammeter. The current level can be set by the sensitivity control, $R_3$.

### *Construction*

An etched board is used for most of the circuit. The circuit board and all other components are mounted in a $2\frac{1}{8} \times 3 \times 5\frac{1}{2}$-inch aluminum Minibox. The only critical point in construction is the mounting of $C_1$. In the bottom-view photograph you'll see that $C_1$ is mounted so that the leads from the rotor and stator to the etched circuit board are as short as possible. The shaft hole for the rotor of $C_1$ is exactly $1\frac{1}{2}$ inches from the $L_1$ end of the box and is centered between the two edges. The arrangement of $S_1$, $R_3$, $B_1$, and $M_1$ is not critical. Just be sure to leave enough room around the edges of these components so that the bottom of the box will clear them when it is installed.

### *The Etched Circuit Board*

By using an etched circuit board lead lengths and stray inductances can be held to a minimum, permitting the oscillator to work in the v.h.f. region, up to 150 Mc. The etched circuit board measures $2\frac{3}{4}$ by $1\frac{5}{16}$ inches. Fig. 2 is a full-size template. In the photograph you'll see that there is a 1-inch diameter hole in the center of the

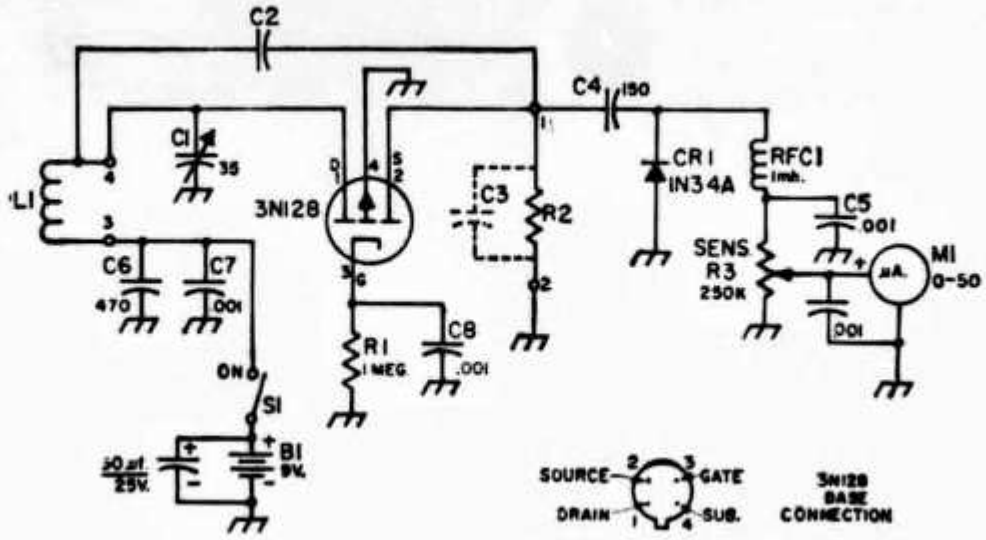



**Fig. 1—Circuit diagram of the FET dipper. Resistances are in ohms; all resistors are ½-watt. Decimal-value fixed capacitances are in µf. (these capacitors are disk ceramic), all others (mica) are in pf. Circuit designations are for text and etched circuit-board reference.**

**$B_1$—9-volt battery.**
**$C_1$—35-pf. variable (Millen 20035, or similar).**
**$M_1$—0-50 or 0-100 microammeter (Lafayette 99H5049, or similar).**
**$R_3$—250,000-ohm control.**
**$S_1$—Single-pole, single-throw toggle.**

board; this hole is just large enough to clear the base of the coil socket. When the circuit board is mounted in place it is held by the same screws that hold the coil socket. It is mounted ⅜ inch from the edge of the Minibox.

There are several etching kits on the market. These contain all the material you need for making several etched circuit boards, plus detailed instructions. Well-suited for ham use are the Amitron P.C. kit, the P/M Electronics kit No. EP2K, Veroboard BK-6, and the Vector kit No. 27XA.[1]

[1] These kits are available from the following dealers: Arrow Electronics Inc., 900 Route 110, Farmingdale, N.Y. 11735; Harrison Radio, 20 Smith St., E. Farmingdale, N. Y. 11735; Hatry of Hartford, 100 High St., Hartford, Conn. 06103; World Radio Labs, 3415 West Broadway, Council Bluffs, Iowa 51501.

The method used in making the circuit board described in this article was quite simple. Common masking tape was used to cover the part of the board that was *not* to be etched away. To make cutting easy, the masking tape was first applied to ordinary waxed paper; the pattern was then cut out and the waxed paper removed just before applying the tape to the circuit board. Clean the copper first with fine steel wool, and press the tape firmly in place to insure good contact. Once the board is etched, holes for the component leads can be drilled in the board as shown in Fig. 2.

### *Wiring the Etched Board*

Some precautions should be observed in wiring the components on the circuit board. The 3N128 transistor is packed with its four leads inserted in a small metal ferrule. *Don't* remove this collar while handling the transistor! There is a micro-thin insulating film between the gate and the rest of the transistor, and it can easily be punctured by static voltage. The collar is used to keep all the transistor elements at the same potential. However, before soldering the unit into the circuit the collar must be removed. The simplest way to protect the transistor while soldering it is to wrap three or four turns of fine wire around the four leads right at the base of the transistor, before remov-

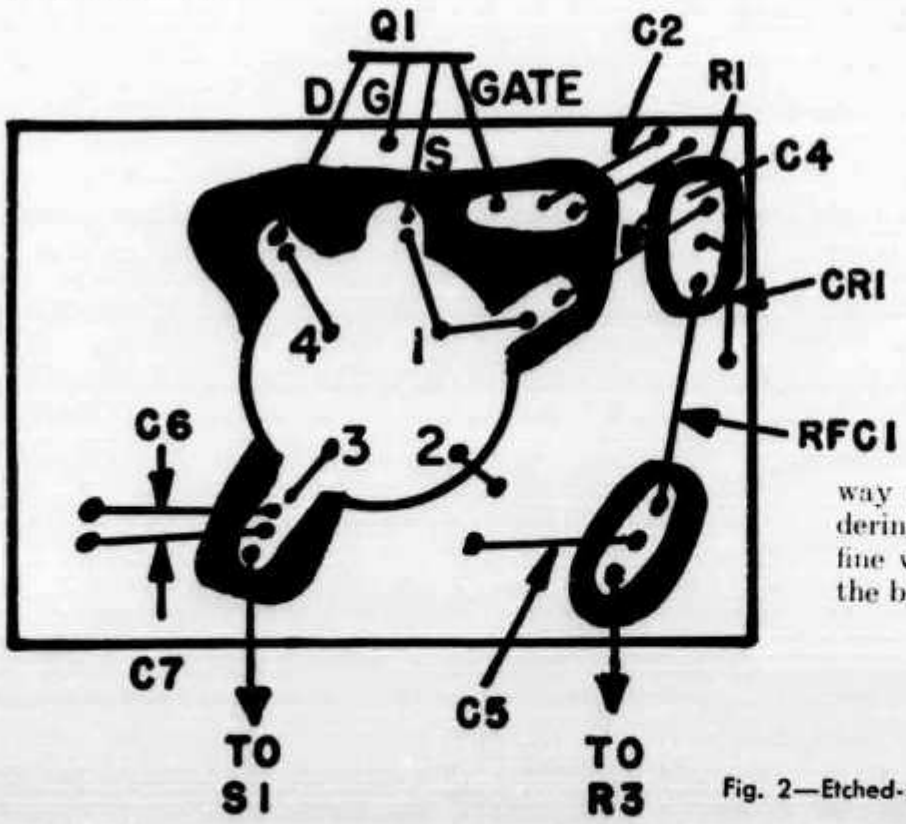
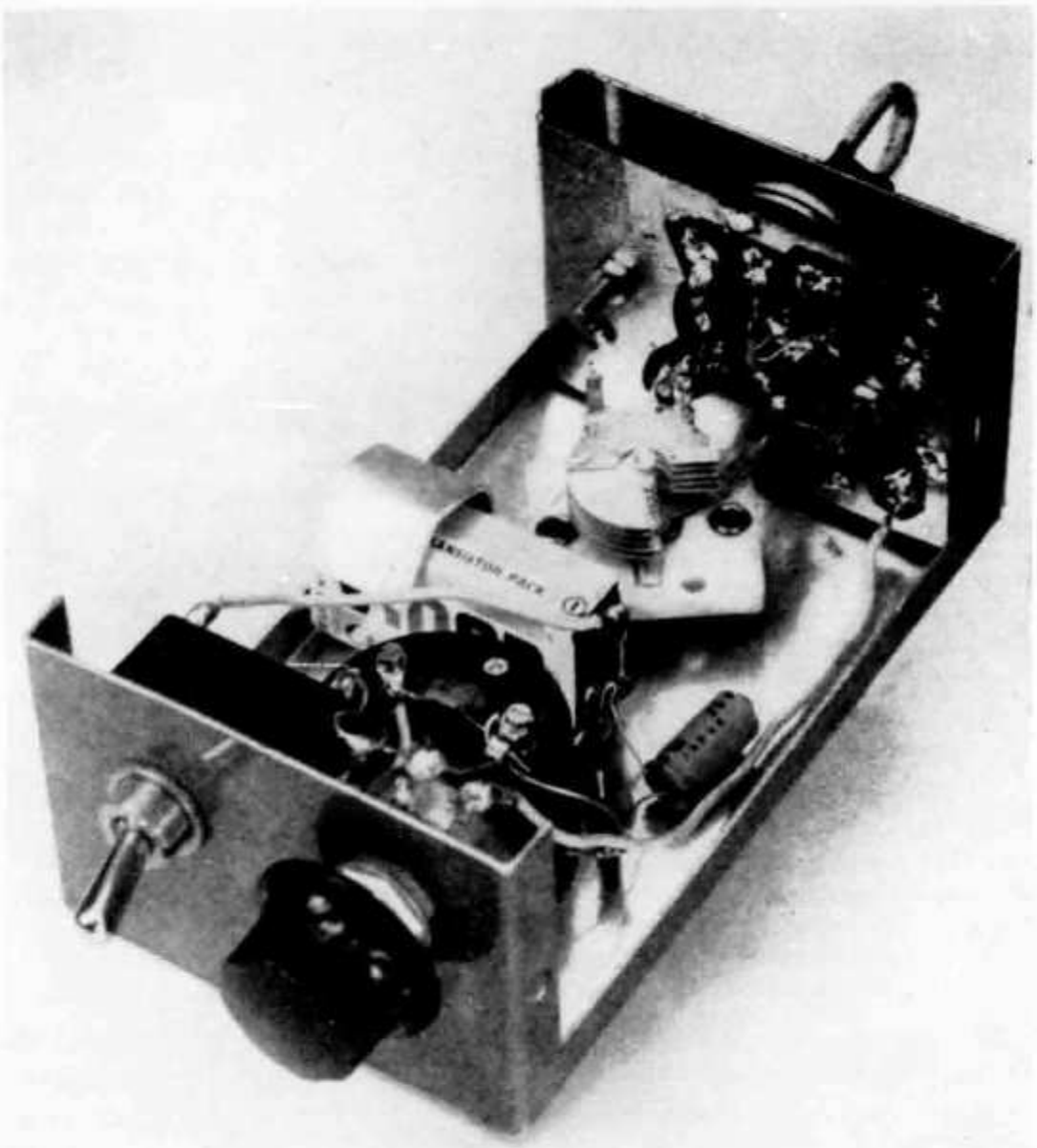



**Fig. 2—Etched-circuit template. The dark lines show the component connections.**



This bottom view shows the mounting of the circuit board. Note the mounting arrangement of $C_1$.

ing the collar. A short length of any bare, fine wire can be used — for example, a single strand from stranded hook-up wire. After the leads are wrapped and the collar removed, the leads can be spread out to fit the holes in the circuit board. The wire wrap will also serve as a heat sink when making the soldered connections. Once the connections are made the wire can be unwrapped.

When soldering $CR_1$ to the board, use a heat sink between the body of the component and the point being soldered. Too much heat can ruin the diode.

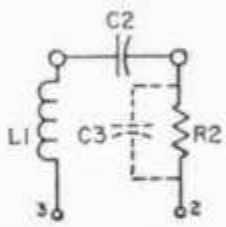



Fig. 3—This shows the coil and component connections for the plug-in coils as viewed from the bottom. $C_2$ connects to pin 4 (left) and and pin 1 (right).

### *Making The Coils*

The coil information is given in the coil table. Additionally, Fig. 3 shows the connections for the components that are mounted inside the coil forms. The numbers inside the 1-inch diameter cutout of the circuit board show the connections to the coil socket. The four-pin coil forms have two large-diameter pins and two small ones. The coil socket should be mounted so that Pins 1 and 4 (the large ones) are adjacent to the corresponding circuit-board connections shown in Fig. 2.

Before attempting to solder the coil, capacitor, and resistor leads to the coil-form pins, the ends of the pins should be filed slightly to remove the nickel coating, as it is very difficult to solder the nickel. When installing $C_2$ and $R_2$ in the coil forms, push the component leads all the way through the pins so that the components rest on the inside bottom of the form. After the coils are wound, it is a good idea to spray the windings with clear acrylic spray to hold the wires firmly in place.

Fig. 4 is a drawing of the metal calibration plates that are attached to the bases of the coils. It would be possible to eliminate these and put eight bands of calibration markings above the $C_1$ tuning knob, but the printing would have to be very small and it would be difficult to read. By using the plates with each coil there is plenty of space for the calibration.

| *Freq. Range* | *Turns* | *Wire Size* | *Turns Per Inch* | $C_2$ | $R_2$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 1.7– 3.0 Mc. | 115 | 30 enam. | Close-wound | 22 pf. | 3300 ohms* |
| 3.0– 5.0 Mc. | 60 | 26 " | " " | 22 pf. | 3300 ohms |
| 4.5– 7.4 Mc. | 40 | 26 " | " " | 18 pf. | 2700 ohms |
| 6.3–11.0 Mc. | 28 | 20 " | " " | 10 pf. | 1500 ohms |
| 11.0–25.0 Mc. | 10 | 20 " | " " | 10 pf. | 1500 ohms |
| 19.0–32.0 Mc. | 6 | 20 " | " " | 10 pf. | 1000 ohms |
| 32.0–62.0 Mc. | 4 | 20 " | Spaced over 1 inch | 5 pf. | 1000 ohms |
| 50.0–150 Mc. | See below. | | | | |

All coils are wound on or mounted in Millen type 45004 coil forms, 1-inch diameter. Coil socket is Millen 4-pin ceramic, type 33004.

$L_1$ for the highest range is a 4⅝-inch long piece of No. 12 solid wire bent to form a "hairpin" ½ inch wide. The ends of the hairpin are pushed into the coil pins until they are flush with the ends and then soldered. The loop should be insulated with a piece of spaghetti. $C_2$ is 5 pf., $R_2$ is 470 ohms.

* 50-pf. mica ($C_3$) connected in parallel with $R_2$ on 1.7–3.0-Mc. coil only.

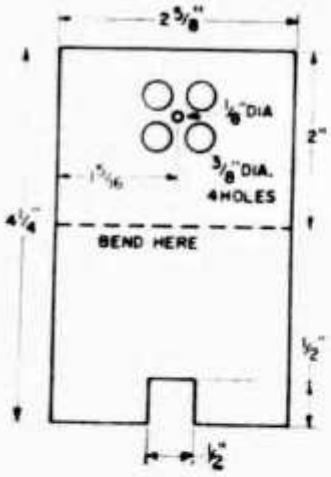



**Fig. 4—The metal calibrating brackets can be made from any thin aluminum or other metal stock. The bottom center of each coil form should be drilled to take a No. 4 screw, ½ inch long. The screw is used to hold the bracket to the coil form. Be sure that the ⅜-inch diameter holes completely clear the coil-form pins before tightening the screw and nut.**

### *Calibration*

The simplest method of calibrating makes use of your receiver. A general-coverage receiver is best because it will provide a large number of calibration points. If you don't have one, you may know another ham who does. In any case, you can calibrate for the ham bands quite easily. For example, plug the 80-meter coil in the dipper, turn the unit on, and tune your receiver to 3500 kc., with the b.f.o. on. Then tune the dipper capacitor, $C_1$, to the point where you hear a signal from the dipper and make the calibration mark for this frequency. Next, tune the receiver to, say, 3600 kc., find the dipper signal by tuning $C_1$, and repeat. Go through each of the coils in this manner until the unit is calibrated throughout its range. Of course, if you can borrow another grid-dip meter you can get your calibration points by coupling the two together (with one turned off) and getting a dip.

Which leads us up to how to use the dipper in some of its applications.

### *Using the Dipper*

As we said earlier, when the $L_1C_1$ circuit is coupled to another circuit tuned to the same frequency, power is absorbed by that circuit, reducing the r.f. voltage in the dipper itself and thereby reducing the current reading. The "dipping" effect can easily be observed by turning on $S_1$, setting $R_3$ so that $M_1$ reads about half scale, and then touching $L_1$ with your finger. This stops the oscillator, and the reading should drop to zero.

One thing to keep in mind is that the tighter the coupling to the circuit being checked, the less accurate the reading. Once you find the dip, gradually move $L_1$ away from the circuit being checked until the dip is just perceptible, as this will improve the accuracy of the reading. However, the dipper at best is not a highly accurate frequency meter; it will tell you what band a circuit is tuned to and, in some cases, what portion of the band. One way to increase the accuracy is to get a dip using the loosest possible coupling and then, without touching the tuning of the dipper, tune in the dipper signal on your receiver. The receiver dial reading will provide a fairly accurate reading if the receiver calibration is good.

Probably the most popular use of the instrument will be in checking tuned circuits when building a receiver or transmitter. You can quickly check the range of a tuned circuit to see if it covers the desired frequency band.

The dipper can also be used as a simple signal generator. Many times in your ham work you'll need a signal of known frequency, possibly to tune up a receiver, or even to check if a receiver is working. The dipper will serve the purpose quite adequately in many cases.

Still another use is in checking the resonant frequency of an antenna. If the dipper is coupled to a low-impedance point in the antenna it will show a dip at resonance. By the same token, the dipper can be used to check resonance in guy lines or, for that matter, any lines or wiring around a station.

As you use the instrument, you'll quickly come to the conclusion that it is indispensable. QST

| | |
|---|---|
| HE9HIA | Lucien Monnet, 33 Chem. des Crosets, 1800 **Vevey** |
| HE9HKC | Dionis Schorro, Waldmannstrasse 10, 3027 **Bethlehem** |
| HE9HGB | Jürg Kohler, Dorfstrasse 34, 3123 **Belp** |
| HE9HKW | Werner Koch, Obertor 7, 9220 **Bischofszell** |
| HE9HGX | Joachim Jentsch, Badenerstrasse 572, 8048 **Zürich** |
| HE9HHS | Maximin Morel, 22 Av. Besson, 1217 **Meyrin** |
| HE9HJW | J. P. Sandoz, Chapelle 20, 2034 **Peseux** |
| HE9HLK | Kurt Kobel, 8586 **Heimenhofen** |
| | Christian Gurtner, Kräyingenweg 41, 3074 **Muri** |
| | Walter Huster, Kantonsspital, 4600 **Olten** |
| | Chr. Lindenmaier, Kusenstrasse 6, 8700 **Küsnacht** |
| | Robert Rohrer, Kirchgasse 9a, 9470 **Buchs SG** |
| | René Roth, Erlenweg 11, 4500 **Solothurn** |
| | Henri Russenberger, Böndlerstrasse 14, 8802 **Kilchberg** |
| | Hans Schläppi, im langen Loh 118, 4000 **Basel** |
| | Stefan Zigerli, Eigerweg 15, 3073 **Gümligen** |

**Adressänderungen**

| | |
|---|---|
| HB9A | Heinrich Degler, Rotfluhstrasse 53, 8702 **Zollikon ZH** |
| HB9AW | Gerard de Buren, IDXO Box 543, 1211 **Genève** |
| HB9EM | Walter Haase, Schützenweg 14, 7000 **Chur GR** |
| HB9IC | Willi Walter, Schönburgstrasse 58, 3013 **Bern** |
| HB9LE | Ruedi Furrer Breitestrasse 133, 8400 **Winterthur ZH** |
| HB9OH | Hans Streit, Haldenstrasse, 8500 **Frauenfeld TG** |
| HB9PL | Peter Langenegger, Bergstrasse 79, 8706 **Meilen ZH** |
| ex HB9YG | Willy Buff, Talbodenstrasse 55, 3098 **Köniz BE** |
| HB9YQ | Eduard Willi, Pfadhagstrasse 11, 8304 **Wallisellen ZH** |
| HB9ZB | L. Amez-Droz, Grundstrasse 7, 8134 **Adliswil ZH** |
| HB9AAN | Karl Hermann, Kirchbergstrasse 194, 3400 **Burgdorf BE** |
| HB9ABH | Aegidius Plüss, Hochfeldstrasse 55, 3012 **Bern** |
| HB9ABM | Hans Scherrer, Neugasse 44, 9000 **St. Gallen** |
| HB9ADJ | Charles Girardet, Rte. Principale 56, 2533 **Evilard BE** |
| HB9AHB | Beat Müller, Rütschelengasse 5, 3400 **Burgdorf BE** |
| HB9AHH | Bernard Chobaz, Rue du Chateu 125, 1680 **Romont FR** |
| HB9AID | Jean P. Jousson, La Colette 7b, 1217 **Meyrin GE** |
| HB9AIJ | Peter Schild, K. Mathysstrasse 6, 2540 **Grenchen SO** |
| ex HB9AJB | R. Stettler, Schulstrasse 8, 8302 **Kloten ZH** |
| HB9AJJ | Hanny Girardet, Rte. Principale 56, 2533 **Evilard BE** |
| HB9AOE | Susi Christen, En Bochat, 1093 **La Conversion VD** |
| HB9AOV | Karl Göhring, Altmannsteinstrasse 560, 8181 **Höri ZH** |
| HB9AOW | Hanspeter Buholzer, Via Stabio, 6853 **Ligornetto TI** |
| HB9APJ | Heinrich Strickler, Freiestrasse 6, 8805 **Richterswil ZH** |
| HB9MAJ | Georg Arnig, Zypressenstrasse 120, 8004 **Zürich** |
| HB9MCN | Robert P. Fontanet, 12 Av. Suisse, 1225 **Chêne-Bourg GE** |
| CE3ACL | Armin Loosli, Box 175, 1211 **Genève 3** |
| LU2AHI | Fritz Ledermann, Swissair-VZ, Box, 8058 **Zürich** |

**Streichungen**

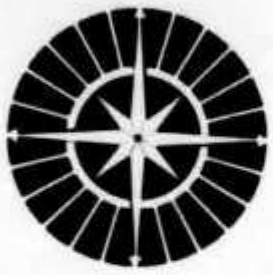
R. Meier, HB9AJN, Pfeffikon
K. Mettler, Oberengstringen
Henri Rosser, Delémont
Bernhard Frei, Zürich
Paul Kurrus, Basel
Eric Marcot, Aire
Hans Oesch, Langenthal

## Ausbildungskurs für Kurzwellenamateure

Die Sektion Zürichsee der USKA führt auch im kommenden Wintersemester 1970/71 wieder einen Ausbildungskurs als Vorbereitung zur Prüfung bei der PTT zur Erlangung der Konzession für Sendeamateure durch.

Der Kurs beginnt Mitte Oktober 1970 und dauert 25 Abende (ca. ein halbes Jahr). Kurstage: Montag = Morsekurs, Donnerstag = Technik. Kursort: Zürich. Das Kursgeld beträgt für Morsekurs und Technik je Fr. 100.— (Unterlagen im Technikkurs inbegriffen).

Interessenten bitten wir die Anmeldeformulare beim Kassier der Sektion zu verlangen:
USKA, Sektion Zürichsee, René Domig, HB9VD, Ob. Heslibachstrasse 82, 8700 Küsnacht.



*Haben Sie die Lizenzprüfung noch vor sich?*

Und suchen Sie nach einem guten, sicheren Weg, die geforderten Kenntnisse zu erwerben? Dann möchten wir Ihnen den seit 10 Jahren bewährten, von massgeblichen Fachleuten anerkannten Fernlehrgang «Amateurfunk» empfehlen. Sie lernen rasch und sicher unter Anleitung versierter OMs, die schon einige tausend Absolventen zur Lizenz geführt haben. Die Ausbildung ist gründlich. Sie umfasst Theorie und Praxis mit allem, was dazugehört: Grundlagen, SSB-Technik, Messtechnik, Transistortechnik, Selbstbau von Geräten, Gesetzeskunde, Antennenfragen, Morsen und vieles andere. Natürlich wird auch den besonderen Anforderungen der Schweizer Lizenzprüfung Rechnung getragen. Bitte fordern Sie unsere ausführliche Informationsbroschüre N 19 an.

**Institut für Fernunterricht**
**D 28 Bremen 33, Postfach 7026**

Vertreter für HB: C. E. Kremer, HB 9 ACF, 3052 Zollikofen/Bern, Aarestr. 6a, Telefon 031 / 57 11 41

Ausser «Amateurfunk» können Sie folgende Fächer bei uns «studieren»:

- **Transistortechnik/Elektronik**
- **Fernsehtechnik/Farbfernsehen**
- **Bastel- und Hobbykurs Radio/Elektronik**

Auch über diese Kurse gibt es kostenlos Prospektmaterial. Bitte anfordern!


**RTTY-CONVERTER-BAUSATZ RT70:** (komplett mit Autoprint, KO, KOX, AFSK etc.) Referenzen: 9A KA, 9AIM, 9PY, 9GC, HE9FKB, HE9RNV. Preis: Fr. 985.—. Keel, 30 Freudenbergstrasse, 8044 Zürich.

**Verkaufe:** RX Geloso G 209 Fr. 200.—. Gittermast 3 Teile à 3 m Fr. 200.—. Telefon 071 51 38 75.

**Verkaufe:** Bausatz für 2 m TX, 300 mW Fr. 50.—. RX Star 550, ufb abgeglichen, Fr. 400.—. Antennenverstärker 40—800 Mhz Fr. 30.—.

**Suche:** Preisgünstiger Oszillograph, NF- und HF-Generator. Telefon 072 37 23 0.

**Kaufe:** Alte, möglichst grosse Senderöhre. Telefon 072 37 23 0.

Recherche beam tribande 2 éléments, à vendre TX HT46 Fr. 625.— et transceiver ARC-1. HB9 ANZ, Téléphone 022 46 70 33 le soir.

**Zu verkaufen:** 1 E-Z WAY TOWER Mod. RBS 40 3teiliger Gittermast, crank-up und umlegbar für Antennenabstimmung am Boden. Mit Groundpost, neuwertig Fr. 550.— in Betrieb auf HB9J.
SKYLANE 3 Element Quad, original, gebraucht, in Betrieb auf HB9J für 10—15 und 20 m. Fr. 200.- beide müssen im Shack HB9J auf dem Pfannenstiel abgeholt werden. Gute Zufahrt.
SOMMERKAMP Transceiver FT 500 neuwertig mit neuen Endröhren Fr. 1550.—.
HEATHKIT Transceiver HW 12, mit Mike, 220 und 12 N Speiseteile, Fabrikgerät in bestem Originalzustand Fr. 900.—. Jean Lips, HB9J, Dolderstr. 2, Zürich, Telefon 051 34 99 78.

**A vendre:** 1 alimentation batterie GP-11 Heath, 6/12 V-250 V 100 mA Fr. 60.—. 1 alimentation batterie BSV 6/18 Semco 6 V-18 V 500 mA Fr. 60.—. le tout en parfait état. HB9AGR, Téléphone 038 7 82 19.

**Verkaufe:** Komplette Station Allband-RX SX 100, TX ssb/cw/am, 180 W, G 8 KW — Multiband-Dipol, Mat. für Linear-PA, 1 Transdipper «OG Bern», 1 SWR-Meter. Sowie sehr viel Bastlermaterial und Literatur. Wird nur en bloc abgegeben! Preis Fr. 1200.— (Materialwert ca. Fr. 3000.—). HB9AAN, Kirchbergstrasse 194, 3400 Burgdorf.

**Verkaufe:** CW/AM Allband TX, MT 1, inkl. Netzteil und Mikrophon Fr. 350.—. Antennenkoppler, 2 KW-Leistung, Fr. 100.—. 70 cm Röhrenkonverter, Deziton B, neuwertig, Fr. 150.—. Storno 2-Mtr. FM-Geräte, ab Fr. 200.—. Subminiaturquarze 28, 045 MHZ, Stück Fr. 12.—. Telefon 051 56 88 66.


**ABENDSCHULE für AMATEURE und SCHIFFSFUNKER**

Kursort: Bern
Beginn: jährlich im September
Auskunft und Anmeldung:
Postfach 1308, 3001 Bern,
Telefon 031 62 32 46





**Liebe**

**CONRA**
te auch
das gle
**densee-**
stehen
Wir liefe

1. **Amat**
   **Liter**
2. **Surp**

**Heut**
**Abte**

**Telesk**
4 Sekti

**3. Au**

Es brin
sowie
(Vorka

## Liebe OMs in der Schweiz!

**CONRAD,** eines der führenden **Elektronik-Versandhäuser** in West-Deutschland stellt sich Ihnen heute auch durch die Ham-Börse im OLD MAN vor. Wir hoffen, dass Sie unserem Versand-Angebot das gleiche Interesse entgegenbringen, das schon viele **Schweizer OMs auf dem Internationalen Bodensee-Treffen in Konstanz bekundeten.** Mehrere lizenzierte OMs in unserem Stammhaus in Hirschau stehen zu Ihrer Beratung zur Verfügung.
Wir liefern aus getrennten Abteilungen:

1. **Amateurbedarf** wie: **Messgeräte, Sender, Empfänger, Antennen, sämtliches Zubehör, Kleinteile, Literatur,** kurz, alles was der Funkamateur und Bastler braucht.
2. **Surplus-Geräte** aus Nato-Beständen in grosser Auswahl, auch für den schwachen Geldbeutel.

## Heute beginnen wir mit 2 Schlager-Angeboten aus der Surplus-Abteilung

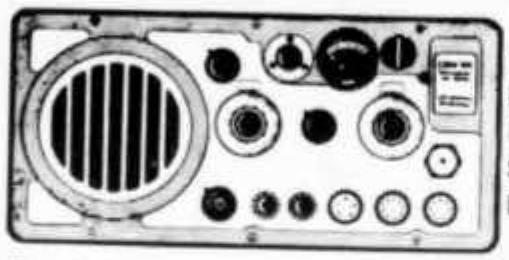
**UKW-Kleinfunksprechgerät WS 88**
Grösse einer Zigarrenschachtel, trotzdem hervorragende Leistung und Technik. 14 Röhren, 4 quarzgesteuerte Kanäle. Beste Verständigung durch Frequenzmodulation. **Empfänger:** Super mit HF-Vorstufe und 4stufigem ZF-Verstärker. **Sender:** ca. 350 mW HF m. eingebautem Mikrofon--Verstärker: 4 Kanäle zwischen 40 und 43 MHz schaltbar und bereits bestückt, kinderleicht auf das 10 m-Amateurband zu verändern, 4 Quarze für 10 m-Band sind bereits enthalten. **Reichweite** mit der mitgelieferten Stabantenne ca. 10 km, mit Stationsantenne erheblich mehr. Alles, was sie hier abgebildet sehen, ist in unserem Sensationspreis enthalten, nämlich: komplettes, original verplombtes Funksprechgerät WS 88, Original-Sprechgarnitur mit dynamischem Hörer und Spezial-Sprechmikrofon (wie kleiner Telefonhörer), zusätzlich: Doppelkopfhörer mit Gummimuscheln und Schwenkmikrofon, Spezial-Stabantenne mit Biegefuss, zerlegbar, ausführliche Beschreibung mit Umbauanleitung sowie Tragetaschen für Gerät, Zubehör und Batteriesatz. Der Doppelkopfhörer mit Schwenkmikrofon eignet sich besonders für Betrieb im Auto, Sie haben so beide Hände frei. Nach Anschluss von 1,5 V Heizung und 90 V Anode haben Sie eine komplette Funkanlage.
Sensationspreis, alles zusammen **DM 69.—**

**Teleskop-Antennenmast (6,15 m)** aus kommerziellen Beständen eingeschoben 1,85 cm, 4 Sektionen, stabil, verkupfert, Gewicht 6,7 kg **DM 89.50**

## 3. Auflage! Das erste deutschsprachige SURPLUS-Handbuch

Es bringt auf ca. 150 Seiten, Grossformat DIN A 4, ausführliche Beschreibung, exakte Umbauanleitung, sowie ausführliche Betriebsanleitungen der bekanntesten Surplus-Geräte
(Vorkasse auf Postcheckkonto Nürnberg 60495 **10.90** NN **12.95** **DM 9.80**

# NEU: 2 m UKW-Sende-Empfänger COM 100



**144—146 MHz**
**Hervorragende Leistung**
**Sehr günstiger Preis**

Durch industriemässigen Umbau des Nato-Gerätes **WSB 44 III** wurde ein 2 m-Transceiver konstruiert, dessen Daten für sich sprechen und dessen einmalig niedriger Preis jedem Amateur die Möglichkeit gibt, einen modernen **COM 100 zu erwerben.**

**Vorzüge:**

- **Hochempfindlicher Empfänger** mit DUAL-GATE-MOSFET im Eingang
- **12-W-Sender** mit 5763 in der PA
- **Anodenmodulation mit Gegentaktmodulator**
- **Frequenzmodulation im FET-Oszillator**
- **Sender und Empfänger** getrennt abstimmbar 144—146 MHz
- **Temperaturkompensierter FET-VFO** Stabilität 1.10—5
- **Empfänger** bedingt SSB-geeignet
- **Hervorragende Trennschärfe** durch 75 kHz ZF
- **Eingebaute Mobilstromversorgung 12 V**
- **Eingebauter Lautsprecher**
- **Eingebauter Störbegrenzer**

**Technische Daten:**

**Sender:** 5stufig, variabel 144—146 MHz, UC 734 E (FET) VFO, BSY 18 Puffer 6 F 17 Vervielfacher 6 F 17 Treiber 5763 PA

**Trägerleistung:** 6 Watt, 12 W PEP, kräftig positive Modulation.

**Modulation:** AM-Anodenmodulation 100%, FM-Drainstrommodulation.

**Besonderheiten:** Leistungsanzeigeinstrument, Eing. f. dyn. Mikrofon 200 Ω.

**Empfänger:** Super mit HF-Vorstufe, variabel 144 bis 146 MHz.

**Stufenfolge:** 40600 (MOSFET) HF-Vorstufe, UC 734 E (FET) Mischer, UC 734 E VFO, 2 x EF 91 ZF, EAA 91 Demodulator + Störbegrenzer, EAC 91 Begrenzer + NF, 2 x EL 91 Gegentakt-Endstufe und Modulator.

**Empfindlichkeit:** 1,8 KTo.

**Bandbreite:** 5 kHz 3 dB.

**Kreuzmodulation:** 20 mV für 1%.

**NF-Sprechleistung:** 4 W (Lautsprecher eingebaut).

**Besonderheiten:** Störbegrenzer, eingebauter Lautsprecher, Kopfhöreranschluss.

**Maße:** Breite 370, Tiefe 330, Höhe 180 mm, Gewicht 13 kg (mit Stromvers.).

**Ein äusserst stabiles, leistungsfähiges UKW-Gerät, nach Anschluss von Mikrofon, Antenne und 12-V-Batterie betriebsbereit.**

## COM 100 DM 395.—

**SPG 100 Dynamische Hör-Sprechgarnitur für COM 100,** federleicht, mit Stecker **14.60**

(Der dem COM 100 zugrundeliegende WSB 44 MK III ist leicht gebraucht.)

Preise ab Lager Hirschau, Versand in die Schweiz bis 20 kg und DM 400.— per Postnachnahme, sonst Vorkasse. Hauptkatalog mit Surplus-Liste Vorkasse 5.— portofrei.

**CONRAD** **8452 Hirschau/Bay.,** Fach OM 25
Western-Germany Ruf 0 96 22-222

---

**Auf neuestem Stand, Neuauflage: Taschenbuch für den Kurzwellenamateur F. 5.80, Groß-Länderliste, gleichz. Kontroll-Log für 5-Band-DXCC, F. 3.—, beide Publikationen von HB 9 DX, also vom Experten! Wir senden n i c h t per Nachnahme, um Ihnen unnötige Ausgaben zu ersparen. Ihre Bestellung wird innert 3 Tagen erledigt. Fordern Sie dann auch noch gleichzeitig unseren kleinen Amateur-Radio-Katalog an. Tnx Oms! Felix, DL 1 CU, Körnersche Druckerei, Bildstraße 4, D 7016 Gerlingen.**

# Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

**W. Wicker-Bürki**

Berninastrasse 30 — 8057 Zürich
Tel. (051) 46 98 93

## Radio-Amateure, Bordfunker, Telegraphisten!

Eine interessante und abwechslungsreiche Aufgabe als

# Radio-Operateur

erwartet Sie, wenn Sie:

— die Morsetelegraphie beherrschen, oder mit Fernschreibern umzugehen wissen

— gute Sprachkenntnisse besitzen

— in Radiotechnik und Funkdiensten bewandert sind.

**Wir bieten:**

— Gründliche Einarbeitung in den Aufgabenbereich.

— Angenehme Arbeitsbedingungen und gut ausgebaute Sozialleistungen

— Ausbaufähige Dauerstellen

Gerne sind wir bereit, Ihnen nähere Einzelheiten bekanntzugeben: Telefon 031 67 24 14.

Schriftliche Bewerbungen mit Lebenslauf sind zu richten an:

**Abteilung für Übermittlungstruppen**

Papiermühlestrasse 14, 3000 Bern 25

# SONDERANGEBOT

BAUSÄTZE (KITS); SORTIMENTE in Halbleiter, div. Kondensatoren; TRIAC, SILIZIUM-GLEICHRICHTER, THYRISTOREN, SILIZIUM-ZENER-DIODEN usw.

**AUSZUG AUS UNSEREM SONDERANGEBOT**

| | | | | Nettopreise Fr. |
|---|---|---|---|---|
| **Bausatz Nr. 7** | **Eisenloser NF-Leistungsverstärker** | **20 W** | **mit 6 Halbleiter** | **37.—** |
| | Betriebsspannung | 30 V | | |
| | Ausgangsleistung | 20 W | | |
| | Eingangsspannung | 20 mV | | |
| | Lautsprecher-Anschluss | 4 Ohm | | |
| | **Druck-Schaltung, gebohrt** | 115 × 180 mm | | **7.—** |
| **Bausatz Nr. 8** | **Klangregel-Teil für BAUSATZ 7** | | | **12.25** |
| | Betriebsspannung | 27—29 V | | |
| | Frequenzbereich b. 100 Hz | + 9dB bis -12dB | | |
| | Frequenzbereich b. 10 kHz | + 10dB bis -15dB | | |
| | Eingangsspannung | 15 mV | | |
| | **Druck-Schaltung, gebohrt** | 60 × 110 mm | | **2.90** |
| **Bausatz Nr. 14** | **Mischpult mit 4 Eingängen** | | | **16.—** |

An diesem Mischpult können 4 Tonquellen gemischt werden, z. B. 2 Mikrofone und 2 Gitarren, oder 1 Plattenspieler, 1 Rundfunktuner und 2 Mikrofone. Die einzelnen Tonquellen lassen sich durch die am Eingang liegenden Potentiometer genau einstellen. Das Mischpult hat einen zweistufigen Verstärker.

Betriebsspannung 9 V, Eingangsspannung ca. 2 mV, Betriebsstrom max. 3 mA, Ausgangsspannung ca. 100 mV, **Druck-Schaltung, gebohrt** 50 × 120mm **3.50**

**JEDEM BAUSATZ ist ein genaues SCHALTSCHEMA mit EINZELSTÜCKLISTE beigelegt!**

**HALBLEITER-SORTIMENTE**

| **Bestell-Nr.** | | |
|---|---|---|
| TRA 1 A | 20 verschiedene Transistoren | **6.25** |
| TRA 3 A | 20 verschiedene Silizium-Transistoren | **7.—** |
| TRA 5 B | 5 Silizium-NPN-Transistoren, ähnlich BC 107, BC 108, BC 109 | **3.20** |
| TRA 6 A | 5 Germanium-Leistungstransistoren 9W 10A | **8.50** |
| TRA 7 A | 2 Germanium-Leistungsgeneratoren AD 162 | **4.50** |
| TRA 10 B | 20 Germanium-Transistoren, ähnlich AC 122, AC 126 | **7.50** |
| TRA 11 A | 10 Germanium-Transistoren, ähnlich AC 128 | **6.25** |
| TRA 12 | 10 Sub-Miniatur-Silizium-HF-Transistoren, ähnlich BFY 24 | **7.50** |
| TRA 13 A | 2 NPN-Silizium-HF-Transistoren, ähnlich 2 N 1711 | **4.—** |
| TRA 14 A | 5 Germanium-Transistoren, ähnlich TF 65 | **2.—** |
| TRA 15 | 5 Klein-Leistungstransistoren, ähnlich AC 117 | **4.25** |
| TRA 17 B | 10 Germanium-Transistoren, ähnlich AC 121 | **5.50** |
| TRA 18 | 5 NPN-Silizium-Planar-Transistoren im Metallgehäuse, ähnlich 2 N 706<br>**5** PNP-Silizium-Transistoren im Metallgehäuse, ähnlich BCY 30<br>**10 Transistoren** | |
| TRA 19 | 5 NPN-Germanium-Transistoren, ähnlich AC 127, AC 141<br>**5** PNP-Germanium-Transistoren, ähnlich AC 117, AC 128<br>**10 Transistoren** | **6.25** |
| TRA 20 B | 5 Leistungstransistoren AD 161 | **7.75** |

**DIVERSE SORTIMENTE** **7.50**

| **Bestell-Nr.** | | |
|---|---|---|
| ELKO 1 | 30 St. Kleinst-NV-Elkos, gut sortiert | |
| KER 1 | 100 St. Scheiben-, Rohr- und Perlkondensatoren, 20 Werte gut sortiert × 5 St. insgesamt nur | **8.50** |
| GL 1 | 5 St. Silizium-Gleichrichter in Kunststoffgehäuse, für TV, ähnl. BY 127 800V 500mA | **6.50** |

**THYRISTOREN** (Regelbare Silizium-Gleichrichter) **5.20**

| | | | |
|---|---|---|---|
| TH 1/400 | 400V | 1A | **2.90** |
| TH 3/400 | 400V | 3A | **4.50** |
| TH 7/400 | 400V | 7A | **6.75** |

**TRIAC**

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| TRI 1/400 | 400V | 1A | | **7.50** |
| TRI 3/400 | 400V | 3A | | **8.75** |
| TRI 6/400 | 400V | 6A | ähnl. SC 41 D | **10.75** |

**SILIZIUM - ZENER - DIODEN 400mW**

2.7V 3V 3.6V 3.9V 4.3V 4.7V 5.6V 6.2V 6.8V 8.2V 9.1V 10V 12V 13V 15V 16V 20V 22V 24V 27V 30V **1.—**

**VERLANGEN SIE BITTE UNSERE NEUE PREISLISTE und das VOLLSTÄNDIGE SONDERANGEBOT KOSTENLOS**

Nur einwandfreie fabrikneue Ware; Zwischenverkauf vorbehalten. Nettopreise ab Lager Horgen. Unsere Lieferungen erfolgen gegen Nachnahme. Verpackung und Porto werden zu Selbstkosten berechnet. Ihre geschätzte Bestellung erbitten wir an:

**EUGEN QUECK**

**Ingenieur-Büro**
**Import-Export**
**Bahnhofstrasse 5**

**8810 HORGEN Tel. 051 821971**

HEATHKIT®

**The World's Largest Selection Of Amateur Radio Equipment**

# the NEW

# Heathkit SB-102

● New all solid-state Linear Master Oscillator features 1 kHz dial calibration ● Bandspread equal to 10 feet per Megahertz ● Less than 100 Hz per hour drift after 10 minute warm up ● Dial resettable to 200 Hz ● New receiver circuitry provides sensitivity of better than 0.35 uV for 10 dB S+N/N ● 180 watts PEP SSB input — 170 watts CW input ● 80 through 10 meter coverage ● Switch-selection of USB, LSB or CW ● Built-in CW sidetone ● Built-in 100 kHz crystal calibrator ● Triple Action Level Control reduces clipping and distortion ● Front panel switch selection of built-in 2.1 kHz SSB or optional 400 Hz CW crystal filters. ● Operate with built-in VOX or PTT ● Fast, easy circuit board-wiring harness construction ● Run fixed or mobile with appropriate low cost power supplies

SB-102, KIT . . . . . Fr. 2280.—

**Fachmännische Auskunft erteilt Ihnen jederzeit, auch Samstagvormittags, HB9ABP. Verlangen Sie unsere ausführlichen Datenblätter und besuchen Sie ganz unverbindlich unsere Ausstellung!**

**Schlumberger**

Schlumberger Messgeräte AG, Abt. HEATHKIT
Badenerstrasse 333, 8040 Zürich, Tel. 051 52 88 80

**TELION elektronik**

# NOVOTEST

20 000 Ω / VDC – 4 000 Ω / VAC

Das NOVOTEST TS 140, entwickelt und gefertigt durch Sas Cassinelli & Co, ist ein handliches, robustes und sehr preiswertes Universalinstrument.

Grosse Spiegel-Skala (115 mm) trotz kleinen Abmessungen (150 × 110 × 47 mm).

| | | |
|---|---|---|
| 8 Bereiche | 100 mV . . . | 1000 V–DC |
| 7 Bereiche | 1,5 V . . . | 2500 V–AC |
| 6 Bereiche | 50 µA . . . | 5 A–DC |
| 4 Bereiche | 250 µA . . . | 5 A–AC |
| 6 Bereiche | 0 Ω . . . | 100 MΩ |

**NEU:** TS-160 40'000 Ω / VDC

ab Lager lieferbar Fr. 98.—

Fr. 110.—

# COLLINS

32S—3 Kurzwellen-Sender für SBB- und CW-Betrieb. Frequenzbereich 3,4 . . . 5 MHz und 6,5 . . . 30 MHz in 14 200-kHz-Bändern. 1 mechanisches Filter mit 2,1 kHz Bandbreite. 100 aWtt Ausgangsspitzenleistung.

75S—3B Kurzwellen-Empfänger für AM, SSB, CW und RTTY. Frequenzbereich wie Sender. 100 kHz Eichquarz und mechanisches Filter für SSB-Empfang. Netzanschluss: 115-230 V / 50-400 Hz.

KWM-2 Kurzwellen-Sende-Empfänger für mobilen oder stationären Betrieb. Frequenzbereich und Betriebsarten wie obenstehend. 1 mechanisches Filter 2,1 kHz. Ausgangsleistung: 100 Watt.

51S-1 Kurzwellen-Empfänger mit durchgehendem Frequenzbereich 200 kHz . . . 30 MHz für SSB-, CW, RTTY- und AM-Betrieb. Mechanische Filter für SSB, Quarzfilter für CW. Netzanschluss: 115 V oder 230 V, 50—60 Hz.

Ausführliche Unterlagen durch die Generalvertretung:

**Telion AG Albisriederstrasse 232**
**8047 Zürich Telefon (051) 54 99 11**