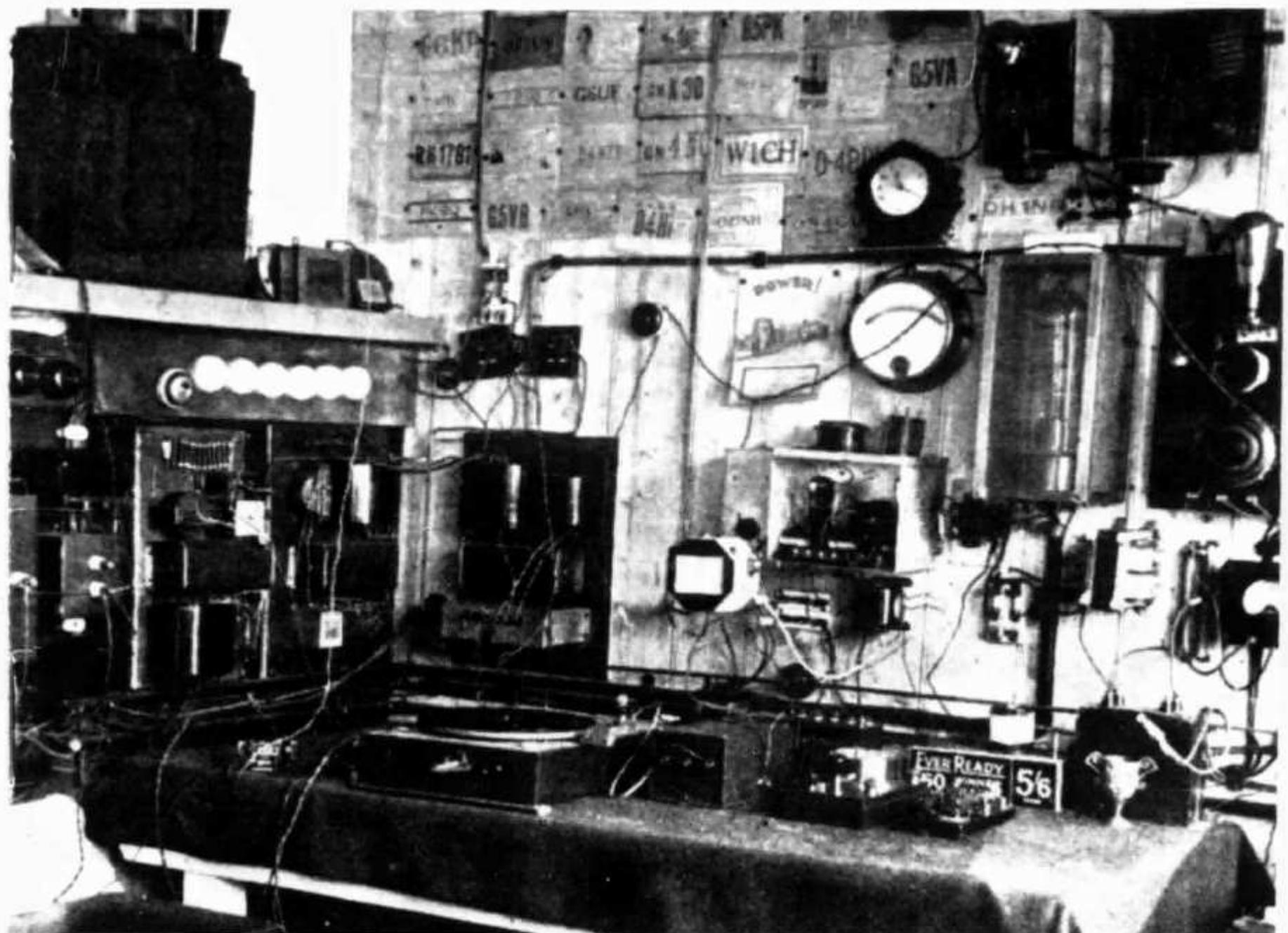




# OLD MAN



2

# DRAKE- AMATEUR-GERÄTE

sind heute die begehrtesten Sender, Empfänger und Transceiver für den anspruchsvollen HAM:

Jedes QSO mit DRAKE ist eine Empfehlung und eine stille Reklame im Aether!

**Jeder DRAKE-Apparat ist höchste Präzision und wird von HB9J persönlich vor der Auslieferung genauestens geprüft.**

Solche delikaten Instrumente kauft man beim langjährigen Fachmann und Spezialisten und nicht wie eine Versandware verschlossen per Nachnahme. Für grösste Schonung werden alle DRAKE-Geräte per Flugfracht aus USA importiert.

Alle Modelle sind ab Lager lieferbar und können vor dem Kauf hier gesehen und getestet werden! (Spezifikationen und Preise siehe «OLD MAN» Nr. 1-8)

## ACHTUNG!

Einige **fabrikneue** Sender DRAKE T-4 X (fast identisch mit neuestem Modell T-4 XB) sind noch am Lager und werden zum äusserst günstigen **Preis von Fr. 1945.—** mit voller Garantie abgegeben. Profitieren Sie!

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

**Referenzen:** HB9 – ABS – ACW – ADN – ADP – ADZ – AEB – AEU – AHR – AJK – AJM – AKA – ALB – ALE – AME – AML – AT – AZ – ER – KL – J – JI – JZ – LN – MAD – O – PQ – PV – QS – RQ – T – TZ – UB – VS – WU – ZY – HBØAG, sowie viele Amtsstellen und HE9's.

Prospekte und Vorführung durch die Generalvertretung 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 2

38.Jahrgang Februar 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 — Correspondente 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

### Delegiertenversammlung 1969

Vorschläge und Anträge zuhanden der Generalversammlung 1970:

1. **Jahresbeiträge 1971:** Gleichbleibende Jahresbeiträge wie für 1970.

2. **Wahlen:** Als Kandidaten haben sich für die freien Vorstandssitze zur Verfügung gestellt:

**Vizepräsident:** HB9EW, HB9PL, HB9ALF

**Traffic-Manager:** HB9AAA

**PTT-Verbindungsmann:** HB9TL, HB9TU

3. **Statuten:** Antrag Biel: «Der Zentralvorstand der USKA ist zu beauftragen, eine Statutenänderung auszuarbeiten und den Entwurf an der DV 1970 vorzulegen.

Die Organisation der USKA ist in diesem Sinne abzuändern, dass die Delegiertenversammlung oberstes Organ ist.»

Dieser Antrag wird von der Delegiertenversammlung zur **Ablehnung** empfohlen.

Zur **Annahme** wird folgender Vorschlag empfohlen:

«Der Vorstand wird beauftragt, sämtliche Probleme einer Revision der USKA-Statuten an die Hand zu nehmen und zu studieren.»

Folgende Zusätze zu den Wettbewerbsreglementen wurden gutgeheissen:

1. **NMD:** «Ab 1000 HBT können NMD-Stationen ein zweites Mal gearbeitet werden.»

2. «Stationen, die mehr als 2% (zwei) Doppel-QSO's im Log aufweisen, werden disqualifiziert.»

Einige weitere und allgemein interessierende Punkte aus dem Protokoll der DV:

Sofern ein Budget vorliegt, übernimmt die USKA die Hälfte eines allfälligen Defizites (max. Fr. 500.—), das durch Teilnahme der Sektion Genf an der «Biennale Européenne des loisirs» entstehen würde.

Als neuer Rechnungsrevisor wird HB9GC (Sektion Thun) gewählt. Das Budget für das kommende Geschäftsjahr wird einstimmig genehmigt.

Die GV 1971 wird von der Sektion Solothurn organisiert. Die Schweizerische Peilmeisterschaft findet in Thun statt.

(HB9NL)

### Jahresbericht des Sekretariates und des QSL-Service

Der Mitgliederbestand am 31. Dezember 1969 lautete wie folgt:

1. Aktive (inkl. Ehrenmitglieder)	790	(750)
2. Passive/Junioren (inkl. Ehrenmitglieder)	665	(652)
3. Ehrenmitglieder	14	(12)
4. Kollektivmitglieder	5	(5)
5. Sektionsstationen	8	(6)
Totalbestand	1468	(1413)

Im Jahre 1969 sind 162 neue Mitglieder aufgenommen worden. 107 Mitglieder verließen unseren Verein aus verschiedenen Gründen: Beruf, Auslandaufenthalt oder Ausschluss wegen Nichtbezahlens des Beitrages. Die effektive Zunahme beträgt somit 55 Mitglieder.

Das QSL-Büro verzeichnete den vorausgeahnten enormen Zuwachs an QSL-Karten. Im Jahre 1968 betrug die Zunahme an Karteneingängen rund 7000 Stück. Das Jahr 1969 brachte es auf eine Zunahme von 31 000 Stück. Das Total der verarbeiteten Karten beträgt 213 000 Stück. Die enorme Zunahme ist dem 5 Band-DXCC-Run zuzuschreiben. Leider gibt es immer noch eine ziemlich grosse Anzahl von

Schweizer Sendeamateuren, welche ihre QSL-Karten monate-, sogar jahrelang im Büro liegen lassen.  
Die Beantwortung eingegangener Karten ist auch heute noch verpflichtend für jeden Ham.  
Wir wünschen all unseren Freunden ein erfolgreiches und glückliches 1970 und hoffen auf eine  
weitere gute Zusammenarbeit.

Trudi und Franz Acklin-Speck, HE9RWW + HB9NL  
Stephan und Paul, HE9RPE

## Rapport annuel du TM

Nous voici à nouveau au terme d'une année, et il est temps de tracer une rétrospective de l'activité. En consultant le bilan 1968/1969 ci-dessous, nous constatons une augmentation de participants extra-européens au concours H22. Malheureusement, ce n'est pas le cas pour les stations européennes, où l'on remarque une régression assez considérable.

Quant aux stations helvétiques, nous remarquons une baisse générale de participants, mis à part au concours NFD Cat. 1. La modification du règlement NFD Cat. 2, proposée par la section de Bâle, l'année dernière, n'a hélas pas stimulé beaucoup d'old man, puisqu'il n'y avait qu'un seul participant à cette catégorie.

Toutes mes félicitations et remerciements aux OM's qui se sont déplacés dans les cantons rares, afin de donner, aux étrangers la possibilité d'obtenir le diplôme H22.

J'ai constaté que les SWL participent d'une façon constante aux concours.

Une channe remportée définitivement cette année: celle du H22 cat. section. Elle est revenue à la section de Zoug. Bravo à ce groupe méritant.

Le championnat National de radio-goniométrie de l'USKA, organisé par la section de Fribourg, a remporté un vif succès, puisque 26 concurrents ont pris le départ, et ceci sous un soleil splendide.

Merci à tous les OM's qui ont utilisé et rempli correctement les feuilles de logs et de calculations. Ces feuilles sont toujours gratuitement à votre disposition.

Pour terminer ce petit compte-rendu, et avant de cesser mon activité en tant que TM, je remercie tous les OM's actifs pour leur magnifique collaboration, et je vous souhaite, à tous, une bonne et heureuse année.

Marius Roschy, HB9SR

## Bilan des concours 1968/1969

### H 22 (participation étrangère)

1968 = 70 stations extra-européennes

1969 = 80 stations extra-européennes

1968 = 213 stations européennes

1969 = 184 stations européennes

### H 22 (participation suisse)

1968 = 38 stations 6 sections

1969 = 26 stations 6 sections

### NFD

1968 = 10 groupes 6 stations

1969 = 17 stations Cat. 1 1 station Cat. 2

### NMD

1968 = 12 stations

1969 = 10 stations

Des diplômes et des prix seront distribués aux stations suivantes:

### H 22

1. HB9KB/p — 2. HB9ADD — 3. HBAGC

### Sections:

1. Zoug — 2. ART — 3. Fribourg

### SWL

1. HE9FCA — 2. HE9GLA — 3. HE9HBV

### NFD

1. HB9MD/p — 2. HB9N/p — 3. HB9KC/p (Cat. 1)

1. HB9CM/p (Cat. 2)

### NMD

1. HB9IK/p — 2. HB9TI/p — 3. HB9EU/p

### XMAS

Les résultats ne sont malheureusement pas encore calculés

(HB9SR)

## USKA Contest-Calendar 1970

### Helvetia 22

18. April 1500 GMT bis 19. April 1700 GMT

### NFD

6. Juni 1700 GMT bis 7. Juni 1700 GMT

### NMD

12. Juli 0800—1200 HBT

### XMAS-Contest

6. Dezember 0800—1200 HBT (Fone)

13. Dezember 0800—1200 HBT (CW)

**Unser Titelbild.** Kaum zu glauben, dass diese Aufnahme erst etwa 35 Jahre alt ist: Ein Blick in den Shack von G5JV anno 1933.

(Short Wave Magazine)

## DX-News

Durch die winterlichen Bedingungen waren die niederfrequenteren Bänder in der Berichtsperiode beliebter als je. HB9CM berichtet, dass er auf dem 1,8 Mc-Band zwischen 0730 und 0830 folgende CW-QSOs zustande brachte: W1GHT, K1PBW, W1BB, W1EXI, W2IV, W3AZR, W3GM, W8AH, W8GDQ, VE3QU und KV4FZ. Auf dem 3,5 Mc-Band ist Ozeanien relativ gut zu erreichen. Immer mehr DX-Stationen, vor allem Afrikaner melden ihr baldiges Erscheinen auf diesem Bande an. Auf dem 7 Mc-Band fallen die zahlreichen Japaner auf, die in den Abendstunden das QRM durchdringen. HB9UD meldet, dass ZM3GQ im Januar schon auf 5 Bändern gearbeitet hat.

Die Expedition auf Revilla Gigedo war sehr schwierig zu erreichen. Sie arbeitete mit dem Rufzeichen XF4J auf 3,5 Mc. und 7 Mc. als XF4KS auf 21 und 28 Mc und als XF4EB auf 14 Mc. Ausserhalb der normalen Arbeitszeiten der Durchschnitts-HB's konnten meistens nur die Gegenstation oder die «Master of Ceremonies» gehört werden. Die Expedition OJØMR vom 27. 21. 69 bis 1. 1. 70 auf dem neuernannten DXCC-Land Market Reef, einer kleinen Insel genau auf der Grenze von Finnland und Schweden, erlaubte vielen Europäern Verbindungen auf 5 Bändern. HB9MD konnte OJØMR auf 4 Bändern arbeiten. Während der DX-Zeiten mussten allerdings die gewieгten Operateure dieser Expedition oft verzweifeln, wenn undisziplinierte Europäer durch Zwischenrufen, Austauschen von Bemerkungen usw. die Arbeitsfrequenzen blockierten. Wer sich an die Anweisungen der Expedition hielt, kam aber leicht zu einer Verbindung.

HCØHM (HC2HM portabel) führt den Reigen der interessanten Prefixe an. Es wurden weiter gearbeitet: RA3AAS, U1L/2, IRØ (Prefix für Rom), LAØ, YAØCDRC (Camel drivers Radio Club), AX (Spezialrufzeichen für VK während 1970), YT (Spezialrufzeichen für YU zum 25. Jahre der Unabhängigkeit) und WX3MAS (Christmas City Bethlehem USA.)

Wir gratulieren HB9AKJ zum WPX Nr. 454 und den Sticker 250 dazu.

Es wird auf folgenden Contest's aufmerksam gemacht: 1970 REF Contest, Telephonieteil vom 28. 2. 15 Uhr bis 1. 3. 23 Uhr, ARRL Contest, CW-Teil 21. 2. 01 Uhr bis 23. 2. 01, Telephonieteil: 7. 3. 01 Uhr bis 9. 3. 01 und IARC Propagation Research Competition, CW- und RTTY-Teil: 28. 2., 01 Uhr bis 16. 3. 01 Uhr. Näheres über die Regeln zu diesem Wettbewerb ist im OLD MAN 3/1968 in den DX-News zu finden. Zeitangaben wie üblich in dieser Spalte, in HBT.

Vom 20. bis 22. Februar wird Philo als HBØCM in Lichtenstein besonders in den Abendstunden auf 1,827, 1,850 und 1,915 in CW arbeiten. Während der DX-Zeiten werden keine Europäer berücksichtigt. Zeitweise wird auch auf den anderen Bändern gearbeitet.

73 es gd dx de HB9MO

### DX-Log

**3,5 Mc-Band:** 0700—0900: C31AP (792), OJØMR (790), W1DB (503), W2GR (502), XE1KS (792), HP1JC (789), HK3BQM (793) 200—2200: OJØMR (790), EA6BG (788), VO1FB (799), VE1IE (799), WAØSDC (502), CN8MN (s), VR6DO (s), ZM3GQ (503) 2200—2400: 9H1RE (799), VO1JH (798), CN8MN (798), UW9DB (519).

**7 Mc-Band:** 0600—0800: K1HTF (007), 9Y4AA (093), YV1PW (090), XE1KS (095) 0800—1000: OX3ZO (005), ZL4HJ (048), ZM3RK (048) 1700—1900: JA1KSO (CW), JA4CUU (005) 1900—2100: VO1FB (006), JA1KSO (002), JA5BJC (002), JA5WU (006), JA6AK (001), VK3MR (001), VK5NO (006) 2100—2300: CT2AP (085), VO1BD (002), W1ZW (027), XW8BP (002), JA1MCU (006), JA1OSV (002), JA6FFK (004), UD6CE (020), 4X4VF (008), 5H3KJ (009).

**14 Mc-Band:** 0700—0900: 5VZDB (150), YK1AA (165), UAØBP (195), UAØYT (067), Zone 23, ZM1AAT/K 0040), ZM1BN/A (014) 0900—1100: OJØMR (190) 1100—1300: U1L/2 (200), YT2ACD (200), OA4LM (185), AX2BNK 105), ZM3GQ (110) 1300—1500: IRØLK (200), VP2AA (180) 1600—1800: M1I (235), VE8PC (160), 4S7PB (240) 1800—1900: VP2VI (165), ZF1GO (180), HI3AGS (190).

5T5AD (115), TR8DG (115), FB8XX (125), 9X5LM (125), 9G1FV (180), 9L1FV (180), 9L1RP (105), ZS2MI (305) 1900—2000: HV3SJ (160), EA6BM (170), ZF1GC (180), VP9H (332), VP7AAD (190), VP2VI (175), OX3WQ (CW), 5T5AD (105), TT8AF (100), ZS2MI (15os), TU2BB (130) 200—2200: HV3SJ (160), EA6BM (170), ZF1GC (180), VP9H (332), VP7AAD (190), VP2VI (175), OX3WQ (CW), 5T5AD (105), TT8AF (100), ZS2MI (15os), TU2BB (130) 200—2200: CT2AK (175), VP7CG (175), VP8KO (180), VP9AT (175), PZ1AP (170), HKØBIS (160), VP2VI (175), EA9AI (110), VQ8CR (110), 5N2AAU (165) 2200—2400: CP1GN (185), 9Y4VV (180), 3V8AL (332).

**21 Mc-Band:** U1L/2 (300), LA4RJ (015) Karmoy Isl., LAØAF (315), 9X5SP (285), CR4BB (270), VS6HK (340), HS1CB (290), VU2HAM (320), KR8GA (325) Okinawa, 1200—1300: OJØMR (290), 6W8AL (265), 9G1DF (285), XW8BP (290), VK9LB (345) Norfolk, 1300—1500: OJØMR (290), HR2WTA (300), YN4LGS (275), FL8MB (090), EA9AQ (CW), 9X5SP (290), TA1QR/2 (CW), YBØAAE (235) 1600—1800: XE1CE (300), XF4KS (285), TA2E (CW), 1800—1900: XF4KS (285), 5H3JL (285).

**28 Mc-Band:** RA3AAS (580), XW8BP (560), 9N1MM (590), VU2KV (570), YAØCDRC (570) 1200—1400:

JX3DH (585), HC2LF (585), KV4AD (585), OA4ED (050), 9J2BV (520), UA $\varnothing$ ABV (555), XW8BP (570), 1400—1500: HC $\varnothing$ HM (597), 9J2DT (555), SU1IM (050) 1700—1800: HR1EMM (515).

Logauszüge von HB9CM, HB9MD, HB9MX, HB9UD, HB9MO und HE9GMP.

**Bemerkenswerte QSL-Eingänge:** HB9MD: C21JW, HS1CB, HB9UD: C21JW, DU1FM, HS1CB, TR8DG, TR8MC, VP9H, VR10, XW8BP, YK1AA, YN4LGS, 9M2DQ, HB9MO: VR1L, C21JW, VK2BKM/LH, UA $\varnothing$ LH, K4IA/KC4, 4L7A, CX6AS, HE9GMP: TF3BV, TA2AC, CE3RR, PY6FI.

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10.2.1970 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse, 6033 Buchrain.

## DX-Calendar

**Cocos-Keeling Isld.** AX9KY, ex VK9KY, 14242, 1615. **Europa Isld.** FR7ZQ/E, 14170, 2130. Zählt für das DXCC zu Juan de Nova. **Macquarie Isld.** VK $\varnothing$ KW, 14043/62, 0700, 0745, 1310, 1625, 14210, 1600 bis 1800. **Tristan da Cunha** ZD9BM, 14007, 2005, bleibt zwei Jahre. **Cough Isld.** ZD9BN, CW/SSB, hauptsächlich 21 und 14 Mc. **Maldive Isld.** 8QAYL, 14210, an verschiedenen Zeiten. QSL via 4S7YL. **Qatar**, MP4Q, durch MP4QB, MP4BHH, MP4BHV, SV $\varnothing$ WI und OD5BZ, für eine Woche, Ende Februar in CW und SSB. **Heard. Isld.** VK $\varnothing$ HM, 14210, 1700, QSL via WA6AEM. **Nauru Isld.** C21JW, 14311, 0730. **Easter Isld.** CE $\varnothing$ AE, 14338, 0945, 14142, 1030, 21440, 1835. **Mongolia**, UA9VH/JT1, 21259, 1120, JT1AG, 14195, 1200 bis 1300. **Eastern Carolines**, KC6CS, 14168, 0935. KC6EJ ist ex KW6EJ und QRV von Ponap Isld. **Fernando de Noronha**, PY7AWD/PY $\varnothing$ , 14023, 2330, 7006, 2350. QSL via PY7PO, Box 341, Recife. **Rio de Oro**, EA9EJ, 14035, 2335, 3800, 2400. QSL

via VE7BWG. **Cocos Isld.** TI9, durch K6JGS im Februar und Anfang März geplant. **St. Brandon Isld.** VQ8CFB, 14028, 1650, 1745, 1920 und 2020. **Kermadec Isld.** ZM1AAT/K, 14030, 1240. Er ist hauptsächlich auf 3515, 7010, 14035, 21035, 28035 in CW und 3690, 3825, 7090, 14125, 14250, 21350, 28550 in SSB. **East Pakistan**, AP5CP, 14012, 1110. **Chatham Isld.** ZM3PO/C, meistens auf 3520, 7020, 14020, 14045, 21050, 28050 in CW und 3790, 7065, 14150, 14185, 21300 und 28560 in SSB. **Antarctica**, ZS1ANT, 14194, 1935, 4105, 2005. **Marion Isld.** ZS2MI, 14320 AM, 1815, 14308 AM, 1835. QSL via ZS6LW. **Port. Guinea**, CR3KD, 14045, 2300. **Galapagos Isld.** HC8GS, 14170, 2300. **Marcus Isld.** JD1AAH, 14045, 1300, JD1YAA, 14070, 1020, 14055, 1600. QSL via J.A.R.L. **Marianen** KC6EJ/KG6, 21300, 1130. **Johnston Isld.** KJ6CD, 14005, 0630. Ab 1. Juli 1969 werden folgende neue Rufzeichenunterteilung gemacht: VK9AA bis VK9MZ Papua und New Guinea. VK9NA bis VK9NZ Norfolk Isld. VK9XA bis VK9XZ Christmas Isld. VK9YA bis VK9YZ Cocos Keeling Isld.

## QSL-Adressen

**EL2BE**, via WB8ABN, Box 62, Rochester, Mich. 48033 USA — **CR9AK** (18./19. Okt. 69) via VS6DR — **FK9AU** via VE3ACD — **FG7TI/FS7** (25./26. Okt. 69) via VE3EUU — **PJ $\varnothing$ DX** via W2YY — **5VZDB** via W4SPX — **VK9BS** via W3HNK — **VK2WX/VK9** via VK2FU — **VK9KY** via VK2SG — **C31CQ** via K2MME — **KC6CT** via W9VW — **XT2AA** via WA5REU — **KC4USP** via K2BPP — **KC6CT** via W9VW — **VP2EQ** via WB2ZMK — **ZM1BN/A** via ZL2AFZ — **ZM3PO/C** — **FH8CD** via ZD8AB via W8BMS — **ZD9BM**, **ZD9BN**, via GB2ZSM — **MP4QBK**, via MP4BHH — **OJ $\varnothing$ MR** via OH2BH.

Best 73 es DX de HB9MQ

## Rund um die UKW

### Revised List of HB-Stations entering the 1969 Region 1 VHF-UHF-Contest

#### Kat. 1

1. HB9SV	EFO5D	19124 Pt.
2. HB9AIC	EH72J	5676 Pt.
3. HB9YC	EG75J	4941 Pt.
4. HB9AOF	DG61J	841 Pt.

#### Kat. 2

1. HB9AIR/P	EG13F	47277 Pt. *
2. HB9AEN/P	DG13B	37253 Pt. *
3. HB9LE/P	EH57J	35373 Pt. *
4. HB9TH/P	DH66F	33301 Pt. *

5. HB9RO/P	DG04C	30582 Pt. *
6. HB9MY/P	EH63C	26142 Pt. *
7. HB9LG/P	EFO6G	24994 Pt. *
8. HB9AMY/P	EG34H	22528 Pt. *
9. HB9MAK/P	EG28B	14905 Pt. *
10. HB9MAF/P	EG64C	8375 Pt.
11. HB9MAX/P	DG65G	8353 Pt.
12. HB9R/P	EG02H	5605 Pt. *
13. HB9AOC/P	DH68H	4238 Pt. *
14. HB9RX/P	DG61J	2114 Pt.

#### Kat. 4

1. HB9MAK/P	EG28B	212 Pt. *
-------------	-------	-----------

\* = is for Multioperator Station

## Generalversammlung — Assemblée générale 1970

### 2./3. Mai, Restaurant «Sans Souci», Basel

Am Samstag findet anschliessend an ein gemeinsames Bankett das traditionelle Ham-Fest statt. Nähere Angaben und Programm werden in der März-Nummer erscheinen. (HB9IK)

## Swiss DX Century Club Members (DXCC)

(offizieller Stand November 1969)

HB9J	347	HB9RB	170	HB9AIM	108	HB9DH	100
HB9MQ	340	HB9OA	168	HB9ALE	108	HB9WH	100
HB9TL	333	HB9FU	167	HB9DI	108	HB9XO	100
HB9EU	325	HB9MU	165	HB9FT	108	<b>FONE</b>	
HB9EO	322	HB9AAW	165	HB9GN	108	HB9J	333
HB9KB	310	HB9ZT	162	HB9ALB	107	HB9TL	330
HB9JG	307	HB9AO	162	HB9IH	107	HB9AAA	260
HB9MO	302	HB9IM	161	HB9MW	107	HB9NU	249
HB9PL	302	HB9DO	161	HB9PM	107	HB9AHA	244
HB9DX	301	HB9HZ	160	HB9CS	106	HB9KU	236
HB9X	279	HB9NT	153	HB9ADO	106	HB9ADE	206
HB9UL	264	HB9UE	151	HB9AFI	106	HB9FE	202
HB9AAF	261	HB9CE	148	HB9KP	106	HB9EU	181
HB9NL	259	HB9AGO	143	HB9AC	105	HB9LA	170
HB9MD	253	HB9ABN	140	HB4FD	105	HB9RB	166
HB9IK	252	HB9PQ	140	HB9BZ	105	HB9TE	166
HB9AHA	251	HB9DK	139	HB9PV	105	HB9JW	146
HB9MX	250	HB9DB	137	HB9ABU	105	HB9NT	144
HB9NU	249	HB9AHF	134	HB9AAX	104	HB9MD	139
HB9TT	246	HB9RS	130	HB9AED	104	HB9FU	131
HB9ET	240	HB9NY	129	HB9AHS	104	HB9RS	131
HB9QO	226	HB9IX	126	HB9PP	104	HB9BR	120
HB9YL	221	HB9P	125	HB9SJ	104	HB9DY	120
HB9KC	220	4U1ITU	123	HB9EQ	104	HB9AGI	120
HB9AT	205	HB9ADC	122	HB9HC	103	HB9X	112
HB9UD	204	HB9AGI	122	HB9NO	103	HB9US	112
HB9TE	203	HB9FE	120	HB9OQ	103	HB9CX	109
HB9RX	202	HB9EC	120	HB9LN	103	HB9DT	109
HB9AIJ	200	HB9ADM	119	HB9ABH	103	HB9JZ	107
HB9TU	200	HB9RM	119	HB9ABO	102	HB9AKQ	103
HB9BJ	200	HB9ACM	112	HB9BX	101	HB9ALE	102
HB9T	199	HB9IL	112	HB9EK	101	HB9HM	102
HB9US	198	HB9MC	111	HB9EW	101	HB9ALB	101
HB9CX	182	HB9FI	110	HB9RK	101	HB9LF	101
HB9ADP	179	HB9OD	109	HB9ZE	101	HB9VJ	101
HB9QU	172	HB9EI	109	HB9AAG	100		
HB9ADD	170	HB9KO	109	HB9ADM	100		

(HB9MQ)

## Sektionsnachrichten/Rapport des Sections

### Radio Club Ticino (RCT)

L'annuale assemblea ordinaria del Radio Club Ticino, si è svolta sabato 20 dicembre 1969, presso la sede sociale del Club a Lugano.

Dopo l'approvazione del verbale dell'ultima assemblea, si è proceduto ad un riassunto dell'attività svolta durante il 1969: partecipazione ai Contest e ai vari raduni nazionali e internazionali, organizzazione di DXpedition — VHF e HF —, esperimenti sulla ricezione dei satelliti APT, ecc.

Si è proceduto inoltre a tracciare a grandi linee il programma per il 1970, del quale possiamo sin' d'ora mettere in evidenza l'organizzazione dei corsi di tecnica e di telegrafia, onde poter aumentare la schiera degli HB.

Dopo una piccola modifica agli statuti, si è passato all'elezione nuovo Comitato che, per il 1970, risulta così composto:

Presidente e consulente tecnico: Gastone Domeniconi, HB9MBF;

Vice-presidente: Mario Henzi;

Segretario-cassiere: Gianni Mandelli, HE9HCC;

Traffic manager: Emanuele Defilippis, HB9AMY;

Award manager: Jürgen Becker, HE9GYK.

Agli eventuali, avendo praticamente esaurito gli argomenti, il nuovo Comitato ha offerto alcune buone bottiglie, accompagnate da un panettone grosso «così», ed in allegria si è chiusa la serata. (HE9HCC)

## Die Seite des TM

### XMAS-Contest 1969

<b>CW</b>	<b>QSO</b>	<b>Pts</b>		<b>QSO</b>	<b>Pts</b>		
1. HB9DX	79	196	10. HB9UD	47	111		
2. HB9AMY	67	165	11. HB9DD	42	95		
3. HB9Z	65	162	12. HB9QA	41	85		
4. HB9QH	62	156	13. HB9BP	21	49		
5. HB9YQ	62	154	14. HB9NL	15	41		
6. HB9AII	57	141	15. HB9CM	16	40		
7. HB9QA	57	140					
8. HB9AHP	54	131	<b>CW/Phone</b>				
9. HB9GM/p	47	114	1. HB9DX	191	469		
10. HB9AJC	47	112	2. HB9Z	127	315		
11. HB9ALX	42	108	3. HB9AII	120	290		
12. HB9BP	38	91	4. HB9ALX	112	286		
13. HB9DD	29	66	5. HB9GM/p	107	254		
14. HB9CM	26	63	6. HB9AJC	105	252		
15. HB9AIY	27	62	7. HB9QA	98	225		
16. HB9AOD	16	48	8. HB9DD	71	161		
			9. HB9BP	59	140		
			10. HB9CM	42	103		
<b>Phone</b>							
1. HB9DX	112	273	<b>SWL</b>				
2. HB9ZE	100	256	1. HE9FKB	47	118		
3. HB9ACV	90	227	2. HE9GDB	26	59		
4. HB9ALE	80	194					
5. HB9ALX	70	178	<b>Hors concours</b>				
6. HB9Z	62	153	HE9GMP	63	159		
7. HB9AII	63	149					
8. HB9GM/p	60	140	<b>Check-Log</b>				
8. HB9AJC	58	140	HB9J				
<b>Bilan</b>	<b>1966</b>		<b>1967</b>		<b>1968</b>		<b>1969</b>
CW	21 Stations		31 Stations		29 Stations		16 Stations
Phone	18		27		20		15
Phone / CW	12		22		19		10

Le TM: HB9SR

### WPX Award-Manager für HB:

Joe Keller, HB9PQ, Box 21, 6020 Emmenbrücke 2, LU

QSL-Karten alphabetisch nach Prefix geordnet mit entsprechender Liste einsenden. Listenvordruck gratis erhältlich. Unkostenbeitrag 2 Dollar und 2 IRCs.

**Sekretariat, Kasse, QSL-Service:** Franz Acklin, HB9NL, Sonnenrain 188, Büron LU — **Briefadresse:** USKA, 6233 Büron, Telefon (045) 3 83 62 — Postcheckkonto: 30 — 103 97, Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure, Bern — Postcheckkonto: 700 91, Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure, Karlsruhe, Deutschland — Bibliothek: Hans Bäni, HB9CZ, Gartenstrasse 3, 4600 Olten — **Award Manager:** Henri Bulliard, Box 384, 1700 Fribourg — Jahresbeitrag: Aktivmitglieder Fr. 35.—, Passivmitglieder Fr. 25.—, Junioren Fr. 12.50 (OLD MAN inbegriffen) — OLD MAN-Abonnement In- und Ausland Fr. 20.— Herausgeber: USKA, Büron — Druck und Verlag: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen, A. Wenger, Buchdruckerei, 3634 Thierachern — Versand: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen.

Melden Sie Adressänderungen frühzeitig dem Sekretariat!

Annoncez les changements d'adresse à l'avance au secrétariat!

### Treffpunkt der HBs

Jeden Sonntag um 1000 HBT auf 3680 und 3780 kHz

# Troubleshooting

Charles Jones K3PBY  
Penn. Electronics Technology Company  
Pittsburgh, Pennsylvania 15235

## Solid State Circuitry

"If something can go wrong, it will!" This saying hangs on the wall of my shack and also above my bench at work. To anyone involved in electronics it is a familiar happening. Some construction projects don't work at all after they are completed; others work in a half decent fashion; or a circuit decides to lay an egg after months of perfect operation. It's all part of the game we've all been through. Winning the game can be pretty tough though.

In this article I will try to give you some "down-to-earth hints and techniques to make the hard game of troubleshooting a little easier for you to win. I do not think it useful to explore the aspects of debugging vacuum-tube circuitry since most of us are familiar with these procedures. Instead, I will concentrate on methods of locating difficulties which arise in solid state circuitry.

### Voltage Measurements

The output and input impedances of transistors often are much lower than for vacuum-tubes, therefore a more sensitive voltmeter must be used when you are working on transistor circuits, to read the lower voltages. And a 1000 ohms-per-volt VOM about useless for transistor work because its current requirements will upset many transistor circuits.

To see how important it is to use a sensitive voltmeter when making measurements in a transistorized circuit, take a look at the circuit of Fig. 1. Suppose we want to

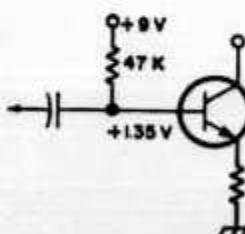


Fig. 1. See Text.

measure the voltage at the base of the transistor. Our schematic indicates it should measure 1.35 volts. If we use a 1000 ohms-per-volt VOM at 2.5 volts full scale, with a sensitivity of the meter resistance is 2500 ohms. What we are actually doing when we make a voltage measurement is putting the meter in shunt with the circuit being checked. In Fig. 1 we see this will reduce the base resistance to an equivalent value under 2500 ohms. Right away we can see that the signal and DC voltages at the transistor will be very upset.

But if we use 20,000 ohms-per-volt VOM, this would be 50,000 ohms on the 2.5 volt range. This is a little better since the more sensitive VOM does not load the circuit as much. An 11-megohm would be best since it would have practically no effect on the circuit being tested.

When making voltage measurements in a solid state circuit, keep in mind that low meter ranges are required for low voltages. As an example consider a vacuum-tube circuit in which the plate voltage is supposed to be 300 volts. If for any reason there is a 10 percent decrease in plate voltage, we find 270 volts, a very visible change on a 350 Volt full scale range.

Now let us assume a transistor collector circuit in which we are looking for a potential of 6 volts. If this has dropped 10% we would find 5.4 volts. The percentage difference in both cases is the same and for the vacuum-tube circuit it would be very easy to detect a 30 volt difference. But a difference of 0.6 volt would be difficult to recognize, when working with low voltages on a high range scale. It is always good practice to choose a range where the meter needle will swing above the mid-scale point. This will help to make slight deviations in voltages more apparent.

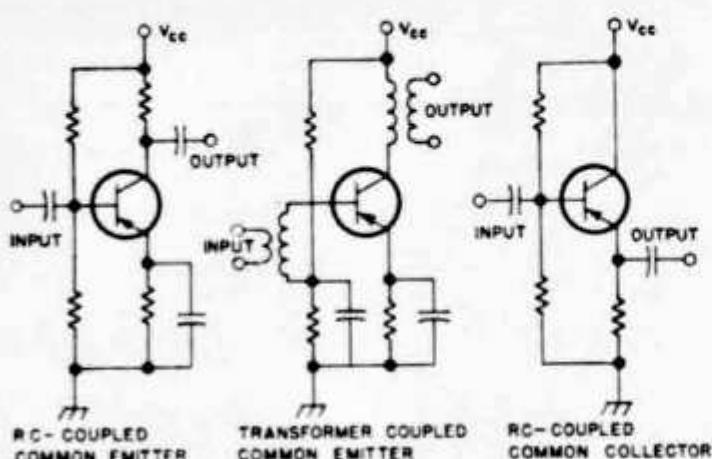


Fig. 2. Three common types of transistor amplifier circuits.

Voltage checking of transistor amplifiers is generally rather simple because they usually include an emitter resistor as part of the temperature stabilization network. By making voltage measurements across the emitter resistor we can quickly determine if the associated transistor and its circuit are functioning normally.

When checking the emitter resistor of an NPN transistor, we connect the positive lead of the voltmeter to the emitter lead and the negative lead to the common ground return point. For a PNP transistor the test leads must be reversed. Be careful in making voltage measurements across emitter resistors; it's easy to get fooled. You may be on the wrong range of your voltmeter. For example, if there is a defect in some component causing the voltage across the emitter resistor to be extremely low (0.2 volt or so), and you are on the ten volt scale of your voltmeter, it would be very easy to conclude that the emitter resistor voltage is zero.

The amount of voltage that you measure across the emitter resistor is a good indication of the trouble present in the circuit. For example, if you measure a potential of zero volts across the emitter resistor, it is likely the emitter resistor is open or disconnected. But take a good look to be sure the resistor is in good condition, and check the soldered joint.

Emitter resistors will seldom fail simply because they are tired. Usually some circuit malfunction causes them to overheat and open. A transistor collector-to-emitter short is one possible cause of a burned out emitter resistor. If you do find an open emitter resistor, or one which is greatly changed in value the associated transistor

should be checked before the resistor is replaced.

Applying voltage of incorrect polarity to the circuit may also burn out the emitter resistor. If the circuit does not operate properly after you have corrected the supply polarity you should check each stage for an open emitter resistor after checking the transistor.

When measuring the collector-to-emitter voltage, be sure to use the correct meter polarity, depending on the type of transistor under test. The voltage you find should be around 50 percent of the collector supply voltage, or higher.

Because the base-emitter voltage is usually a few tenths of a volt, few circuit defects will cause the base voltage to be far from normal when measured with respect to the ground. Unless the base of the transistor is disconnected from its voltage divider network, or the network itself is defective, the base voltage can not change by a very large amount. Small variations in base voltage normally don't cause the circuit to become completely inoperative, unless the base-to-emitter current is abnormal.

### Real Circuits

The three most common types of transistor amplifier circuits are illustrated in Fig. 2. For each circuit, it is easy to estimate the emitter, base and collector voltages to be expected if the transistor and other components are good.

If a high-beta transistor is used in the RC-coupled stage of Fig. 2A, the base current may be neglected in comparison with the bleeder current in the bias network consisting of resistors R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub>. The voltage at the base of the transistor can be calculated by solving the following equation:

$$\text{base voltage} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \text{collector voltage}$$

In the normal low-level amplifier stage with a quiescent collector current of approximately 1 mA, the base-emitter voltage is of the order of 200 millivolts in a germanium transistor, or 700 mV in a silicon transistor. The emitter voltage can be estimated by subtracting this voltage drop from the base voltage.

The emitter current is equal to the emitter voltage divided by the value of the emitter resistor, and the collector current will be about the same. The same analysis applies to the circuits of Fig. 2B-C.

### Current Measurements

Direct current measurements sometimes provide useful clues to the operation of a circuit than voltage measurements. To make current tests, however, the circuit must be broken to insert the milliammeter. For this reason, current measurements are often used only as a last resort.

We can measure the emitter current by connecting dc milliammeter in series between the emitter resistor and the emitter electrode. To do this, remove the transistor from its socket, disconnect the emitter resistor from the emitter electrode and insert the milliammeter leads. If the transistor is soldered in to the circuit, simply disconnect the emitter resistor from its ground return and connect the milliammeter from the ground return to the open end of the resistor. You can also calculate the emitter current by measuring the emitter voltage and the resistor value.

### Finding Open Circuits

When the emitter circuit of a transistor is open the collector current circuit is broken. The floating emitter lead will assume the same voltage as the base terminal, if the BC diode is not shorted. The-emitter-base bias voltage will be zero volts, and the base voltage to ground will be fairly normal.

If the base circuit of a germanium transistor opens, the transistor may go into thermal runaway. A silicon transistor will simply stop conducting under normal conditions, but may also go into the thermal runaway if operating temperatures are high.

When the collector circuit opens, the collector and emitter electrodes will assume the same potential, provided with normal base bias, the transistor has gone into saturation. Another condition which will cause the emitter and collector electrodes to have the same voltages is a shorted transistor. This is more likely to happen with power transistors.

### Various Tests and Measurements

Always test a transistor or diode before inserting it in a circuit. It may be defective.

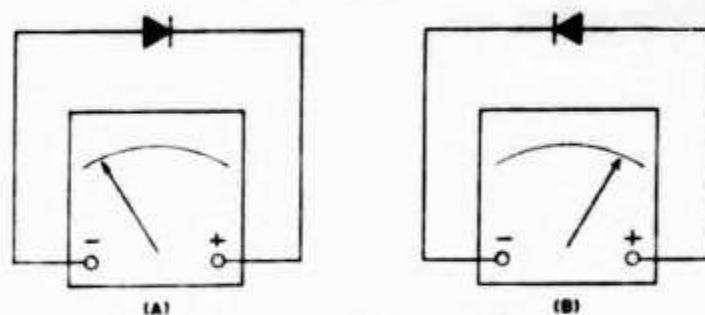


Fig. 3. Checking semiconductor diodes.

And transistors and diodes should be checked when they are suspected as a cause of equipment failure.

Semiconductor diodes are easy to check with an ohmmeter. Diodes should measure 25 to 500 ohms forward and about 250k ohms or more in the reverse direction (Fig. 3). If the diode is tested in the circuit the forward resistance should be about the same. But in most circuits diodes will only measure around 5k ohms in the reverse direction, due to added parallel circuit resistances. If you suspect that the diode is defective make a final check on the reverse resistance with one end of the diode disconnected from the circuit.

You can also make rough checks on transistors with your ohmmeter. If the transistors are not in sockets or cannot be easily removed from the circuit you do not have to disconnect them.

A transistor is basically a pair of diodes placed back-to-back. We can take advantage of this fact for testing, simply by measuring the forward and reverse resistances of the transistor electrodes.

The first step is an ohmmeter test with the collector-base electrodes reverse biased. This is easily done whether the transistor is an PNP or NPN type. Try both directions across the collector and base to find which gives the highest resistance reading. When you have located it, hold the meter leads to the collector and base terminals in place.

Next, observe the resistance reading and then short the emitter to the base; the resistance reading should not change. Remove the ohmmeter lead from the base electrode and connect it to the emitter lead. Now short the emitter to the base; the resistance reading should increase.

If a transistor does not respond as described, it probably is defective. However, weak units, or those which have leakage between elements, might test satisfactorily. These basic tests only indicate when a transistor is completely inoperative.

## Conclusion

Troubleshooting solid state circuitry is sometimes very different from troubleshooting vacuum-tube circuitry. A few points are outlined in our discussion where the testing calls for special precautions or tech-

niques, and some other debugging procedures are much the same. Locating solid state circuit problems should not present much difficulty to the radio amateur who is familiar with basic troubleshooting procedures and solid state theory.

73 MAGAZINE

# Measuring Antenna Gain

John J. Schultz, W2EEY/I

Some basic methods are described for measuring antenna gain using a reference gain antenna as well as methods that can be used when a reference antenna is not available. Even for those who do not plan to use the methods described, reading and understanding them will provide a better insight into the meaning of an antenna gain figure. If one likes to experiment with antennas, either building arrays or experimenting with new forms, a continuing problem is how to measure the gain of an antenna. Of course, the proof of any antenna will always remain in how it performs in actual operation. Also, gain is just a number and by itself doesn't convey any information about the overall radiation pattern(except to say that it is formed in some directive manner). Nonetheless, it is often handy to be able to talk about some gain figure for an antenna.

One can estimate gain by using a new antenna in the same mounting position as an antenna of known gain and comparing many signal reports, switching back and forth between the two antennas, to obtain some reasonably meaningful gain figure for the new antenna. The procedure can be rather tedious, however. This article describes various ways by which the gain of an antenna can be more accurately measured, whether one has an antenna of known gain available or not. Because of physical restraints and the interference produced by atmospheric noise, the described methods work best with VHF antennas. However, with care, the methods can be used with well elevated high-frequency antennas. Another way to check the gain capabilities of a proposed high-frequency antenna design would be to first construct a scaled VHF model of the antenna. Such a model is also very useful to study the impedance and matching conditions necessary for best antenna performance.

### Basic Method

Fig. 1 illustrates the basic equipment setup which is necessary to measure antenna gain.

73 MAGAZINE

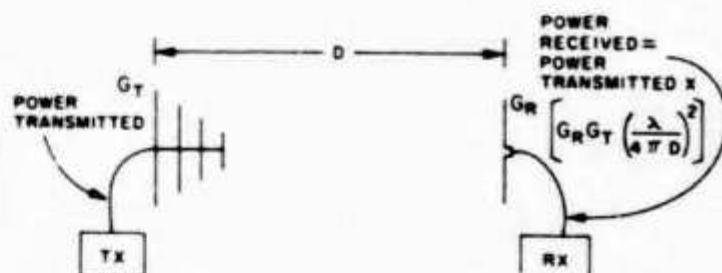


Fig. 1. Basic free-space transmission formula between antennas. Antennas are in the same plane and the transmission line between the equipments and antennas have negligible loss. Loss, if present, can be included as a scaling factor (i.e. a total line loss of 2.5 db will reduce the power received by a factor of .55).

The gain of the antennas and the power transmitted and received are related by the standard transmission equation:

$$P_{\text{transmitted}}/P_{\text{received}} = G_t G_r (\lambda/4\pi D)^2$$

$G_t$  and  $G_r$  are the numerical values of the gain of the transmitting and receiving antenna, respectively. The term in parenthesis is simply a constant.  $\lambda$  is the operating frequency expressed in meters and  $D$  is the distance between the antennas also expressed in meters.

The above equation is true so long as the antennas operate with essentially plane wavefronts. That is, if the antennas are too close there will be an appreciable phase difference between the signal which one antenna receives from the center and the edges of the other antenna. So, for good measurements,  $D$  in the above equation should at least be equal to about  $2L^2/\lambda$ .  $L$  is the longest lineal length of the antennas being used and  $\lambda$  is the operating frequency. For instance, if an antenna were to be tested on 2 meters which had a maximum length of 3 meters, or about 10 feet, the test antennas would have to be separated by at least 9 meters, or about 30 feet. Generally, there is no difficulty in meeting the separation requirements unless one is dealing with very large antennas at very low frequencies.

The necessary power measurements can be accomplished in several ways. A wattmeter can be used in the transmitting antenna's

transmission line or the *rf* voltage across the line measured and the power calculated. The line itself should be operating as close to a 1:1 swr ratio as possible. The receiving antenna power can be measured in essentially the same manner or if the gain of the receiver is accurately known, it can act as a power indicating device. Again, the impedances between the antenna, transmission line and receiver input must be correctly matched. Still another method is possible if only the power output of the transmitter can be measured. The transmitting power is adjusted for some convenient reference level on the receiver (receiver avc is off). The receiver "S" meter, if it is the type that functions with the avc disabled, or an audio output meter, if the transmitter is tone modulated, can be used. The transmitter is then connected to the receiver and its output level slowly increased (using an attenuator network or by varying an operating voltage which controls the output power) until the same reference level is obtained. The power level required will be the same as the received power.

If one operates only on a specific VHF band and wishes to construct a sort of "instant reading" gain meter, this can be done by using a dipole as the receiving antenna and placing an *rf* rectifier circuit and meter directly at its terminals. As long as the distance between the transmitting antenna and the receiving reference antenna is kept constant and as long as the input power to the transmitting antenna (of unknown gain) is always the same, the meter can be calibrated directly in terms of antenna gain. It is only necessary to use several antennas at the transmitting end of known gain first in order to establish the calibration of the receiving antenna "gain" meter. Such a device can be a great deal of fun and use during competitions at field days, etc. for the best antenna designs. Aside from the distance and power considerations mentioned, however, the only requirement for the FD "wonder" antennas tested is that they be capable of producing near unity swr in the transmission line to the transmitter. Unless this condition is met, the "gain" meter readings will not be valid in either an absolute or comparative sense. The basis for the calibration of such a meter should become clearer from the following test situations.

#### **Gain Using a Standard Reference Antenna**

If one has constructed an antenna of known directivity gain and wishes to determine the gain of an untried antenna design, the setup of Fig. 1 can be used. The trans-

mitter output power and received power are measured and the gain is calculated from the formula previously given, knowing the antenna separation and the operating frequency (using the untried antenna as either the transmitting or receiving antenna). For instance, if the reference antenna used is considered to have a gain of 10 db, the original formula can simply be restated as:

$$G = (4\pi D/\lambda)^2 P_{\text{received}}/P_{\text{transmitted}}$$

Thus, if an antenna were tried on 2 meters at a distance of 10 meters and the power received were 1/10 of a watt for a 10 watt transmitter output, the gain would be:

$$G = (4\pi 10/2)^2 \frac{1/10}{1/10} = 36 = 15.5 \text{ db}$$

This gain is in reference to the gain of the reference antenna (a  $\frac{1}{2}\lambda$  dipole, for instance).

In practice, however when one can move the antennas under test about easily, a much more simplified procedure is possible. The transmitter is connected to some available antenna. At a reasonable distance away, the standard or reference antenna is connected to a receiver. The transmitter power output and receiver gain are adjusted to produce some convenient reference level. The transmitter power output is noted. Then, the antenna under test is substituted for the reference antenna. The transmitter power output is re-adjusted to produce the same reference reading on the receiver. If the test antenna required only 1 watt of transmitter power to produce the same receiver reference level as when 10 watts were used with the reference antenna, the gain of the test antenna is simply  $10 \div 1$  or 10, which also happens to be 10 db. Remember that the numerical power ratio must be converted using a db power curve for db gain expression. Again, the antenna gains obtained by this method will all be referenced to the assumed unity gain (0 db) of the reference antenna.

#### **Gain of Two Identical Test Antennas**

Suppose that one had two identical antennas and did not know the gain of either nor had any reference antenna of known gain available. Surprisingly enough, the gain of the test antenna design can still be easily found. If the gain of both antennas in the test setup shown in Fig. 1 is the same, the original gain formula is re-arranged in the form:

$$G = 4\pi D/\lambda \quad P_{\text{received}}/P_{\text{transmitted}}$$

The received power and transmitted power can be measured with some specific antenna separation and the formula will yield the gain

of either antenna (as a numerical value, not in db). If the received power cannot be measured directly, the receiver can be used just to establish a reference level and the transmitter connected alternatively to one of the test antennas and then directly to the receiver to establish a power ratio that can be used in the formula.

The gain figure obtained from this procedure is mathematically related to a so-called isotropic antenna which radiates equally in all directions. A  $\frac{1}{2}\lambda$  dipole antenna when used with this procedure should show a gain of slightly over 2 db—since it does concentrate its radiation broadside to the line of the antenna. Thus, if more complicated antennas are checked by this method the gain figure obtained must be reduced by 2 db if a comparison is desired with other antenna gain figures which use a  $\frac{1}{2}\lambda$  dipole as a reference.

This procedure is frequently used to establish the gain of reference or standard antennas against which test antennas can be compared.

#### **Gain of Three Different Test Antennas**

Suppose that one had a group of three antennas none of which appear to have the same gain and no reference gain antenna is available to compare them against. By a variation of the previous procedure, the gain of all three antennas can still be established.

The antennas are arranged as shown in Fig. 2. The distances between them need not be equal but is assumed so to simplify this description. Using the basic transmission formula and when station 1 transmits, the following formulas are obtained, each of which produces a simple number when the measured values are inserted.

$$G_1 G_2 = (4\pi D/\lambda)^2 P_{rec. 2}/P_{trans. 1} = A$$

$$G_1 G_3 = (4\pi D/\lambda)^2 P_{rec. 3}/P_{trans. 1} = B$$

Next station 2 transmits and the following relationship is determined:

$$G_2 G_3 = (4\pi D/\lambda)^2 P_{rec. 3}/P_{trans. 2} = C$$

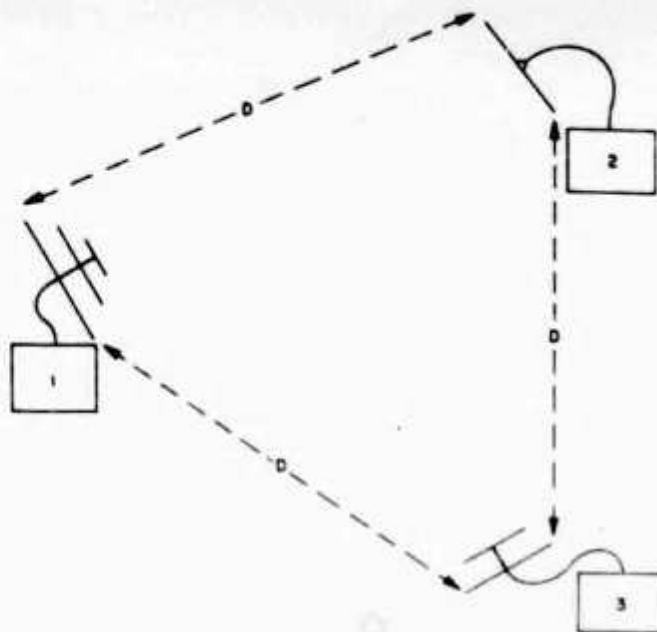
Since three constants and three interrelated gains are concerned, the gain of each antenna can be found:

$$G_1 = AB/C \quad G_2 = AC/B \quad G_3 = BC/A$$

Again, the gains will be in numerical form and must be converted to db values. Also, the gains will be referenced to a theoretical isotropic antenna and must be reduced by 2 db for comparison to gains related to a  $\frac{1}{2}\lambda$  dipole.

#### **Precautions**

The basic transmission formula used actually derives from optic equations, although it is the standard radio transmission formula. It



**Fig. 2.** As described in the text, the gain of three dissimilar antennas may each be found although the gain of none of the antennas is known. D, distance between antennas, need not be equal. The only requirement is that all the antennas have the same polarization.

does not take into account any other signals being present except the transmitted one in space. At high enough frequencies, this condition is reached with radio transmissions but at lower frequencies an antenna will receive noise signals as well as the desired signal. Therefore, allowance must be made, if possible, for the error caused by noise reception. If the received power levels are high compared to the received noise level, the noise effect may not be significant. At great distances and with low power levels meaningful results cannot be obtained.

Some other general precautions are:

1. Both antennas must be oriented for maximum signal before measurements are made. It can happen that maximum radiation does not coincide with the geometric center of an antenna.
2. The formula is based on line-of-sight transmission. Reflections, including those from inadequate antenna height, should be avoided.
3. The antennas must be separated sufficiently to produce a plane wave.
4. Correct impedance matches must exist throughout the transmitting and receiving terminals.
5. If the receiver is used as a power level indicating device, its gain must be reasonably stable or should be frequently checked. It must be operated in its linear range without overloading and with its avc off.

The use of a low power transmitter whose power output can be readily varied was as-

sumed. A signal generator of sufficient output power can also be used. If one uses a method such that connection of the transmitter to the receiver for reference level setting is not necessary, a transmitter of fixed power output of any level can be used.

#### Summary

When commercial laboratories make gain measurements using some of the methods described they take elaborate precautions to avoid effects that will alter true gain readings. However, even with simple equipment—even the regular station transmitter and receiver in many cases—meaningful results can be obtained.

Even if one does not measure the gain of any antennas, the material in this article

should give a better insight to many amateurs as to how the gain figure for an antenna is determined. Particularly, it should clarify how antenna gain is always related to some reference. Thus, unless one knows the reference, one can easily read good-sounding but not really useful gain figures for some antennas.

Finally, it should be appreciated that gain is *only* a numeric and not the only meaningful characteristic of an antenna, although too to gain figures. Other factors such as the vertical and horizontal radiation pattern forms, front-to-back ratio, impedance, bandwidth, etc. are just as important and, indeed, in some applications more significant for best communication than gain.

...W2EEY/1

## Adaptation d'un transformateur classique

### AUX REDRESSEURS MODERNES

Il est souvent possible d'éviter l'achat d'un transformateur à secondaire adapté à l'emploi des redresseurs de jonction silicium — ou le rebobinage qui répugne à certains) d'un nouveau secondaire sur le primaire 0-110-220 d'un transformateur classique récupéré. Il est possible d'employer tel que un transformateur de récepteur prévu pour attaquer un redresseur à valve à cathode chaude — en le montant à l'envers (figure 1).

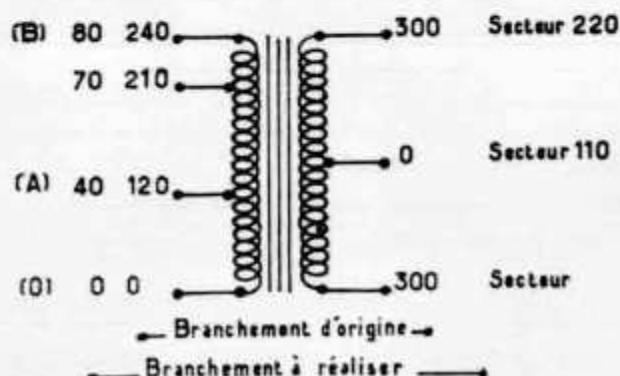
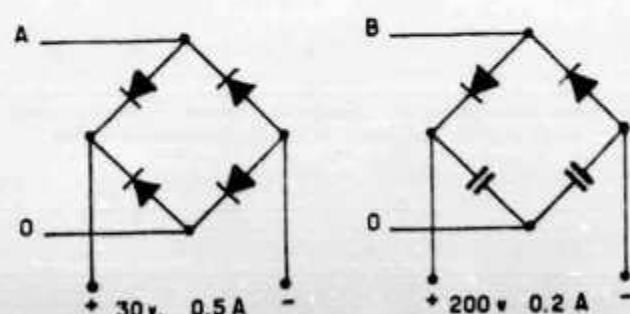


FIGURE 1

On pourra obtenir par exemple de quoi alimenter un montage basse tension (figure 2) ou un montage fonctionnant sous une tension de l'ordre de 200 V (figure 3). Il faut se rendre compte que ce mode de branchement conduit à une résistance interne relativement



FIGURES 2 et 3

grande pour le transformateur ainsi branché, mais à un champ de fuites réduit. Cette méthode n'a pas que des inconvénients — et peut par exemple réduire la dissipation du transistor « ballast » d'une alimentation régulée à transistors alimentée suivant l'exemple 2. Il a aussi été possible d'incorporer facilement un transformateur classique de récupération dans un magnétophone suivant la figure 4. Compte tenu des pertes dans le cuivre, il a fallu ôter environ 250 spires à l'ancien demi-secondaire haute tension qui est maintenant branché entre les prises 110 et 220 V de raccordement au secteur.

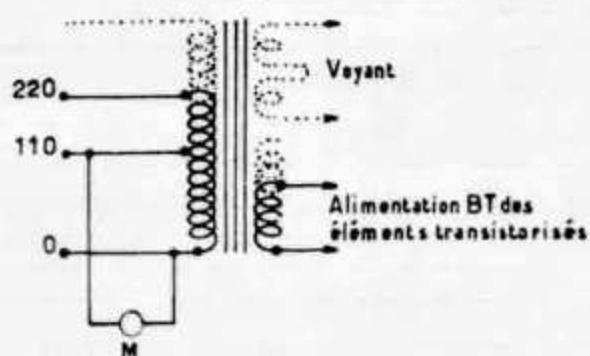


FIGURE 4

L'amateur de voyants basse tension pourra alimenter une ampoule de lampe de poche par les enroulements prévus pour le chauffage... à condition de les connecter en série et dans le bon sens!

La méthode étant simple, nous nous permettons de la suggérer aux OM peu fortunés ou simplement soucieux de liquider leur stock d'antiquités. Bien entendu, les valeurs numériques indiquées varieront avec les caractéristiques du transformateur récupéré.

J.-C. Richard F3HT.

#### **UN VXO A TRANSISTORS**

MPELHATE : E3ZZ

Avec l'augmentation rapide du nombre des stations travaillant dans la bande 144 MHz, il devient impossible d'écouter valablement et dans un temps relativement court, 1 minute par exemple, une plage de 2 MHz.

Avec l'apparition de la BLU les récepteurs devront être réglés, non plus à 10 kHz près, mais à 0,1 kHz près. Dans ces conditions une écoute convenable de la bande 144 demanderait 20 minutes à chaque balayage !

Pour les bandes décamétriques, beaucoup moins larges pourtant, le problème a été résolu soit par l'écoute limitée à 10 kHz de part et d'autre de la fréquence d'émission, soit par l'utilisation du transceiver.

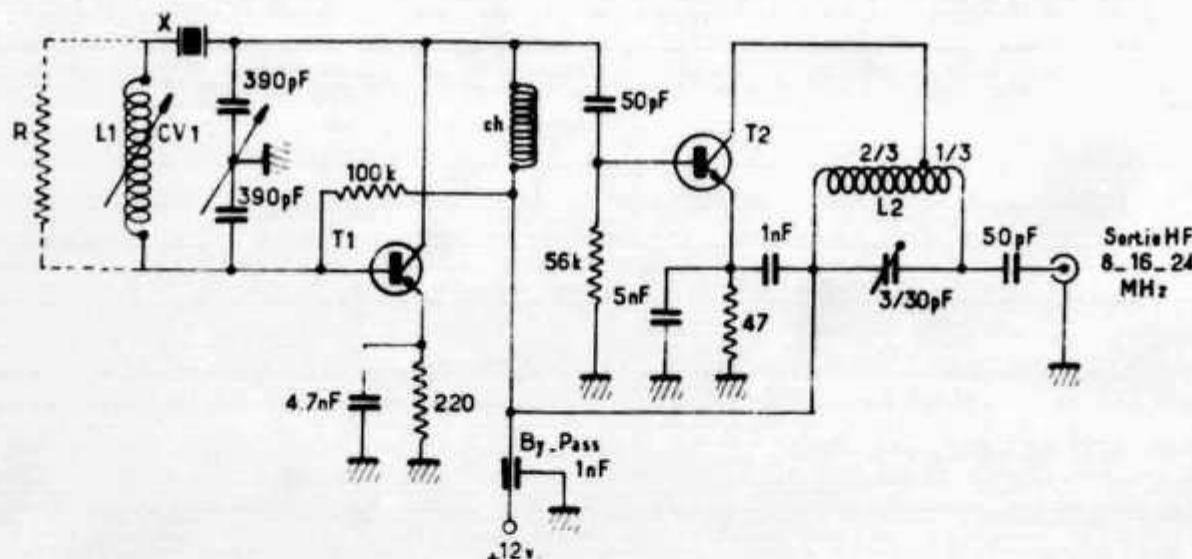
Sans aller jusque là, il devient nécessaire en VHF d'avoir la possibilité de déplacer sa fréquence d'émission de manière à se trouver dans la plage écoutée par le correspondant éventuel, de façon à signaler sa présence avec le maximum de chance d'être entendu.

Il est souhaitable, lorsque le contact est établi, de reprendre la fréquence habituelle correspondant à la répartition régionale, ce qui permet de minimiser les risques de brouillage entre stations rapprochées.

Dans ces conditions, le pilotage par quartz devient insuffisant. Il faut lui adjoindre, soit un VFO, soit un VXO. Depuis l'apparition des transistors on peut dire que les deux solutions sont également bonnes avec l'avantage de la simplicité pour le VXO en ce qui concerne les VHF.

La plupart des émetteurs 144 MHz utilisent (à l'étage pilote) des quartz dont la fréquence fondamentale se situe entre 8.000 et 8.111 MHz avec un facteur de multiplication de 18.

Dans le VXO décrit ci-dessous, un de ces quartz contrôle la fréquence du circuit oscillateur. La bande couverte en agissant sur les éléments extérieurs au cristal, tout en conservant la stabilité d'un oscillateur classique à quartz, est de l'ordre de 100 kHz. La tension de sortie, de l'ordre de 10 V.



**T1 = T2 = 2N2219.**

L1 = 20-25 µH - 50 spires jointives en fil 5/10 émaillé, sur mandrin Métox Ø 12 mm, avec noyau.

L2 = Résonne sur 8 MHz : prise du collecteur au 2/3 côté froid

CH = bobine de choc type R100

**R** = 50 à 100 kΩ. Facultative : facilite le démarrage de l'oscillation pour certains quartz.

$\chi = \text{Quartz B.A.B-11 MHz}$

est suffisante pour attaquer la plupart des émetteurs 144 MHz.

Le schéma est simple et ne demande pas d'explications particulières.

— Le transistor T1 est un oscillateur à quartz associé à deux éléments variables L1 et CV1 qui ont pour effet d'abaisser la fréquence propre du cristal.

Le transistor T2 est un étage séparateur amplificateur. N'importe quel transistor NPN au silicium ayant une fréquence de coupure supérieure à 100 MHz et une puissance collecteur de l'ordre de 500 mW peut être utilisé. Le type 2N2219 est recommandé.

— Le circuit de « glissement » est constitué essentiellement par L1 et CV1.

Les caractéristiques de L1 en série avec le quartz déterminent l'excursion de fréquence pour une valeur donnée de CV1. Son coefficient de surtension doit être aussi élevé que possible et sa fréquence de résonance propre doit être plus élevée que celle du cristal. Lorsque les deux fréquences se rapprochent, l'effet de « glissement » augmente mais le cristal contrôle de moins en moins la fréquence de l'oscillateur qui devient un mauvais VFO.

Le condensateur variable CV1 est un modèle standard utilisé sur les postes de radio-diffusion. Sa valeur n'est pas critique : elle est de l'ordre de 2 x 390 pF. Si les deux

cages ne sont pas identiques, on reliera les lames fixes de celle qui présente la plus faible capacité au collecteur de T1.

— La réalisation se fera avantagéusement sur une plaque de circuit imprimé que l'on fixera sur la plaque arrière de CV1. Le tout sera monté dans un coffret métallique aussi rigide que possible. (Si vous ne recherchez pas l'esthétique, une boîte de lait concentré fera très bien l'affaire !)

Prévoyez deux trous dans le coffret pour les réglages de L1 et L2. L1 sera réglé avec les lames engagées au maximum de manière à obtenir la fréquence la plus basse compatible avec une très bonne stabilité. (Ce réglage est fonction du quartz utilisé : certains permettent une variation de plusieurs centaines de kHz, d'autres refusent de glisser de plus de quelques dizaines de kHz.) L2 sera réglée pour obtenir le maximum de HF au centre de la bande couverte, le VXO étant relié à l'émetteur par une longueur de câble coaxial aussi courte que possible.

Si la réalisation est soignée, tant du point de vue mécanique que du point de vue électrique, vous obtiendrez avec ce VXO une stabilité identique à celle obtenue à partir d'un oscillateur à quartz classique.

N.B. — Le transistor 2N2219 coûte 3,90 F HT, chez TEXAS. Bibliographie 73 Magazine Feb. 1965, pp. 10-11.

Radio-REF



... No idea what they are but they were so cheap thought they might come in useful ...

# SHIFT MONITOR FOR RTTY

USEFUL AND PRACTICAL DEVICE  
FOR THE  
OPERATIONAL STATION

R. W. ADDIE, M.A., F.I.E.E. (G8LT)

(Chairman, British Amateur Radio Teleprinter Group)

TUNING a frequency-shift RTTY signal by ear to give quick and solid copy is difficult in good conditions and almost impossible in bad.

The monitor to be described removes the guesswork from this operation and additionally supplies a number of useful pieces of information about the signal under scrutiny. It can be used not only to assist the tuning of the receiver so that the correct audio tones are fed to the TU but it can be calibrated to read the amount of shift and its direction, as well as the presence of selective fading, which can affect the mark and space signals differently.

No originality is claimed for the basic design which was originated by Bruce Meyer WOHZR. The writer has made a number of changes and turned it into practical hardware, using parts on hand. It is now an indispensable piece of kit in the shack.

For the benefit of newcomers, a teleprinter signal is composed of two separate signals, referred to as "mark" and "space," which signals finally actuate the printer

magnet, usually operated in the double-current mode. At the transmitter the steady carrier gives the "mark," or resting signal, while the "space" signal, which triggers the printer, is obtained by shifting the carrier frequency by 850 cycles. At the receiver, this shifted signal, which also carries the intelligence, is received as if for CW with BFO on. By convention, the tuning is adjusted until the "mark" signal produces an audio tone of 2125 c/s, and if the international shift standard of 850 c/s is used, it follows that the "space" signal tone will be 2975 c/s (mid-frequency being 2550). These tones have become standard since narrow-tone filters invariably follow the receiver at the input to the Terminal Unit, which tailors the waveform prior to it being made to operate the keying relay or keyer stage.

This shift or X, monitor as it is sometimes referred to because of its form of display, accepts the received signal at the two frequencies mentioned. A series circuit of C3, L1 is interposed before the two output valves. While this is not essential, it is desirable to keep the trace lengths roughly equal at the two frequencies. It is resonant towards the "mark" frequency and its "Q" can be low.

## Circuit Points

In practice, it may be found that the trace length at the centre frequency to which C8, L2 is resonant, is much longer than the mark and space traces, and a change in value of R5 could be tried so that the lengths of the trace remain fairly constant over the range 2125 to 2975 cycles.

The key to the monitor lies in the circuit L2, C8 which

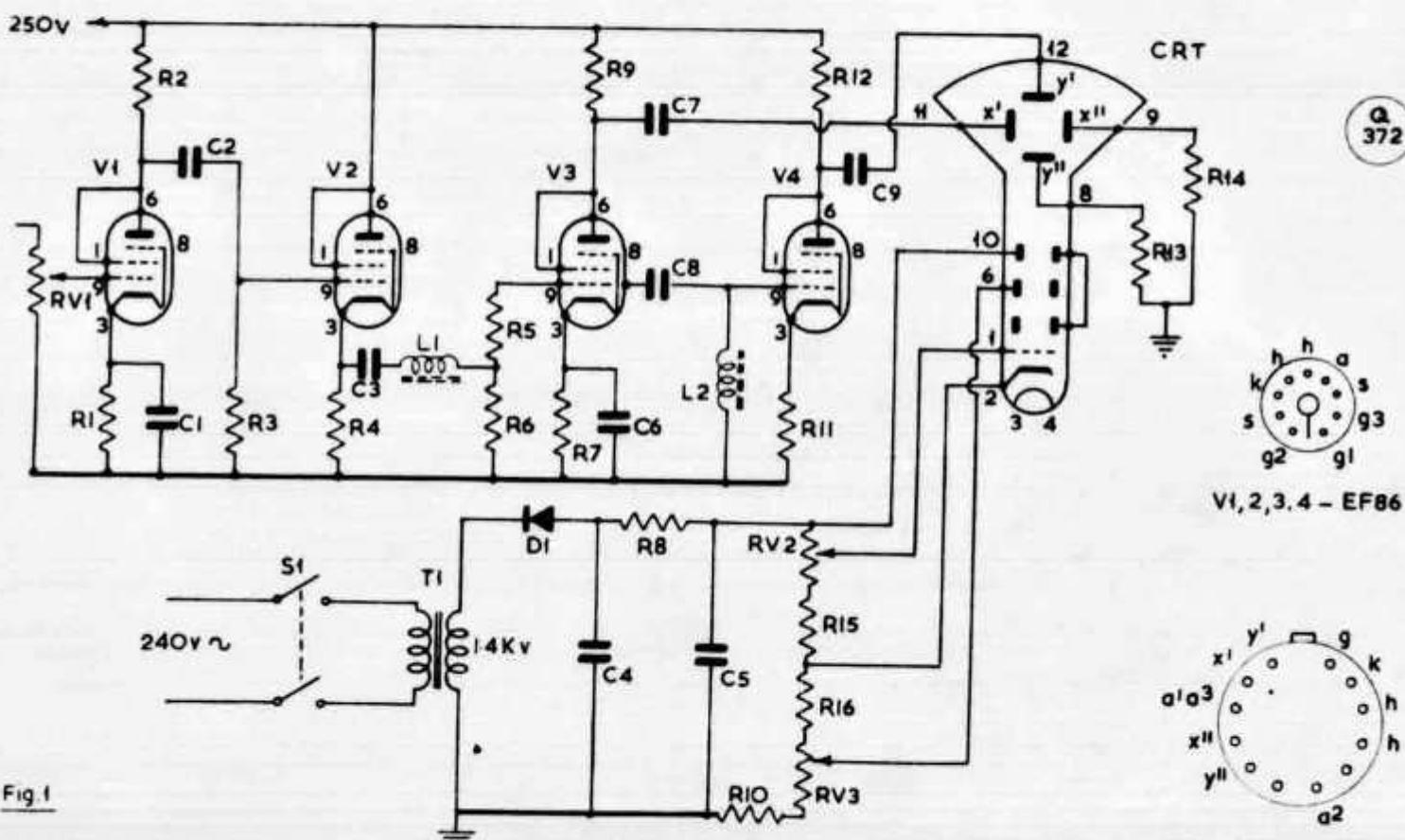
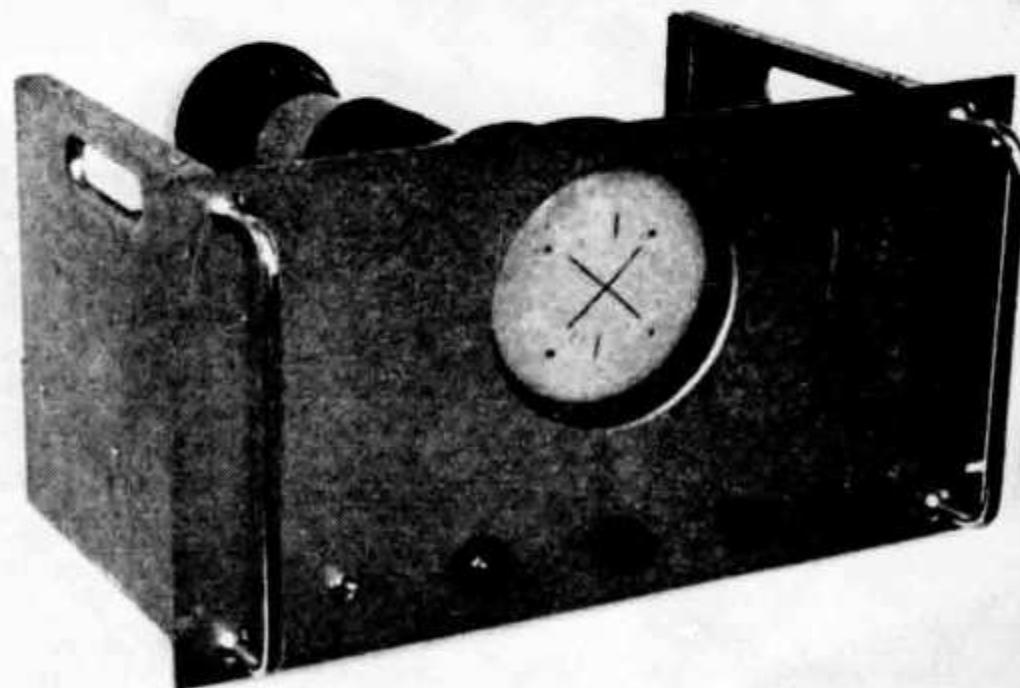


Fig. 1. Circuit of the Monitor Unit. Values are : C1, C6, 25 $\mu$ F ; C2, 470  $\mu\mu$ F ; C3, .05  $\mu$ F ; C4, C5, 0.1  $\mu$ F, rated 2.5 kV ; C7, C9, .02  $\mu$ F ; C8, .0075  $\mu$ F ; R1, R4, R6, R7, R11, 2.2K ; R3, 330K ; R2, R9, R12, R13, R14, 100K ; R5, 10K ; R8, 60K ; R15, R16, 250K ; RV1, 500K ; RV2, 50K, brightness ; RV3, 500K, focus ; V1-V4, EF86, triode connected, or similar ; CRT, VCR-97, with contacts 5, 7, 10, strapped externally ; and rectifier, Sentercel K8-40-C57. R10 is one meg. ohm—see text.

CRT : VCR 97 - ECR 60

General impression of the shift monitor unit for RTTY (radio amateur teleprinter) setting up, designed and constructed by G8LT and described in his article. As photographed, the instrument shows the calibration for an 850-cycle shift, centre-frequency of 2550 c/s, and smaller marks for narrow-shift T/P signals, at 170 c/s. The diagonals are respectively the "mark" and "space" indicating traces on the face of the tube—see text.



is made resonant at 2550 c/s and at this frequency the voltages appearing at the anodes of V2 and V4 are phased 90° and produce a vertical straight line or narrow ellipse. As the input frequency is varied from this point, the vertical line tilts either side of the vertical about an axis in the screen centre to some 45° either side of the vertical. These limits occur when the voltage on the X and Y plates are, on one hand, in phase and on the other phased 180°.

The circuit is straightforward. V1 accepts the mark and space frequencies and amplifies them normally and is followed by V2, a cathode follower stage where the amplitude equalisation of the traces is achieved and V3 and V4 feed the display tube with two signals, one of which is shifted in phase by 180° to the other by means of C8, L2. Valves V1 to V4 are all EF86's triode connected. (There was no magic in this choice, they were on hand and any comparable valve would do equally well.)

A word on the two inductances may be helpful although here again their use is by no means mandatory. Both L1 and L2 can use a *Mullard* Vinkor 25 mm. assembly No. LA-2330:

$$\left. \begin{array}{l} L_1 = 136 \text{ mH} = 314 \text{ turns, } 31\text{g.} \\ L_2 = 500 \text{ mH} = 600 \text{ turns, } 35\text{g.} \end{array} \right\} Q = 350/450$$

If a 35 mm. assembly is used, No. LA-2130:

$$\left. \begin{array}{l} L_1 = 136 \text{ mH} = 253 \text{ turns, } 26\text{g.} \\ L_2 = 500 \text{ mH} = 486 \text{ turns, } 35\text{g.} \end{array} \right\} Q = 600/700$$

The CRT is a 6in. VCR-97 (*Mullard* ECR60) which gives a large enough display to carry easily-read and accurate reading of shift. The tube size requires a fairly large chassis and the author's unit has been made to mount on a standard rack. Two power supplies are incorporated; one of 250 volts which supplies V1 to V4 and their heaters and an EHT supply of 1.4 kV. A separate heater winding for the VCR-97 is essential and

it must be insulated to withstand the full working voltage on the tube.

Care should be taken to insulate the spindles of RV2 and RV3. In the unit described it is possible to vary the EHT by secondary tappings on the mains transformer and the value used depends on the deflection sensitivity of the tube. Any change of EHT may require changes to R10, R15, R16 to enable the focus and brilliance controls to operate at mid-travel. A mu-metal screen round the tube is highly desirable. It has also been found that the geometry varies from tube to tube and some tubes failed to give a satisfactory X-trace despite all efforts.

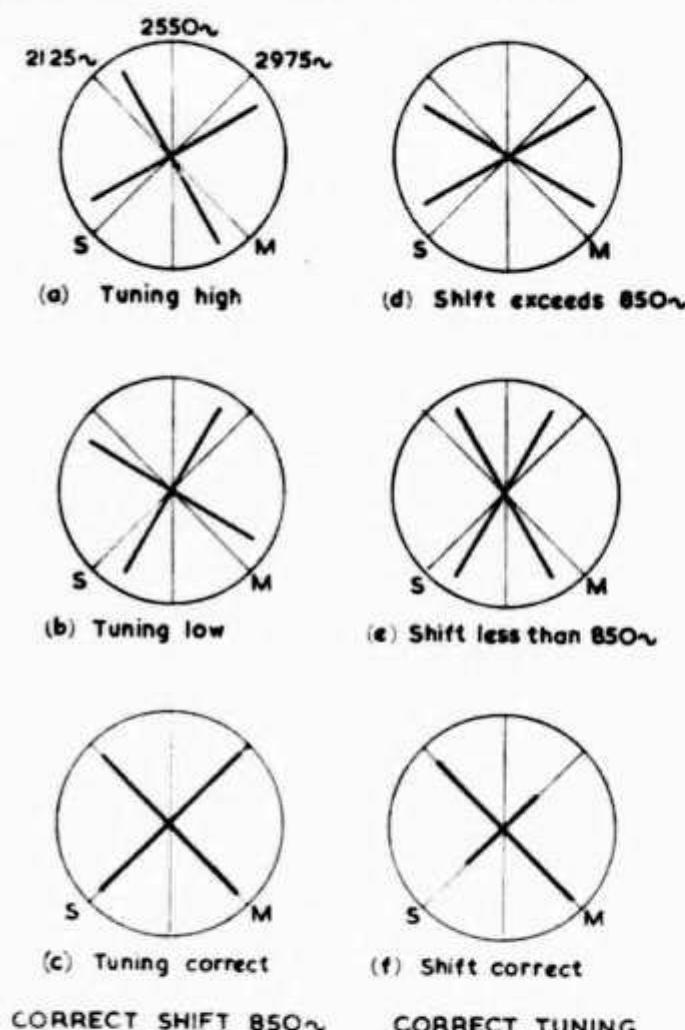
#### Adjustment

Setting up requires an audio source giving at least 2125, 2550, 2975 cycles per sec. An accurate audio oscillator is desirable so that intermediate shifts, such as 425 c/s and 170 c/s can be plotted. As soon as the CR tube is proved to be working and an X-shift obtained in some form, inject 2550 c/s and adjust R5 by substitution to give as narrow an ellipse as possible consistent with sufficient amplitude. Next, switch to 2975 c/s at the same input level and note the amplitude. Switch to 2125 c/s and it may be found that a slight change to C3 will give a similar amplitude to that previously marked. At these frequencies, the trace should be effectively a straight line. Mark on the tube face the positions of the ends of the trace, using a felt pen, or better still *Letraset* transfers.

The "mark," "space" and centre frequencies should be clearly indicated for the 850-cycle shift; intermediate shifts can be noted using the audio oscillator. Align the tube mechanically—see photograph above.

#### Interpretation

Reference to Fig. 2 will show what the unit can do. When first received, a standard RTTY signal may look as at (a) Indicating that the audio frequencies at the Rx output are high. As the tuning is varied, the whole



**Fig. 2. Diagrammatic representation of the traces to be expected—see text.**

X-trace rotates about its centre and if the tuning is low, will look as at (b). At (c) is shown the signal correctly tuned with the trace aligned on the calibration. The printer can then be switched in. Sometimes, it is found that the mark and space signals are reversed and most TU's have a switch for correcting the reversal. Very little practice is required to recognise this condition from the CRT display as the "mark" signal tends to predominate and it can be seen whether it shows against "M" or "S" on the tube.

A received signal whose shift is in excess of 850 c/s will look as at (d) and conversely, a narrow shift appears as at (e). There is a tendency for some DX stations to use a narrow shift of 170 c/s to combat QRM. This can be seen on the monitor quite easily but usually requires a change of filter in the TU itself. Sometimes the amplitude of the two arms of the X-trace will be seen to be unequal and varying due to the presence of selective QSB. The monitor shows clearly the presence of adjacent signals, which appear as extra arms on the pattern and it may be used easily to zero the station transmitter on to the distant station with complete accuracy. If a TU of the AP.100386 type is used the monitor input can, with advantage, be taken from the front jack socket since this is preceded by some very good audio filtering which enhances the display.

*Short Wave Magazine*

## AM-Sender für 2 m

(Nach Telefunken-Unterlagen von Karl Heinz Kersten)

Bei Transistor-AM-Sendern kleiner und mittlerer Leistung wurde bisher vorwiegend die Kollektorspannungsmodulation angewendet. War ein hoher Modulationsgrad bei kleinem Klirrfaktor gefordert, wurde zusätzlich an der Basis der Endstufe oder in der Vorstufe mitmoduliert. Die zusätzliche Modulation erforderte einen Mehraufwand. Außerdem vergrößerte besonders die Vorstufenmodulation die Rückwirkung auf den Oszillator. Diese Rückwirkung kann eine unerwünschte Frequenzmodulation zur Folge haben, die sich nicht mehr eliminieren lässt.

Ein weiterer Nachteil der Kollektorspannungsmodulation ist der meistens erforderliche Nf-Ubertrager, der wegen seiner Größe und seines Gewichts beim Aufbau kleiner transportabler Sender sehr hinderlich ist. Schaltungen zur Kollektorspannungsmodulation ohne Nf-Ubertrager bedingen einen zusätzlichen Leistungsverbrauch. Um diese Nachteile zu vermeiden, wurde der in der vorliegenden Arbeit beschriebene Emitterstrommodulator entwickelt, dessen prinzipielle Wirkungsweise erläutert wird.

Mit dem Emitterstrommodulator erreicht man Modulationsgrade bis 100 % bei relativ kleinem Klirrfaktor. Da kein Nf-Ubertrager erforderlich ist, eignet sich der Modulator vorzüglich für Miniaturbauweise.

Es wurde ein Sender für 150 mW Ausgangsleistung bei 195,5 MHz nach diesem Prinzip aufgebaut und erprobt. Die Endstufe ist mit dem Hf-Transistor BFS 50 und der Modulator mit dem Schalttransistor 2N 2222 bestückt. Beide Transistoren erwiesen sich als besonders geeignet für diese Schaltung.

### Prinzip der Emitterstrommodulation

Betreibt man einen Transistor-Hf-Verstärker im C-Betrieb, dann ist in

einem weiten Aussteuerbereich die Ausgangsamplitude proportional dem mittleren Emitterstrom. Steuert man diesen Emitterstrom mit einer Stromquelle im Takte einer Modulationsfrequenz, dann erscheint am Ausgang des Verstärkers ein moduliertes Hochfrequenzsignal. Um eine Stromsteuerung zu erreichen, muß die Stromquelle möglichst hochohmig sein bzw. der HF-Verstärker muß für die Stromquelle einen möglichst niederohmigen Lastwiderstand darstellen.

### Die Schaltung

Es wurde angestrebt, einen amplitudensmodulierbaren Sender für Batteriebetrieb mit folgenden Daten zu erstellen:

Mittlere Ausgangsleistung	$P_o$	= 150 mW
Sendefrequenz	$f_{HF}$	= 145,5 MHz
Modulationsfrequenz	$f_{mod}$	= 300 Hz ... 3,4 kHz
Klirrfaktor	$k$ ( $m = 60\%$ )	< 3 %
Klirrfaktor	$k$ ( $m = 95\%$ )	< 12 %
Batteriespannung	$U_B$	= 12 V
Batteriestrom	$I_B$	< 60 mA

Um diese Werte mit geringem Aufwand zu erreichen, wurde folgendes Konzept festgelegt: Ein Quarzoszillator mit anschließendem passiven Dreifachverstärker, eine Treiberstufe und als Endstufe der Emitterstrommodulator. Das Blockschema zeigt Abb. 1.

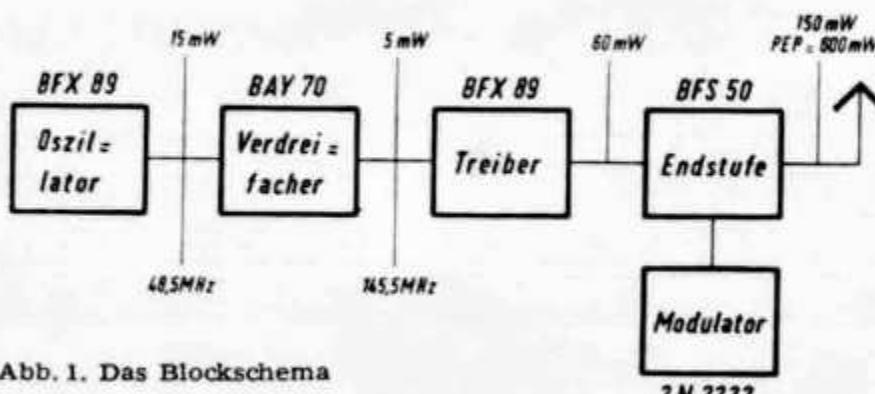


Abb. 1. Das Blockschema

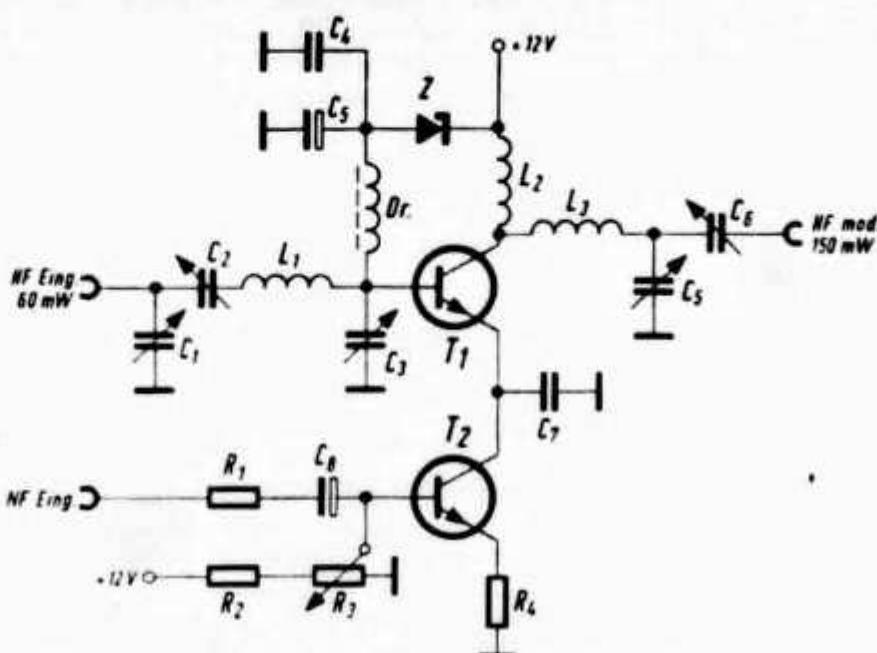
Zuerst wurde der Emitterstrommodulator getrennt aufgebaut und erprobt. Dabei wurde für den HF-Verstärker der niederohmige HF-Transistor BFS 50 verwendet, mit dem in diesem Frequenzbereich bei 12 V Kollektorspannung eine Ausgangsleistung von 1,2 W und 12fache Leistungsverstärkung erreicht werden können.

Die Nf-Stromquelle wurde mit dem Schalttransistor 2N 2222 realisiert. Dieser Transistor hat eine sehr geringe Kollektor-Sättigungsspannung. Die wichtigsten Kennwerte beider Transistoren sind im Anhang angegeben. Abb. 2 zeigt die Schaltung der Senderendstufe mit dem Emitterstrommodulator.

Der Transistor T 1 arbeitet als HF-Verstärker in Emitterschaltung. Eingang und Ausgang des Transistors sind durch Transformationsnetzwerke an  $50 \Omega$  angepaßt. Der Emitter liegt über C 7 HF-mäßig am Massepotential.

Die Basis erhält über die Z-Diode Z und die HF-Drossel Dr eine feste Gleichspannung. Dabei fließt durch die Z-Diode nur der Basisstrom des Transistors T 1 und kein zusätzlicher Querstrom. Das verbessert den Wirkungsgrad der Schaltung. Für die Modulationsfrequenzen bilden die Drossel Dr und der Kondensator C 5 einen Kurzschluß von der Basis des Transistors T 1 zum Massepotential. Dadurch erreicht man, daß der Transistor T 1 für den Transistor T 2 einen sehr niederohmigen Arbeitswiderstand darstellt und somit der Transistor T 2 mit niedriger Kollektorspannung arbeiten kann. Der größte Teil der Betriebsspannung wird jetzt für den HF-Verstärker T 1 als Kollektor-Emitterspannung ausgenutzt. Das ist erforderlich, um bei der gegebenen Batteriespannung die geforderte Ausgangsleistung bei möglichst niedrigem Kollektorstrom zu erreichen.

Mit R 2 und R 3 wird der Kollektorstrom der Transistoren T 1 und T 2



**Abb. 2.**  
Die Schaltung der  
Senderendstufe  
mit dem Emitter-  
strommodulator

eingestellt. Der Kondensator  $C_8$  trennt die Basisgleichspannung des Transistors  $T_2$  vom Nf-Generator.  $R_1$  erhöht den Innenwiderstand des Nf-Generators und bewirkt eine Stromsteuerung des Transistors  $T_2$ . Eine Gegenkopplung über  $R_4$  stabilisiert den Arbeitspunkt und linearisiert die Steuerkennlinie. Der Widerstand  $R_4$  muß dabei sehr klein gewählt werden, damit an ihm nur ein kleiner Teil der Batteriespannung abfällt und die Kollektor-Emitterspannung des Transistors  $T_1$  nicht wesentlich zurückgeht, was aus den angeführten Gründen von großer Bedeutung ist.

Der Transistor  $T_2$  arbeitet in dieser Schaltung als hochohmige Nf-Stromquelle für den Transistor  $T_1$  und steuert dessen Emitterstrom.

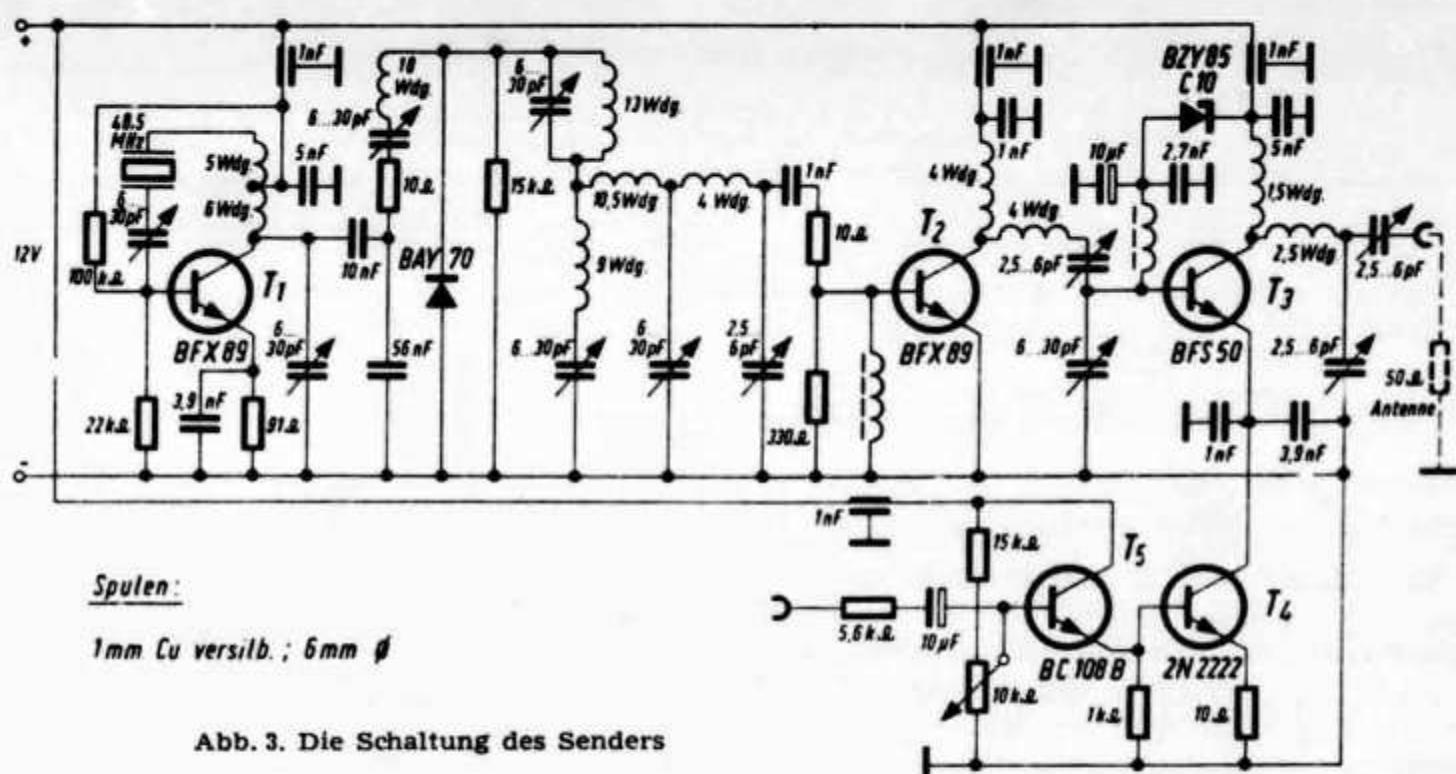
#### Abgleich der Modulatorstufe

Zum Abgleich wird am Hf-Eingang über einem Dämpfungsglied und einem Reflektometer ein Meßsender angeschlossen. Der Ausgang ist über einem Dämpfungsglied mit einem Leistungsmeßgerät verbunden. Dannach ist der Modulator wie folgt abzulegen:

- Einstellen der geforderten Eingangsleistung am Meßsender, in diesem Beispiel ca. 60 mW.
- Mit  $R_3$  den Kollektorstrom auf maximalen Wert einstellen (ca. 120 mA).
- $C_1/C_2/C_3$  auf Anpassung am Eingang abgleichen (minimaler Reflektionsfaktor. Bei nicht vorhandenem Reflektometer auf maximale Ausgangsleistung am Leistungsmesser abgleichen).
- $C_5/C_6$  auf maximale Ausgangsleistung abgleichen.
- Punkte b und c wechselseitig wiederholen, dabei die Eingangsleistung so einstellen, daß eine Ausgangsleistung von 600 mW erreicht wird.
- Mit  $R_3$  den Kollektorstrom verringern, bis die Ausgangsleistung auf 150 mW gesunken ist.
- Nf-Generator anschließen und den gewünschten maximalen Modulationsgrad einstellen.
- Mit  $C_1/C_2/C_3/C_5/C_6$  auf minimalem Klirrfaktor bei gleichbleibender Ausgangsleistung abgleichen.

#### Schaltung eines kompletten AM-Senders

**Abb. 3** zeigt das Schaltbild des Senders. Der Quarzoszillator ( $T_1$ ) schwingt auf 48,5 MHz und gibt 15 mW Hf-Leistung ab. Der darauffolgende Varaktorvervielfacher (BAY 70) verdreifacht die Frequenz auf 145,5 MHz, der Wirkungsgrad beträgt 33 %. Die Treiberstufe ( $T_2$ ) arbeitet im C-Betrieb und



verstärkt die Leistung auf 60 mW. Mit dieser Hf-Leistung wird die Endstufe (T 3) angesteuert. Dem Nf-Eingang des Modulators ist eine Kollektorstufe vorgeschaltet. Sie macht den Modulatoreingang hochohmig und kann aus einer hochohmigen Nf-Quelle gespeist werden. Der Sender wurde mit Sinusspannungen im Frequenzbereich 120 Hz bis 10 kHz moduliert. Dabei wurde der Klirrfaktor und die Stromaufnahme in Abhängigkeit des Modulationsgrades gemessen. Die Meßergebnisse sind in Abb. 4 und 5 aufgetragen.

120 Hz .... 10 kHz

Abb. 4.  
Meßergebnisse,  
siehe auch  
Abb. 5

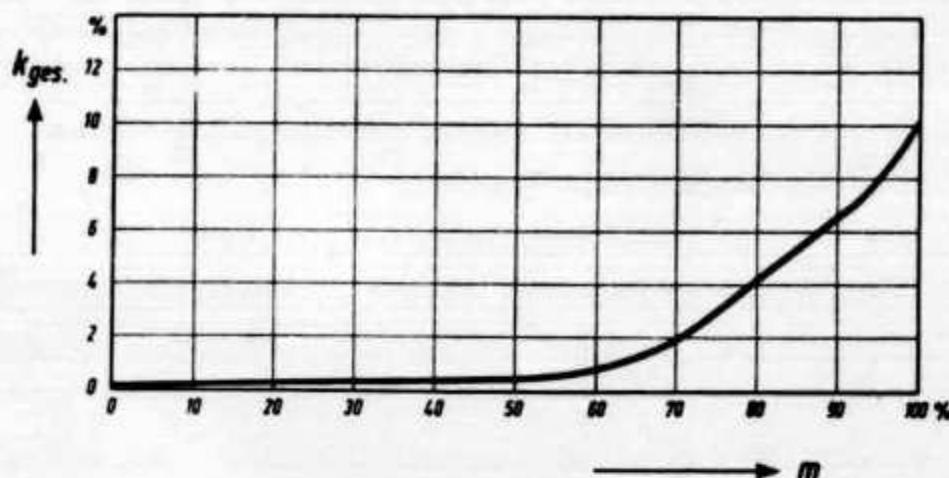
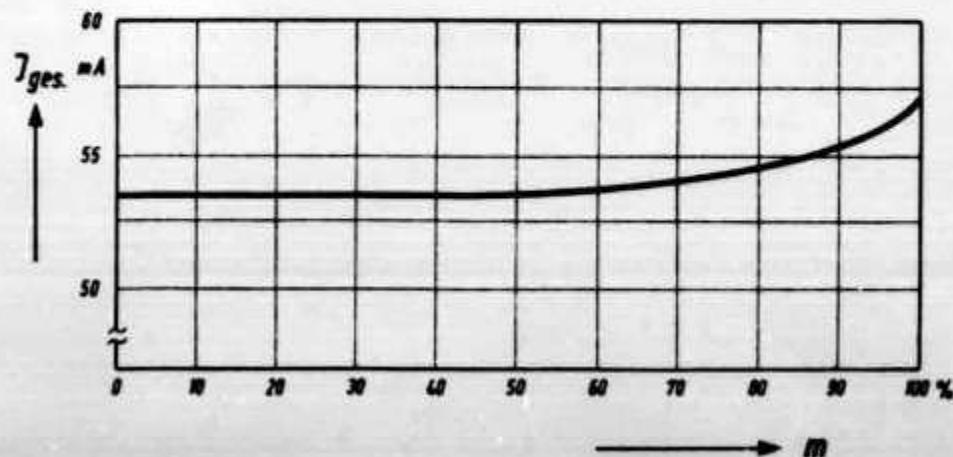


Abb. 5  
(s. oben)



### Die wichtigsten Kennwerte der Transistoren

**BFS 50**

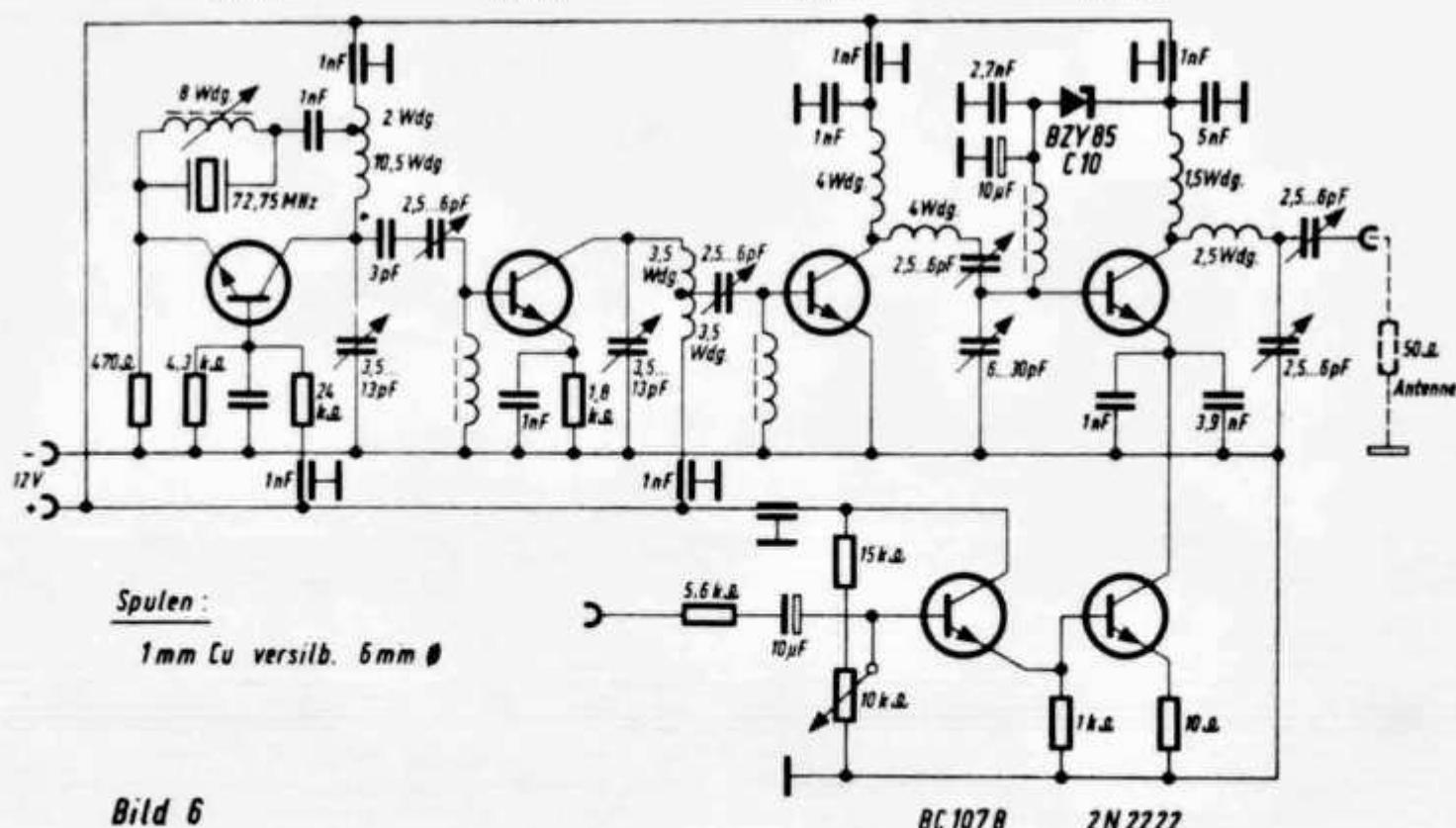
$U_{CEO} = 20 \text{ V}$        $B \text{ typ.} = 40$   
 $U_{EBO} = 3,5 \text{ V}$        $f_T \text{ max} = 800 \text{ MHz}$   
 $I_C \text{ max} = 400 \text{ mA}$        $P_0 \text{ typ.} = 1,2 \text{ W}$

( $f = 400 \text{ MHz}$ ,  
 $U_{CE} = 12 \text{ V}$ ,  
 $P_i = 0,25 \text{ W}$ )

**2N 2222**

$U_{CEO} = 30 \text{ V}$        $B = 75$   
 $U_{EBO} = 5 \text{ V}$        $f_T = 250 \text{ MHz}$   
 $I_C \text{ max} = 0,8 \text{ A}$        $U_{CEsat} = 0,4 \text{ V}$

(bei  $I_C = 10 \text{ mA}$ )

**BFX 89**
**BFX 89**
**BFX 89**
**BFS 50**

**Bild 6**
**BC107B**
**2N2222**
**Abb. 6. Eine weitere Schaltung des Senders**

**Abb. 6** zeigt eine zweite Schaltung des kompletten Senders, die ebenfalls aufgebaut und erprobt wurde. Bei diesem Konzept schwingt der Quarzoszillator auf 72,75 MHz. Der nachfolgende aktive Verdoppler ist mit dem Transistor BFX 89 bestückt. Die Treiber- und Endstufe sind vom 1. Konzept übernommen.

Der Stromverbrauch dieser Schaltung ist um ca. 2 mA geringer, sonst entsprechen die technischen Daten denen der ersten Schaltung. Der Transistor-Vervielfacher hat den Vorteil, daß er weniger Selektionsmittel benötigt und sich leichter abstimmen läßt als der Diodenvervielfacher. Das berechtigt zum Aufwand eines zusätzlichen Transistors.

„Das DL-OTC“

**OM's**

berücksichtigen Sie bitte unsere Inserenten und  
beziehen Sie sich auf die Inserate im OLD MAN

## Multiband-Antenne mit Entkopplungs-Stubs

Von Bruno Quednau, DL 9 ST

Bekanntlich haben ein Parallelkreis und eine am Ende kurzgeschlossene Viertelwellen-Paralleldrahtleitung die gleichen elektrischen Eigenschaften. Beide haben im Resonanzfall einen hohen Widerstand zwischen den Punkten 1 und 2 (Abb. 1).

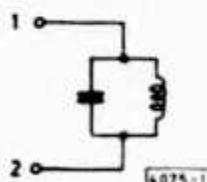


Abb. 1

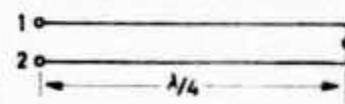


Abb. 2

Den Gedanken, einen für die tiefste Frequenz ausgelegten Halbwellenstrahler durch Einfügung von Parallelkreisen elektrisch abzuschließen, verwirklichte W 3 DZZ in der von ihm erstmalig in der QST vom März 1955 beschriebenen Antenne. Etwas ähnliches machte W. J. Lattin, W 4 JRW, dem ein solches Antennensystem patentiert wurde, mit einer Paralleldrahtleitung.

Eine im Zuge der Antenne befindliche Paralleldrahtleitung wirkt jedoch nicht als Sperrkreis, sondern als Phasendreher. Durch die auftretende Phasendrehung entkoppelt bzw. trennt die am Ende eines Dipols angebrachte, richtig bemessene und am Ende kurzgeschlossene Paralleldrahtleitung den Dipol x von dem für eine weitere Frequenz ausgelegten Strahler (Abb. 2). Bringt man an richtiger Stelle der Antenne weitere solche Paralleldrahtleitungen (Entkopplungs-Stubs) an, so lässt sich die Antenne auf mehreren Frequenzbändern betreiben. Der Eingangswiderstand bleibt dabei für alle Frequenzen gleich.

Die Stubs können aus offener Paralleldrahtleitung, Bandleitung oder Koaxkabel angefertigt werden. Wenn der Verkürzungsfaktor V der verwendeten Leitung bekannt ist, lässt sich die Länge der Stubs aus der Formel

$$\text{Stublänge [m]} = \frac{75 \cdot V}{f_{[\text{MHz}]}}$$

rechnerisch bestimmen.

Der Verkürzungsfaktor V beträgt für

Koaxkabel	0,66
Bandleitung	0,8
Paralleldrahtleitung mit Luftisolierung	0,975
Parallelrohrleitung mit Luftisolierung	0,95

Ist der Verkürzungsfaktor nicht bekannt, so kann er mit Hilfe des Griddipmeters bestimmt werden. Dazu wird ein möglichst langes Stück der Leitung an einem Ende kurzgeschlossen und dann die Resonanzfrequenz dieser Leitung bestimmt. Zur besseren Ankopplung des Dippers sollte der Kurzschluß als kleiner Bügel ausgeführt werden. Die Anzeige ist eindeutig. Aus der gemessenen Resonanzfrequenz und der Länge der Leitung ergibt sich dann der Verkürzungsfaktor aus

$$V = \frac{l_{[\text{m}]} \cdot f_{[\text{MHz}]}}{75}$$

Die am Ende kurzgeschlossene Bandleitung sei z. B. 2 m lang und die mit dem Dipper ermittelte Resonanzfrequenz 30 MHz. Der Verkürzungsfaktor dieser Bandleitung ist dann

$$\frac{2 \cdot 30}{75} = 0,8.$$

Ein nach vorstehenden Gesichtspunkten aufgebauter Dipol für das 10- und 20-m-Band wurde nachgebaut und über ein 60-Ω-Koaxialkabel gespeist. Das mit einem kommerziellen Stehwellenmeßgerät ermittelte Stehwellenverhältnis betrug auf den Resonanzfrequenzen beider Bänder 1,2:1. Für die Herstellung der Antenne wurde Schlauchkabel mit einem Wellenwiderstand von

**240  $\Omega$**  verwendet. Die Abmessungen sind der Abb. 3 zu entnehmen.

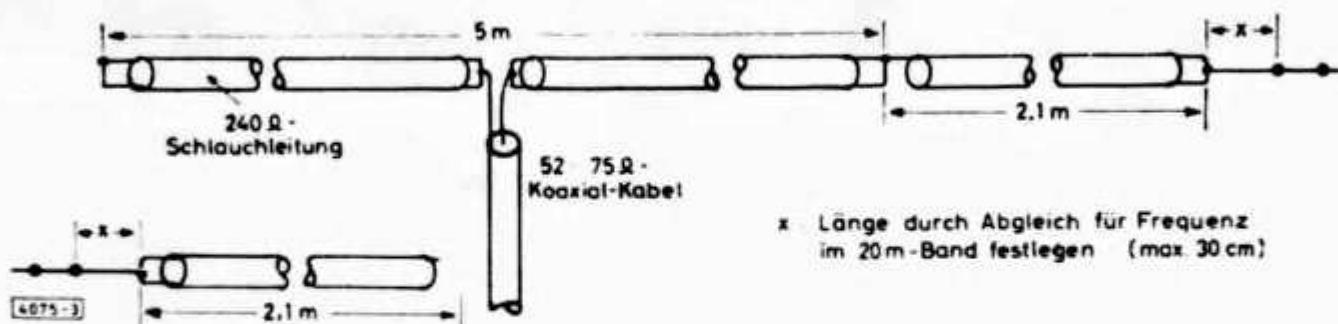


Abb. 3. Links unten aus Formatgründen die linke Fortsetzung der Zeichnung

Da durch das Hintereinanderschalten mehrerer kurzgeschlossener Viertelwellenleitungen auch die Dielektrizitätskonstante des zwischen der Doppelleitung liegenden Mediums wirksam wird, ist die Gesamtlänge einer Antenne mit Entkopplungs-Stubs etwas kürzer als die sich üblicherweise ergebende Länge. Das Berechnen der genauen Abmessungen ist etwas schwierig, so daß es sich empfiehlt, sie erst beim endgültigen Abgleich festzulegen. Durch das Hinzufügen der Stubs wird die Antenne jeweils auf der halben Frequenz resonant.

Beim Aufbau der Versuchsanntenne wollte der Verfasser den Strahler zunächst aus einem für die tiefste Frequenz bemessenen Kabelstück fertigen, d. h. jeweils nur einen Draht der Doppelleitung auftrennen. Dieses Verfahren zeigte jedoch mehrere unvorhergesehene Schwierigkeiten, die nur dadurch beseitigt werden konnten, daß die einzelnen Strahlerabschnitte (von Strahler zum Stub und von Stub zu Stub) einzeln zugeschnitten wurden. An den Trennstellen wird dann die Isolation um etwa 2 cm entfernt und die Teilstücke durch in die Schlauchleitung eingeschobene Stäbchen aus Kunststoff oder ähnlichem gemäß Abb. 4 miteinander verbunden. Die Verbindungsstäbchen soll-

Abb. 4

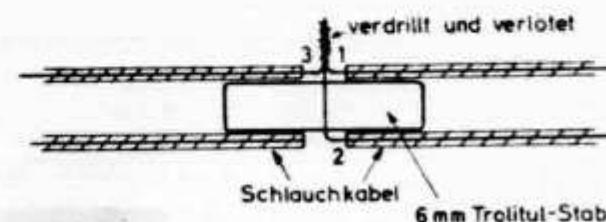
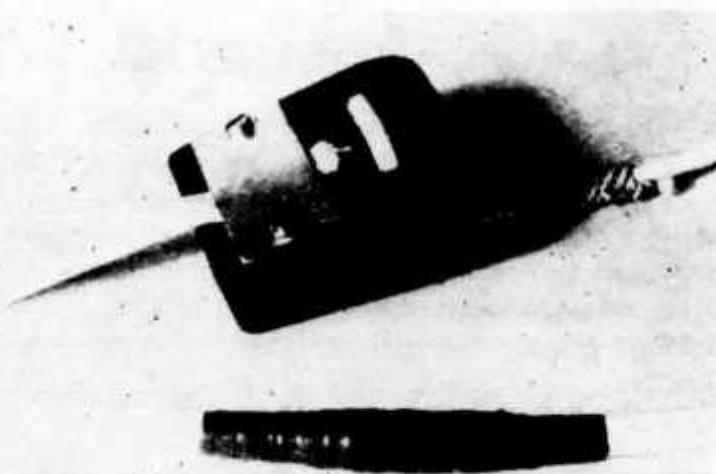


Abb. 5.  
Endisolator und mit  
Kunststoffband umwickelte  
Stub-Verbindung

ten zum Erhöhen der Zugfestigkeit durch einen geeigneten Klebstoff mit dem Schlauchkabel verbunden werden. Nach dem Verlöten der Adern 1, 2 und 3 miteinander ist jede Verbindungsstelle mit einem selbstklebenden Kunststoffband gegen Feuchtigkeit zu isolieren. Den Mittel- und die Endisolatoren fertigt man aus etwa 10 mm starkem Kunststoff. Mit einem Blechstreifen oder einer Schelle wird die Doppelleitung so auf dem Isolator festgeklemmt, daß der Zug nicht nur von den beiden Leitern, sondern auch von dem dazwischen liegenden Dielektrikum aufgenommen wird. Die Abb. 5 und 6 zeigen Teile

einer so aufgebauten Antenne.

Eine Allband-Antenne ergibt sich aus dem sinnvollen Aneinanderreihen von einzelnen Stubs an den für die höchste Frequenz bemessenen Dipol gemäß Abb. 7. Die Abmessungen lassen sich aus den Formeln für Stub und Dipol bestimmen. Auf dem 15-m-Band kann der 40-m-Dipol als  $1\lambda$ -Antenne erregt werden. Die Antenne hat den Eingangswiderstand eines Halbwellenstrahlers und ist demnach mit den gebräuchlichen Koaxkabeln mit einem Wellenwiderstand zwischen 52 und  $75\Omega$  zu speisen.

Soll eine solche Antenne nur für das 80- und 40-m-Band ausgelegt werden, so ist eine etwas andere Konstruktion zu wählen, weil durch das Hinzufügen der Stubs die zweite Resonanzfrequenz der Antenne unter 3,5 MHz liegen würde. Man hilft sich dadurch, daß die nach Bestimmung der 40-m-Stubs

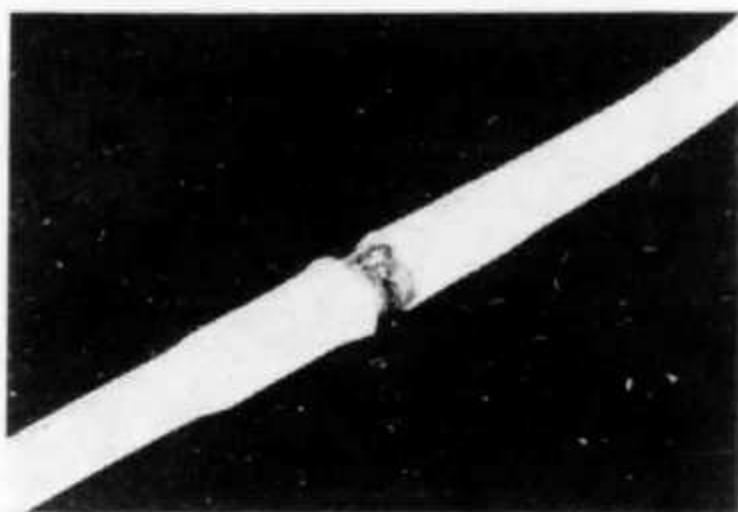
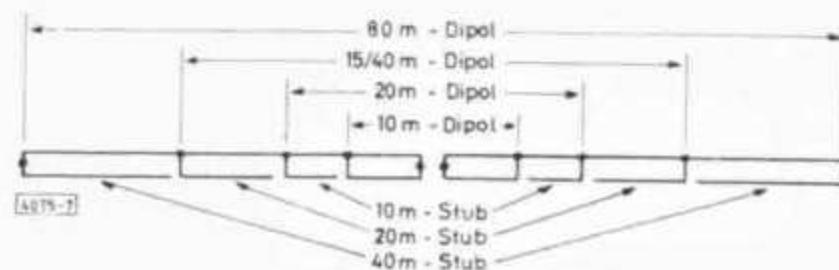


Abb. 6.  
Verbindung zwischen  
Strahler und Stub

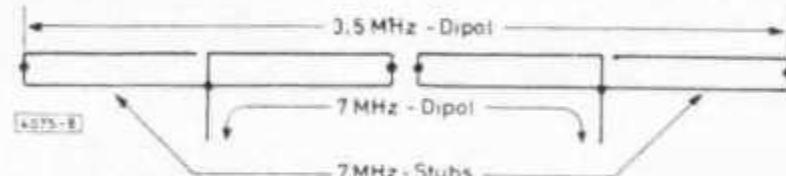
fehlende Länge des dazugehörigen Dipols durch herunterhängende Drahtenden gemäß Abb. 8 ergänzt wird. Selbstverständlich können die Stubs auch aus parallel geführten Rohren oder anderen Metallprofilen hergestellt werden. Eine solche Konstruktion käme z. B. für den Aufbau einer Mehrband-Groundplane in Frage.

Abb. 7



Wie bei allen  $1/2\lambda$ -Dipolen liegen die Hauptstrahlrichtungen im horizontalen Richtdiagrammen senkrecht zur Antennenachse. Auf dem 15-m-Band erfolgt die Abstrahlung in Winkeln von etwa 55 Grad zur Antennenachse, wenn der 40-m-Strahler, wie in der Allbandausführung, auch als 15-m-An-

Abb. 8



tenne dienen muß. Der vertikale Abstrahlwinkel und damit auch die Wirkksamkeit der Antenne ist ebenso wie der genaue Fußpunktswiderstand auch von der Antennenhöhe abhängig.

#### Literatur

QST 1960, Heft 12

W. J. Lattin: Multiband-Antennas using Decoupling Stubs

„Das DL-QTC“

### Wir merken: (55)

Beim Ansteigen des Stromes wandern die magn. Feldlinien in den Raum hinaus. Beim Absinken des Stromes ziehen sie sich in den Leiter zurück.

Ein Leiter in der Form eines Kreises (Abb. 4) gibt uns Gelegenheit, die Linken-Hand-Regel I anzuwenden. In der Kreismitte addieren sich die magn. Feldlinien, so daß das magn. Feld dort am stärksten ist.

Wickeln wir den Leiter in einer Schraubenlinie auf, so erhalten wir eine Spule. Die kreisförmigen magn. Feldlinien aller Kanalwindungen summieren sich zu einem kräftigen magn. Feld, dessen Feldlinien im Spuleninneren nahezu parallel verlaufen (Abb. 5). Die Feldlinienrichtung und der Nordpol lassen sich mit der Linken-Hand-Regel I nur mühsam feststellen, zumal es rechtsgängige und linksgängige Spulen gibt. Bequemer geschieht dies mit der:

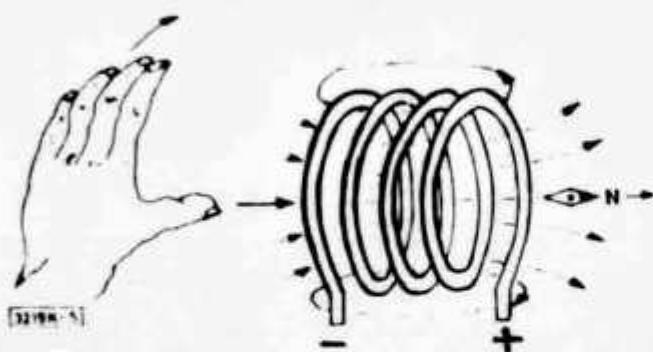


Abb. 5

### Wir merken: (56)

#### Linke-Hand-Regel II (für Spulen!)

Zeigen die leicht gekrümmten Finger der linken Hand in Richtung des Elektronenflusses, so zeigt der Nordpol der Magnetnadel in Richtung des gestreckten Daumens.

#### Der Dauermagnetismus

Aus der Bastelkiste suchen wir uns einen Hufeisenmagneten und einen Stahlstab heraus. Es erscheint alltäglich, daß der Hufeisenmagnet Eisenteile und auch den Stahlstab anzieht. Bestreichen wir den Stahlstab mehrmals mit einem Pol des Hufeisenmagneten, so wird auch der Stab magnetisch. Der Magnetismus wurde auf den Stahlstab übertragen. Wie kann der

Stab magnetisch werden? Im unmagnetischen Stab sind die kleinsten Stahlteilchen die Moleküle und Atome. In diesen bewegen sich Elektronen auf Kreisbahnen. Denken wir an Merksatz 53 und Abb. 4, so müssen die bewegten Elektronen der Moleküle und Atome magnetische Felder hervorrufen.

Im un-magnetischen Stab sind jedoch diese winzigen Molekularmagnete ungeordnet, so daß sich nach außen ihre magn. Felder gegenseitig aufheben. Durch das Bestreichen des Stabes mit einem Magneten werden die Molekularmagnete geordnet, so daß ihre magn. Felder in gleicher Richtung wirken. Dadurch summieren sie sich und zeigen nach außen ein kräftiges magn. Feld (Abb. 6). Daraus



Abb. 6

geht auch hervor, daß es keinen Nordpol ohne Südpol geben kann; getrennte magn. Pole sind unmöglich. Der Dauermagnetismus ist also im Wesen eine elektrische Erscheinung, nur bleiben die Elektronenströme unseren Sinnen verborgen.

#### Übungsfragen und Aufgaben:

- Was erzeugt jedes bewegte Elektron?
- Was bedeutet ein Punkt im Drahtquerschnitt?
- Was ein Schräkgreuz?
- Sind Strom und Feldlinienzahl proportional?
- Was ist mit dem Elektronenstrom, wenn sich die magn. Feldlinien in den Raum bewegen?
- Und wenn diese sich in den Draht hineinbewegen?
- Wenden Sie die Linke-Hand-Regel II bei Abb. 4 an!
- Wie liegen die Molekularmagnete in einem unmagnetischen Eisen?
- Und im magnetischen Eisen?
- Auf welche Bewegung ist der Magnetismus zurückzuführen?

**Denkaufgabe:** OM Waldheini möchte vom Südpol aus DX machen. Er belädt einen Luftballon mit seiner Station und bindet als Motor den kräftigen Südpol eines dicken Magneten an seine Gondel. Welche Voraussetzung ist falsch? Warum?

#### Contest-Kalender (Zeiten in GMT)

31. Januar — 1. Februar	French Contest	1400—2200 CW
7.—8. Februar	ARRL DX Contest	0000—2400 Fone
21.—22. Februar	ARRL DX Contest	0000—2400 CW
28. Februar — 1. März	French Contest	1400—2200 Fone
7.—8. März	ARRL DX Contest	0000—2400 Fone
21.—22. März	ARRL DX Contest	0000—2400 CW

# Vom Elektron zum Schwingkreis (14)

Eine praktische Einführung in die theoretischen Grundlagen der Amateurfunktechnik

Von Karl H. Hille, DL1VU, 9A1VU

## Lösungen für die Übungsfragen und Aufgaben

1. Luftkondensatoren, Elyts.
2. 15 mA.
3. nein, der maximale Leckstrom ist 0,9 mA.
4. 55  $\mu$ F.
5. 1,2 nF.
6. 75 pF.
7. 600 pF.

**Trainingsaufgaben:** 1. nein, nur 4  $\mu$ A sind zulässig! 2. 8,533  $\mu$ F. 3. 130 pF. 4. 0,8  $\mu$ F. 5. a)  $C_s = 133,3$  pF, b) rund 5,75 pF.

Liebe OMs!

An einigen Beispielen werden wir unsere Kenntnisse vom Magnetismus festigen und damit die Grundlagen für das Verständnis des Wechselstromes und der Schwingkreise legen.

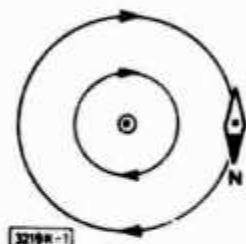


Abb. 1

Die Abb. 1 zeigt uns einen Leiter in der Draufsicht, in dem der Elektronenstrom auf uns zufließt (kleiner Kreis). Um ihn befinden sich zwei Feldlinien und eine Magnetnadel. Wir stellen uns den Elektronenstrom als Pfeil vor. Weil der Strom auf uns zukommt, sehen wir nur die Pfeilspitze, die man als Punkt in den Querschnitt des Drahtes einzeichnet. Nun wenden wir die Linke-Hand-Regel I an: Der Elektronendaumen zeigt auf uns persönlich, die leicht ge-

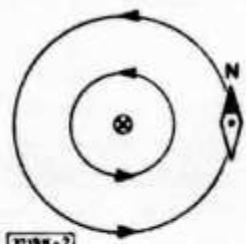


Abb. 2

krümmten Magnetflingerspitzen deuten im Uhrzeigersinne. Der Nordpol der Magnetnadel zeigt in Richtung der magnetischen Feldlinien.

Die Abb. 2 stellt den umgekehrten Fall dar: Die Elektronen fließen von uns weg, wir sehen die gekreuzten Schwanzfedern des Pfeiles, die man als schräges Kreuz in den Drahtquerschnitt einzeichnet. Die Linke-Hand-Regel I können wir schon selbstständig anwenden; bitte den Arm nicht verrenken!

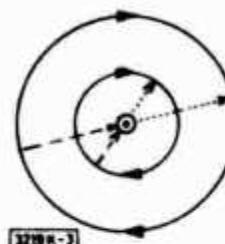


Abb. 3

Schließlich betrachten wir nochmals einen Elektronenstrom, der auf uns zufließt (Abb. 3). Verstärken wir den Strom, so entstehen mit dem Anwachsen der Elektronenzahl zwangsläufig immer mehr magn. Feldlinien, die von den nachfolgenden Feldlinien gewissermaßen unter Druck gesetzt werden und sich daher in den Raum hinausbewegen (punktierter Pfeil).

Schwächen wir den Elektronenstrom, so nimmt mit der Abnahme der Elektronen die Zahl der Feldlinien ab, die immer weniger werden und zurück vom Raum in den Draht hinein wandern (gestrichelter Pfeil).

Lassen wir dagegen den Strom in gleicher Stärke fließen, so ändern sich die magn. Feldlinien nicht.



Abb. 4

## Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure

Präsident: Henri Bulliard, HB9RK, St. Barthélémy 7, 1700 Fribourg – Vizepräsident: Hans Scherrer, HB9ABM, Steinerstrasse, 9052 Niederteufen AR – Sekretär Franz Acklin, HB9NL, Sonnenrain 188, 6233 Büron LU – Verkehrsleiter (TM): Marius Roschy, HB9SR, Chem. Grenadiers 8, 1700 Fribourg – UKW-Verkehrsleiter: Dr. H.-R. Lauber, HB9RG, Postfach 114, 8033 Zürich – IRO: Dr. Etienne Héritier, HB9DX, Grellingerstrasse 7, 4153 Reinach BL – Verbindungsmann zur PTT: Paul Nyffeler, HB9AFC, Alemannenstrasse 47, 3018 Bern.

# THE SHOEBOX SYMPOSIUM

BY JOHN J. SCHULTZ, W2EEY/1

*The author has received many letters related to the Shoebox Linear article which appeared in the November, 1966 issue of CQ and the Shoebox Linear II article which appeared in the July, 1967 issue of CQ. This article is an attempt to clarify all those fine points which were apparently not adequately covered in the original articles describing these very popular linears.*

THE Shoebox linear articles described a type of linear amplifier construction originated by the author, which was distinguished by extreme ease of construction and economy for the power level involved. The reader should refer to the November 1966 and July 1967 issues of *CQ*<sup>1</sup> for details concerning these linears because even today their construction represents one of the simplest ways to build a high power linear.

The basic construction for both linears utilized a 8 × 10 × 10 inch steel utility cabinet (Premier C-8101). All the components for the linear were arranged so they could be mounted on the cabinet walls, thus obviating the need for any internal chassis. The power supply was mounted within the enclosure and the entire unit formed a self-contained 800 to 2,000 watt p.e.p. linear amplifier.

Figures 1 and 2 are the schematic diagrams of the Shoebox I and Shoebox II designs. The Shoebox I design utilized a relatively simple grounded-grid amplifier circuit and a voltage doubling power supply circuit. The basic circuit was presented as being applicable to a number of tubes—837's, 6JE6's, 6HF5's, etc. The Shoebox II design settled upon the use of 6HF5's because these seemed to be the best and most economical of all the tube types tried. The amplifier was designed so that from 4 to 10 tubes could be used in parallel to achieve any desired power level.

\* 40 Rossie St., Mystic, Conn. 06355.

<sup>1</sup> Schultz, J., "The Shoe Box Linear," *CQ*, Nov. 1966, p. 62. Schultz, J., "The Shoe Box Linear II," *CQ*, July 1967, p. 76.

The circuitry of the Shoebox II linear was somewhat more complicated than that of the original Shoebox linear but cost was not significantly increased and a much more versatile linear was developed which could be driven by excitors from the ten watt to hundred watt class—depending upon whether a tuned or passive input circuit was utilized.

## Shoebox I Details

One of the most frequent questions received by the author concerning this linear had to do with the pi-network coil which was utilized (2½" diameter, 4 turns/inch). Although the coil used by the author was a standard Air Dux type, it apparently was very difficult to obtain from small supply houses. Various substitutions were possible, however, including the Air Dux (Illumitronic Engineering) type 2004 and B&W type 3905-1. These coils do not have the exact dimensions specified but are close enough so that no circuit modifications are required. Alternatively, the pi-network output circuit used in the Shoebox II linear could be utilized.

Most builders used 6JE6 tubes and had good success with them. Others utilized the old fashioned 837 tubes which often could be obtained very cheaply. These tubes will perform just as well as more modern TV type tubes in this linear and when the sides of the cabinet are in place, it is impossible to tell, from an operational viewpoint, which tube type is used.

The most frequent adjustment problem inquired about was that the linear would not load to full input power. Invariably, the prob-

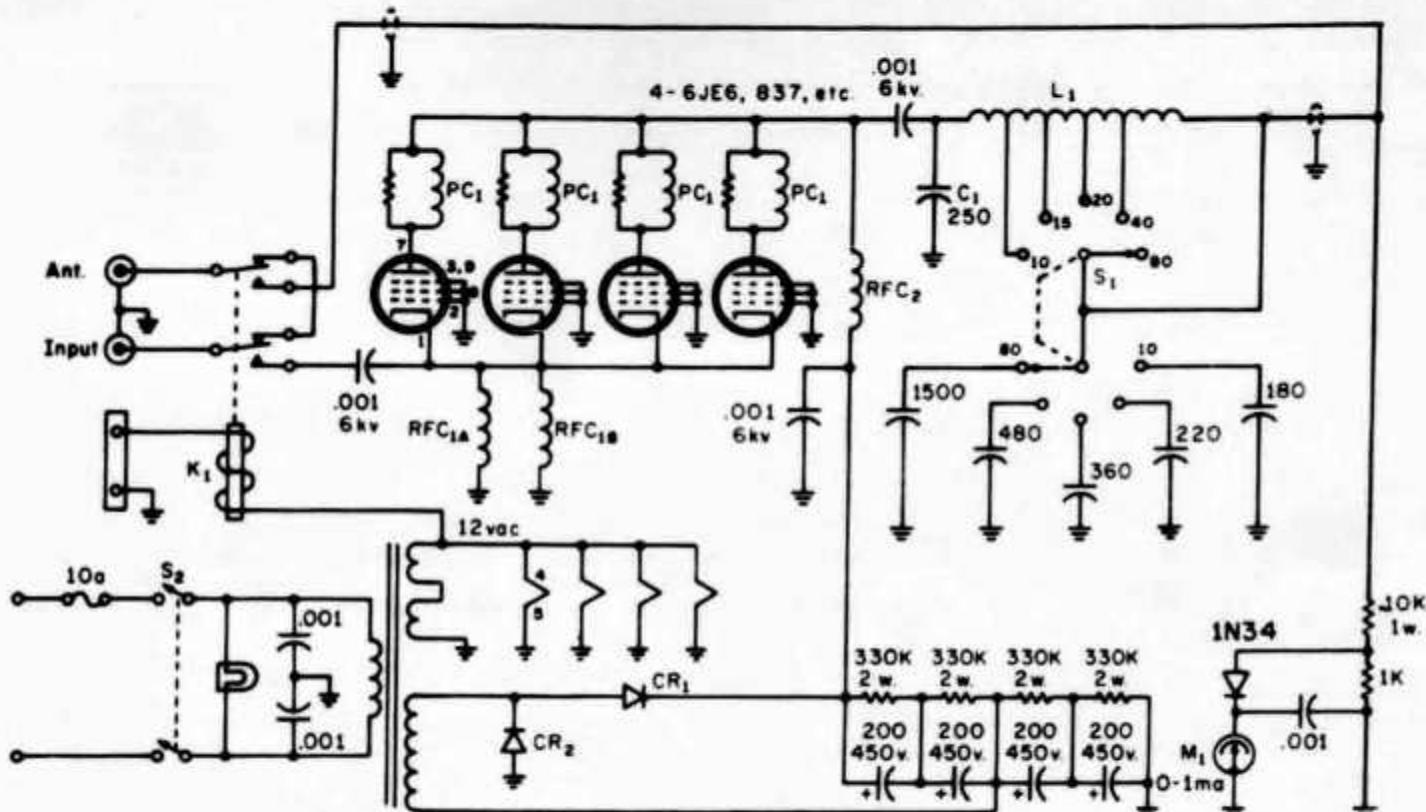


Fig. 1—Circuit of the original Shoebox Linear.

lem was traced to inadequate plate voltage regulation under load conditions. This, in turn, was due to use of an inadequately rated power transformer or skimping on the size of the filter capacitors in the power supply. Apparently, many builders considered the 200 mf/450 volt units specified (Cornell-Dubilier BR200-450) as being too "generous." However, being used in series in a doubling circuit, the total output capacitance of the four units used amounts to only 50 mf.

Various tests by the author have shown that a total output capacitance of 40 mf is the absolute minimum for satisfactory performance so, the 200 mf units were not really over-generous.

The power transformer used was a "Green Band" brand but any similar transformer can be used as long as its ratings are the same—especially the current rating of the high-voltage winding. A few inquiries were received about the source of the power supply diodes used but the availability at very low cost of diodes of almost any rating from suppliers such as Polypaks, Lynnfield, Mass. should solve that problem.

#### Shoebox II Details

The Shoebox II design was presented as using only 6HF5 tubes. It is *not* suggested

that any other types be used. With some shopping around, 6HF5's can be located selling for \$2.00 or less.

Many inquiries centered again on the power supply circuitry and components. The circuit used three of the same 200 mf/450 v. capacitors as in the Shoebox I (two in the plate voltage circuit and one in the screen voltage circuit). The high-voltage bridge circuit used two of the capacitors in series for a total 100 mf output capacitance. Apparently this design was overdone and good reports were received from those using only 50 mf total output capacitance (two 100 mf/450 v. units in series). There also appears to be no reason why the screen voltage capacitor cannot be reduced to 100 mf.

Again, because of the decreasing cost of diode rectifier assemblies, it would appear to be just as economical and simplify construction to replace the individual diodes in the high-voltage and bias-voltage bridge circuits with molded bridge rectifier packages.

The metering circuit can be considerably simplified by using a 0-1 ampere d.c. meter directly from the high-voltage diode bridge negative terminal to ground, thus eliminating the need for the 0-1 ma meter with its associated series and shunt resistors. Likewise, considerable simplification and cost is

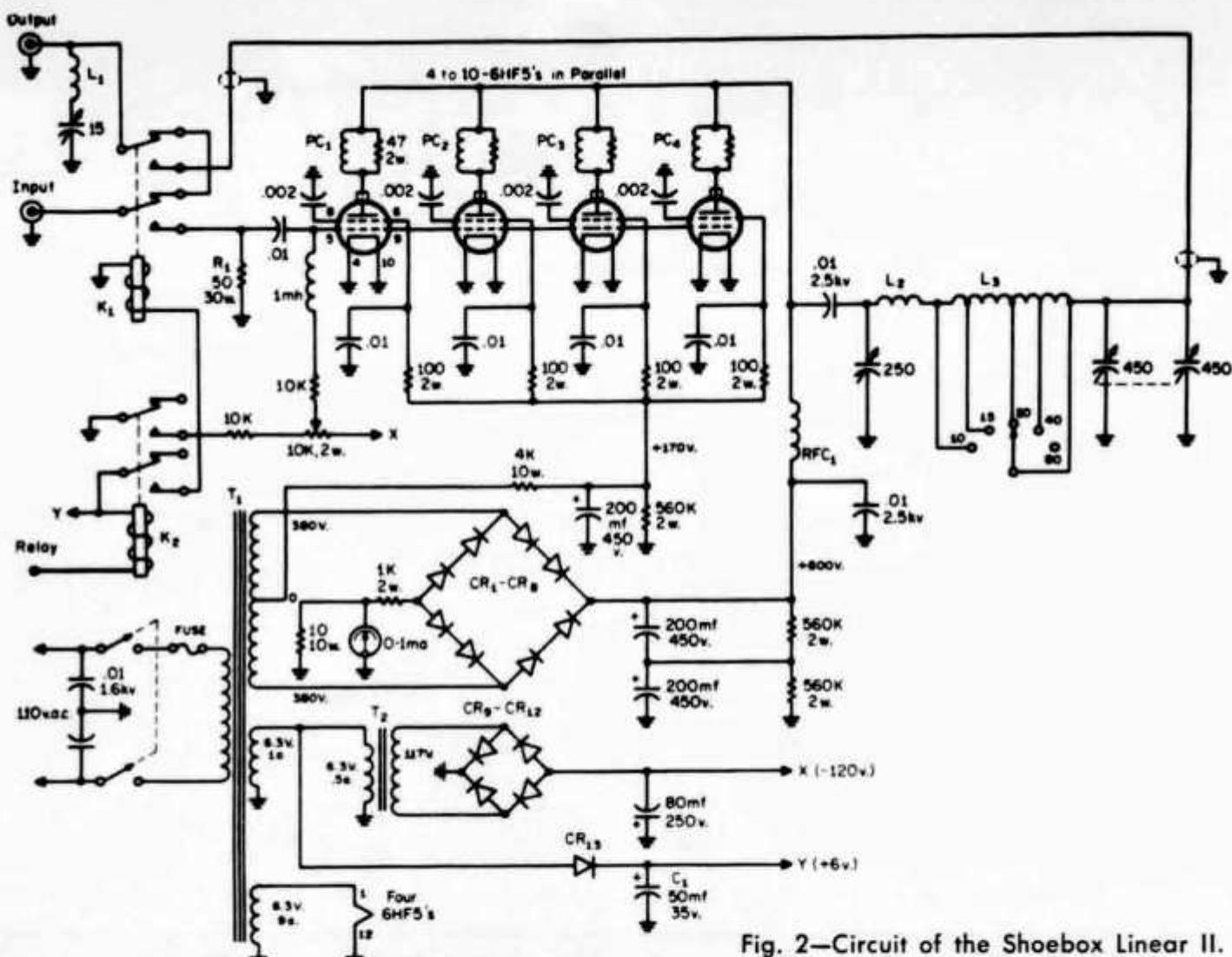


Fig. 2—Circuit of the Shoebox Linear II.

achieved by replacing the separate  $K_1$  and  $K_2$  relays with a single 3p.d.t. a.c. coil relay (Potter and Brumfield KA14AY, for instance). Using an a.c. relay, the need for  $CR_3$  and  $C_1$  is eliminated.

Various inquiries were received concerning how to proceed in finding the correct band tap points on the pi-network coil if a coil similar to, but not having the exact same dimensions as the specified coil, was the only coil available. One could, of course, refer to design literature on pi-networks and calculate the required inductance for each band. However, if the substitute coil used is approximately the same size as that specified, the following procedure will suffice. The output of the linear is first terminated in a 50 or 70 ohm dummy load, corresponding to the impedance of the transmission line being used. A coil tap for a particular band is made corresponding to that specified in the article. A grid-dip meter is coupled to the active section of the pi-network coil and checked for a dip to be obtained on the band chosen with the plate tuning capacitor near maximum capacity on 80 meters and near minimum capacity on 10 meters. The same conditions apply for the output loading capacitor. The taps may have to be changed as necessary ( $\frac{1}{2}$  turn at a time) to achieve this condition.

After this adjustment, the linear amplifier should be energized and drive applied. Monitoring the relative power output into a dummy load, it should be optimum for about the same plate tuning capacitor and output loading capacitor settings as found previously. If not, the linear should be de-energized and the tap position for a specific band varied a  $\frac{1}{2}$  turn at a time until this condition is achieved. The overall objective in changing tap positions is to achieve the maximum relative power output with a fixed input drive. These conditions apply whether a fixed output loading circuit is used, as in the Shoebox I, or a variable output loading circuit, as in the Shoebox II.

The author has answered numerous individual letters dealing with the construction of the Shoebox linears. It is realized that for every letter received probably three or four amateurs hesitated to write. Therefore, the purpose of this article was to clarify those points concerning construction of the linears which were asked most frequently. It is still the author's opinion that the method described for construction of a homebrew linear, especially the Shoebox II, represents the most economical and satisfactory approach for the average amateur.

# **Adressen und Treffpunkte der Sektionen**

## **Adresses et réunions des Sections**

### **Aargau**

Hansruedi Weber (HB9AJK), Bannhaldenweg 15,  
5600 Lenzburg  
Jeden 1. Freitag des Monats um 20.00 im Hotel  
Krone, Lenzburg  
Sked: jeden Montag, 20.15, auf 145,2 MHz

### **Associazione Radioamatori Ticinesi (ART)**

Rolando Covelle (HB9JE) via ai monti 6500 Bellinzona.  
Ritrovi: Gruppo Bellinzona, tutti i sabati 13.30 Bar Rio, Locarno, ogni giovedì 20.30 Rist. Oldrati au Lac, Lugano, ogni mercoledì, 20.30, Rist Tivoli, Breganzona. Mendrisio e Chiasso, ogni mercoledì, 20.00, locale del gruppo, Tremona

### **Basel**

Werner Kern (HB9PT), Rheinparkstrasse 8,  
4147 Birsfelden BL.  
Restaurant Helm, jeden Freitag um 20.30. Monitorfrequenzen: 29,6 MHz und 145,6 MHz (vertikal polarisiert)

### **Bern**

Paul Badertscher (HB9ACR), Neubrückstrasse 92,  
3012 Bern  
Restaurant Schanzenegg, letzter Donnerstag des Monats 20.30  
Rest. Steinhölzli, übrige Donnerstage 20.00

### **Biel-Bienne**

Fritz Wälchli (HB9TH), Paganweg 3a, 2560 Nidau BE  
Rest. Rebstock, Neumarktstrasse 46, Biel.  
Jeden 2. Dienstag des Monats um 20.00

### **Fribourg**

Claude Oechslin (HB9XT), 1530 Payerne  
Tea-Room Le Centre, Fribourg, le mercredi soir

### **Genève**

R. Ganty (HB9MAC), 23, Ave. Ste. Cécile,  
1217 Meyrin.  
Café-Glacier Bagatelle, chaque lundi à 18.15

### **Jura**

Roland Corfu (HB9IB), 41 rue du Temple,  
2800 Delémont BE

Réunions mensuelles selon convocations personnelles

### **Lausanne**

J.-C. Jaccard (HB9UG), Av. Vallonnette 24,  
1012 Lausanne  
Buffet CFF, Lausanne, chaque vendredi à 20.30

### **Luzern**

Peter Braun (HB9AAZ), Grosswangerstrasse,  
6218 Ettiswil LU  
Restaurant Rebstock (Hofkirche), 3. Samstag des Monats um 20.00

### **Radio Club Ticino (RCT)**

Gastone Domeniconi (HB9MBF), 6951 Bidogno.  
Ritrovo: ogni venerdì alle ore 20.30 (HBT), Ristorante Fantasio, Corso Elvezia, Lugano.

### **Rheintal**

Frid. Tinner (HB9AAQ), Wäseli 29, 9470 Buchs SG.  
Hotel Stadthof Chur, 4. Donnerstag des Monats 20.00. Hotel Schweizerhof, Buchs, 2. Freitag des Monats 20.00

### **Seetal**

G. Villiger (HB9AAU), Blumenrain 6, 6032 Emmen  
Hotel Schlüssel, Luzern, jeden 2. Freitag des Monats 20.00. Sked: jeden Donnerstag 19.15 auf 144,7 MHz

### **St. Gallen**

Ernst Lenggenhager (HB9VL), General-Guisan-Strasse 19, 9010 St. Gallen  
Hotel-Rest. Daehler, Rosenbergstr. 55, 2. und letzter Mittwoch d. M.

### **Solothurn**

Max Aebi (HB9SO), Sonnenrain 4, 4562 Biberist  
Restaurant St. Stephan, jeden Mittwoch

### **Thun**

Hans Suter (HB9UW), Ziegeleistrasse 35,  
3612 Steffisburg  
Rest. Neufeld, 1. Dienstag des Monats, 20.00

### **Valais**

Georges Marcoz (HB9AIF), 1961 Aproz, Salle de Radioclub, rue des Champs de Tabac, Sion,  
tous les jeudi et vendredi 19.30 à 21.30

### **Winterthur**

H. Hohl (HB9VI), Rychenbergstrasse 303,  
8400 Winterthur  
Restaurant Brühleck, 1. Stock, jeden ersten Montag des Monats um 20.00

### **Zug**

Sepp Himmelsbach (HB9MD), Sonnhalde,  
6311 Edlibach ZG  
1. Donnerstag d. M., 20.00 Rest. Löwen am See

### **Zürich**

Aldo Bernasconi (HE9EZA), Dorfstrasse 51,  
8800 Thalwil  
Clublokal «Freizeitanlage Pro Juventute», Bachwiesenstrasse 40, Zürich 9, jeden Dienstag ab 20.00. Monatsversammlung am 1. Dienstag des Monats

### **Zürichsee**

Erwin Kunz (HB9EW), Oetwilerstr. 40, 8953 Dietikon ZH  
Hotel Sonne, Küsnacht ZH, jeden 2. Freitag des Monats um 20.00

## Hambörse

**Tarif:** Mitglieder: 30 cts. pro Wort, für Anzeigen geschäftlichen Charakters 50 cts. pro Wort. Für Nichtmitglieder: Fr. 3.— pro einspaltige Millimeterzeile. — Der Betrag wird nach Erscheinen vom Sekretariat durch Nachnahme erhoben. Antworten auf Chiffre-Inserate sind an Inseratenannahme USKA, 6020 Emmenbrücke 2/Sprengi, Postfach 21, zu senden. **Inseratenschluss und Hambörseschluss am 5. des Vormonats.**

**A vendre:** 1 transistormètre Retexkit TD-1 30.—; 1 générateur FM Retexkit 150.—; 1 émetteur AM 10 W Retexkit 3 bandes avec alimentation fixe et mobile, 340.—; 1 voltmètre Heathkit IM-17, 100.—; 1 contrôleur de condensateurs Retexkit PC-1, 50.—; 1 contrôleur Retexkit VM-1, 50.—; 1 contrôleur de tubes, 100.—; 1 générateur BF avec capacimètre et inductancemètre, 150.—; 1 TX-RX 2m fixe et mobile Luprix 4 W, 250.—; 1 transceiver 2m 6,12,220 volts 5 W, RX transistors, TX à tube, 600.—; 1 wobulateur Retex GT-1, 300.—; 1 RX Braun T 1000, 13 bandes, 600.—; 1 TX Home made 50 W, YL 1240 finale, 300.—; 1 décade résistances, 30.—; 1 décade capacitances, 30.—; 1 platine FM avec tuner Görler, 60.—; 1 grip dip tuneldiode Heathkit, 100.-; 1 moduloscope home made, 50.—; 1 RX transistor 2m, 50.—; 1 gramophone EDISON année 1888 avec 20 cylindres, 2000.—; 1 télétype RX, 100.—; 1 télétype TX, 100.—; 1 juke boxe Seeburg à réviser, 1500.—; 1 juke boxe Harmonie, 1000.—. Rossier Henri, Doux 4, 2800 Delémont, tél. 066 23694 dès 12 h 15.

**RT 70 RTTY-CONVERTER-BAUSATZ** (komplett mit Autoprint, AFSK, KO, etc.) Fr. 985.—. Keil HB9P Freudenbergstrasse 30, Zürich.

**Zu verkaufen:** RX Heathkit RA-1 160-10 m, mit kHz Calibrator Fr. 220.—, 2 m RX home-made in Gehäuse 210×210×500, angebautes Axialgebläse Fr. 320.—. F. Stämpfli, HE9GAG, 4705 Walliswil-Wg.

**Zu verkaufen:** Betriebsbereiter 2-m Transceiver HW-30 komplet mit Mikrofon und Quarz Fr. 140.— Ground-Plane-Antenne 10-20 m Fr. 30.—.

**Suche:** Leichte Halo-Antenne f. 2 m. HB9AOO, Kurt von Eschler, Martiweg 21, 2560 Nidau.

**Zu verkaufen:** KW-Empfänger Geloso G 209, guter Zustand, Fr. 370.—. Sender-Empfänger USArmy BC-659 J. ohne Quarze, jedoch mit Speise-Gerät 6—12 Volt Fr. 60.—, 1 Mod. Trafo 100 VA Fr. 40.— neu. K. Meyer HE9ECL Uetlibergstr. 3 ZH 3, Telefon 35 86 82.

## Beim Sekretariat erhältlich:

### Logbücher

Normal-USKA-Log  
Kleinlog für 1000 QSOs

Postcheckkonto	NN
Fr. 3.—	Fr. 4.—
Fr. 2.—	Fr. 3.—

### Briefumschläge

Format C 6, mit Aufdruck USKA 100 Stück  
Format B 5, mit Aufdruck USKA 50 Stück

Fr. 7.—	Fr. 8.—
Fr. 7.—	Fr. 8.—

### Abzeichen

Je Stück (USKA-Rhombus) (obligatorisch)  
USKA-Rhombus, Cliché 22×10 mm, Ausleihe pro Monat  
Mehrfarbiger, zweiseitiger USKA-Wimpel  
Ham's Interpreter

Fr. 3.50	Fr. 4.50
Fr. 3.50	Fr. 4.50
Fr. 4.—	Fr. 5.—
Fr. 4.50	Fr. 5.50

Werbebrochure «Was ist Amateur-Radio»

gratis

Preise inkl. Normalporto!

Der Versand erfolgt nach Voreinzahlung des Betrages auf Postcheckkonto 30-10397, USKA, Bern. Expressbestellungen oder telefonische werden prinzipiell per Nachnahme ausgeführt.

**Zu verkaufen:** Neuwertiger Allwellen-RX G 4 / 220 wenig gebraucht, für Fr. 420.—. 1 SSB-Empfänger HR 20 10—80 m ufb. Zustand, für Fr. 350.—. Telefon 032 / 3 41 03.

**Zu verkaufen:** RX Lafayette HA-700, 0.15—30 Mc., plus Bandspread, neuwertig, wenig gebraucht, sFr. 330.-. HE9GOH, Tel. 051 / 91 1675 ab 18.30 Uhr

**Verkauft:** KW-Station Halicrafters: RX SX-117; TX HT-44 mit Powersupply, Aut. Relais, SWR-Brücke und zusätzlichen Quarzen. Alles in fb Zustand. HB9ZN, 031 / 58 34 60.

**Gesucht:** Kompakte UKW-Linear Endstufe mit Netzteil, 144-146 Mhz. Ansteuerung ca. 3 W. HB9CV für 70 cm. HB9AME, Heinz Schwarz, 8752 Nafels, Glärnischstrasse 3.

**Zu verkaufen:** 6 Stk. Tungsram Sende-Röhren OQQ 56/1500. Auskunft erteilt Tel. 041 / 22 60 42 vormittags.

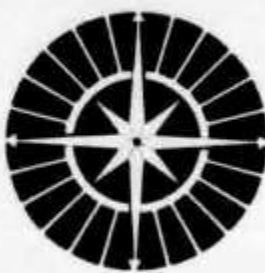
**Verkauft:** Audio Compressor AFC-2 von P + H mit eingebautem Netzteil, Audio Bandpass-Filter mit 3 Stellungen, für hoch- und niederohmigem Ein- und Ausgang. **Neu** Fr. 110.— NATIONAL Netzteil NCXA, **neu**, mit eingebautem Lautsprecher, für 110 und 220 V, liefert alle Spannungen für Transceiver. Original zu NCX-5. Statt Fr. 638.— nur Fr. 295.— LINEAR Amplifier P + H Typ LA 400, Leistung ca. 500 Watt PEP, mit 4 Röhren 837, eingebautem Netzteil 110 V. Für D-1 erlaubt, da Anodenverlust 48 Watt! **Neu** Fr. 650.— HB9J Jean Lips, Dolderstrasse 2 — 8032 Zürich Telefon 051 / 34 99 78.

#### Die praktischen

#### PLASTIKTASCHEN für QSL-KARTEN

Pro Set für 10×10 QSL-Karten Fr. 4.30 vorausbezahl. Fr. 5.30 per Nachnahme.

Bestellungen an: Joe F. Keller, P. O. Box 21, 6020 EMMENBRÜCKE/Sprengi, Postcheck: 87 — 953 Glarus.



*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/Farbförnsehen**
  - **Bastel- und Hobbykurs Radio/Elektronik**
- Auch über diese Kurse gibt es kostenlos Prospektmaterial. Bitte anfordern!

## ABENDSCHULE für AMATEURE und SCHIFFSFUNKER

Kursort: Bern

Beginn: jährlich im September

Auskunft und Anmeldung:

Postfach 1308, 3001 Bern,

Telefon 031 62 32 46

Zur Ergänzung unseres Mitarbeiterstabes suchen wir in modern eingerichteten Betrieb für elektronische und elektromechanische Präzisionsgeräte der Fernmelde-technik in Steinhausen.

## Fernmelde- und Elektronikapparatemonteur (FEAM)

Unser Neubau liegt in unmittelbarer Nähe der Ueberbauung Goldernmatte und des Einkaufszentrums Eichholz.

Es bestehen ideale Busverbindungen ab Zug. (Abonnementsvergütung).

Je nach Wunsch können Sie kurze oder lange Mittagszeit wählen, ebenfalls steht Ihnen eine moderne Betriebskantine zur Verfügung.

Wenn Sie sich für diese Stelle interessieren, schreiben oder telefonieren Sie uns. Wir erfreuen Ihnen gerne nähere Auskünfte.

## CRYPTO AG

Telefon 042 / 36 33 44

Postfach, 6301 Zug  
Domizil: Zugerstrasse 42  
6312 Steinhausen

### SOMMERKAMP F LINE DRAKE 4 LINE

FT 150	Fr. 1950.—	R 4 B NEU	Fr. 2145.—
FT 500	Fr. 1995.—	T 4 XB	Fr. 2220.—
FR 500	Fr. 1275.—	AC 4	Fr. 499.—
FL 500	Fr. 1275.—	L 4 B	Fr. 3600.—
FL 2000	Fr. 990.—	TR 4	Fr. 2870.—

Alle Typen sofort lieferbar! Verlangen Sie Prospekte.

**MOELLER ELECTRONIC COMPANY**  
**6911 Campione/Lugano, Telefon 091 862.93**

## Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

**W. Wicker-Bürki**

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



Als führendes Unternehmen auf dem Gebiet der Textilelektronik legen wir ganz besonders Wert auf die Ausbildung der Vorgesetzten und des Fachpersonals unserer internationalen Kundschaft.

Sind Sie der  
gewandte, kontaktfreudige

# Elektroniker

der unserem Ausbildungsteam beitreten möchte?

Im **USTER-TRAINING-CENTER** führen wir bereits seit einigen Monaten Kurse durch. Mit modernen Einrichtungen und audio-visuellen Hilfsmitteln haben wir beste Voraussetzungen für eindrückliche, abwechslungsreiche und lebendige Instruktionen geschaffen.

Vor der Übernahme der eigentlichen Aufgabe werden Sie sorgfältig in Ihr neues Tätigkeitsgebiet eingeführt. Dank Ihren sehr guten Französisch- und ev. Englischkenntnissen sind Sie in der Lage, auch mit fremdsprachigen Kunden Kontakte zu pflegen. Wenn Sie zudem etwas über Methodik und Gestaltung von Unterricht wissen, wäre das ein Vorteil. Auch sollten Sie dazu bereit sein, gelegentlich Kurse im Ausland (Europa und Übersee) durchzuführen.

Sind Sie interessiert? Senden Sie uns Ihre Kurzofferte, wir möchten Sie gerne zu einem Informationsbesuch einladen.

**ZELLWEGER AG**

Apparate- und Maschinenfabriken Uster  
8610 Uster, Telefon 051 87 15 71, intern 423



# SONDERANGEBOT

BAUSÄTZE (KITS); SORTIMENTE in elektronischen Bauelementen, Originalmarken-Transistoren sowie in div. Kondensatoren; SILIZIUM-GLEICHRICHTER, THYRISTOREN, TRIAC usw.

## AUSZUG AUS UNSEREM SONDERANGEBOT

Bausatz Nr. 2 A	Eisenloser NF-Verstärker 1—2 W	Nettopreise Fr.
5 Halbleiter	9—12 V	16.—
Betriebsspannung	1—2 W	
Ausgangsleistung	9.5 mV	
Eingangsspannung	8 Ohm	
Lautsprecher-Anschluss	Dim. 50—100 mm	
<b>Druck-Schaltung, gebohrt</b>		3.25
<b>BAUSATZ Nr. 3</b>	<b>Eisenloser NF-Leistungsverstärker 10 W</b>	<b>9 Halbleiter</b>
Der Verstärker hat hohe Wiedergabegüte und geringen Klirrfaktor.		28.—
Betriebsspannung 30 V	Ausgangsleistung 10 W	
Lautsprecher-Anschluss 5 Ohm	Eingangsspannung 63 mV	
<b>Druckschaltung gebohrt</b>	Dim. 105 X 163 mm	5.75
2 Kühlflächen für Leistungstransistoren für Bausatz Nr. 3		5.—
<b>Bausatz Nr. 14 Mischpult mit 4 Eingängen</b>		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, <b>Druck-Schaltung, gebohrt</b> Dim. 50 X 120 mm		3.50
<b>Ein genaues Schaltschema mit Einzelstückliste liegt jedem Bausatz bei.</b>		
<b>SORTIMENT ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE</b>		
<b>BESTELL-Nr.: BA 5</b>		
85 St. NPN- und PNP-Silizium-Transistoren, Germanium-Transistoren, Dioden, Miniaturtransformatoren, bestehend aus:		
10 St. NPN-Silizium-Planar-Transistoren	ähnlich BC 107, BC 108, BC 109	
5 St. PNP-Silizium-Planar-Transistoren	ähnlich BCY 24	
10 St. Germanium-Transistoren	ähnlich AF 124, AF 164, AF 114, AF 142	
15 St. Germanium-Sub-Miniatur-Dioden	ähnlich 1 N 60, AA 118	
20 St. Kunststofffolien-Kondensatoren	verschiedene Werte	
20 St. Keramische Kondensatoren	verschiedene Werte	
5 St. verschiedene Kleintrafos für Transistororschaltungen		
85 St. elektronische Bauelemente		insgesamt nur 21.50
<b>SORTIMENT AUS ORIGINAL-MARKENTRANSISTOREN</b>		
<b>BESTELL-Nr.: TRA 107</b>		
4 St. Silizium-NPN- und PNP-Transistoren, sowie		
6 St. Germanium-NPN- und PNP-Transistoren der Typen:		
2 St. 2 N 706 = BSY 39 = BSY 62		
2 St. BCY 27 = BCY 28 = BCY 34		
2 St. OC 74		
2 St. AF 144 = AF 116 = AF 126		
2 St. AF 27 = AC 127 = AC 141		
<b>10 St. Original-Markentransistoren</b>		zusammen nur 8.25
<b>DIVERSE SORTIMENTE</b>		
<b>BESTELL-Nr.:</b>		
<b>ELKO 1</b> = 30 St. Kleinst-NV-Eikos, gut sortiert		insgesamt nur 8.50
<b>KER 1</b> = 100 St. Scheiben-, Rohr- und Perlkondensatoren, 20 Werte gut sortiert X 5 St.		6.50
<b>GL 1</b> = 5 St. Silizium-Gleichrichter in Kunststoffgeh., für TV, ähnl. BY 127 800 V 500 mA		5.20
<b>THYRISTOREN</b>	<b>TRIAC</b>	
(Regelbare Silizium-Gleichrichter)	Fr.	
TH 7/400 400 V 7 A	7.75	7.50
<b>SILIZIUM - ZENER - DIODEN 400mW</b>	Fr. 1.—	10.75
2.7V 3V 3.6V 3.9V 4.3V 4.7V 5.1V 5.6V 6.2V 6.8V 8.2V 9.1V 10V 12V 13V 15V 16V 20V 22V 24V 27V 30V		

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

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**

**8810 HORGAN Tel. 051 821971**

Ingenieur-Büro  
Import-Export  
Bahnhofstrasse 5



The World's Largest Selection  
Of Amateur Radio Equipment

## AN EMBARRASSING SUCCESS...



### The Heathkit HW-100

A year ago Heath introduced the HW-100. We thought that its excellent features and low cost would make it a well accepted rig. It was not only well accepted, it was an embarrassing success. Within the first few weeks our entire stock of HW-100's was sold out. For the first time in our history, we had to put a piece of ham gear on allocation.

But now you can buy your HW-100 immediately, and join the thousands of hams who have already discovered the real meaning of the word «value». Order a top performing rig for your shack now — the HW-100... one of the hot ones from the hams at Heath.

- Solid-state (FET) VFO ● 80-10 meter coverage
- 180 watts input PEP SSB — 170 watts input CW ● Switch selected USB, LSB or CW
- Crystal filter for sharp selectivity ● Full coverage on all bands with 500 kHz per band segment ● Smooth vernier control of frequency with patented Harmonic Drive dial mechanism ● Outstanding frequency stability
- Built-in 100 kHz calibrator ● Separate offset CW carrier crystal ● TALC ● Built-in S-meter
- Quiet, enclosed relays ● Run fixed or mobile with HP-23A or HP-13A power supplies ● Easy assembly with circuit board-wiring harness construction.

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

**Schlumberger Messgeräte AG**

Badenerstrasse 333, 8040 Zürich, Tel. 051 - 52 88 80

(vormals DAYSTROM AG)

AZ 3652 Hilterfingen

**TELION**  **elektronik**

## NOVOTEST

20 000  $\Omega$  / VDC – 4 000  $\Omega$  / 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 $\mu$ A ... 5 A-DC
4 Bereiche	250 $\mu$ A ... 5 A-AC
6 Bereiche	0 $\Omega$ ... 100 M $\Omega$

**NEU:** TS-160 40'000  $\Omega$  / 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**