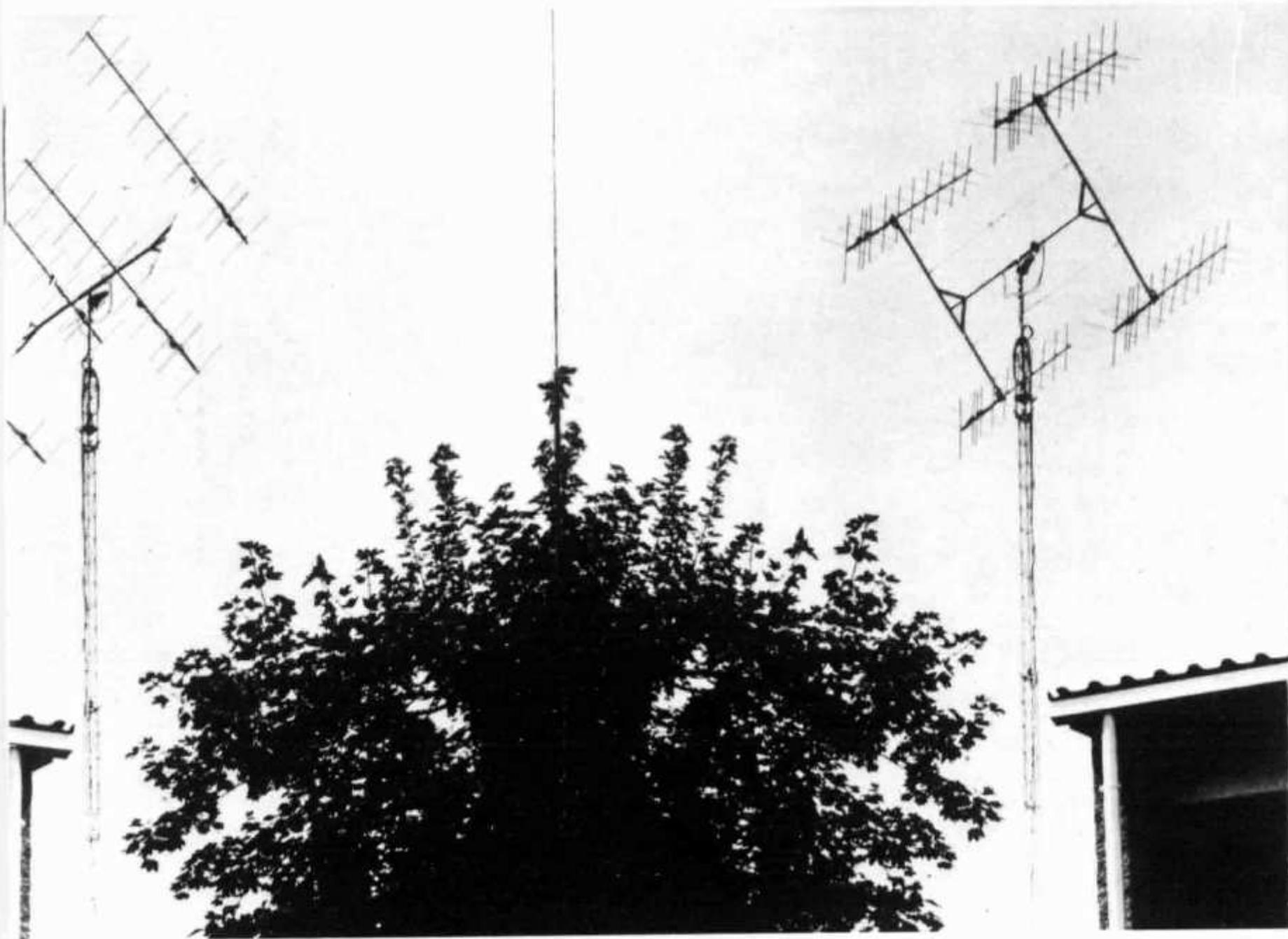




# OLD MAN



# 3

1975

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

# Neue Amateur-Netto-Preise

März 1975, Preisänderungen wegen Kursschwankungen vorbehalten

<b>DRAKE</b>	R-4C	Band-Receiver (ohne Zubehör)	1895.—
	R-4C	Accessory Filters, per Stück	195.—
	R-4C	Accessory Noise Blanker 4-NB	235.—
	T-4XC	Band Transmitter 200 Watt	1975.—
	TR-4C	Band Transceiver 300 Watt	2100.—
	TR-4C	Accessory Noise Blanker 34-PNB	330.—
	RV-4C	Remote VFO zu TR-4C	395.—
	MS-4	Lautsprecher	95.—
	AC-4	Netzteil 110/220 V zu TR-4C und T-4XC	415.—
	DC-4	Speisegerät 12 V zu TR-4C und T-4XC	475.—
	DSR-2	Digital Synthesizer Spitzensuper, verbes. Modell	9890.—
	2-C	Band-Receiver	1100.—
	MN-4	Antenna Matchbox 300 W mit Wattmeter	425.—
	MN-2000	Antenna Matchbox 2000 W mit Wattmeter	725.—
	L-4B	Linear Amplifier, komplett mit Netzteil	2990.—
	SPR-4	Programable Receiver	2265.—
	W-4	HF Wattmeter bis 50 MHz	225.—
	WV-4	HF Wattmeter bis 200 MHz	275.—
	<b>TEN-TEC</b>	Argonaut 505	Transceiver 5 W 80—10 m SSB, CW
		Linear Verst. 405 100 W	620.—
<b>STANDARD</b>		Netzteil 505 + 405	320.—
	C-4300	70 cm Transceiver, 5 W, 12 Kanäle	1095.—
	C 430	70 cm Transceiver, 10 W, 12 Kanäle	1195.—
	C 432	70 cm Hand-Transceiver 1 W, 6 Kanäle	995.—
	C-146A	2 m Hand-Transceiver 2 W, 5 Kanäle	685.—
<b>KW-ELECTRONICS</b>	C-826 MB	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle	865.—
	KW 1000	Linear HF Amplifier 1200 W PEP	1300.—
	KW 109	Antenna Super-Match/Dummy-Load high power	685.—
	KW E-Z	Antenna Tuner	225.—
	KW 101	SWR Indicator	125.—
<b>Kenwood</b>	KW 103	SWR Indicator + HF Wattmeter	195.—
	TS 515 S	Transceiver 80—10 m mit PS	1695.—
	TS 520	5 Band SSB Transceiver	2300.—
	TS 700	All Mode Transceiver SSB FM AM CW 144 Mc	2500.—
	TR 2200 G	Portable Transceiver FM 144 Mc 12 Ch	690.—
<b>Sommerkamp</b>	TR 7200 G	Car Transceiver FM 144 Mc 23 Ch	1100.—
	FR 50 B	Bandempfänger 80—10m	745.—
	FR 500 SP	Bandempfänger + 2 m Conv.	1625.—
	FR 101 DL	Bandempfänger 160—10 m + 2 m Conv.	2485.—
	FR 101 Dig	Bandempfänger 160—10 m + 2 m Conv. Dig.	3135.—
	FT 277 B	270 W. Transceiver komplett	2595.—
	FV 277	VFO zu FT 277	425.—
	FT 250	250 W Transceiver mit Netzteil	1695.—
	FT 505 S	Transceiver	2380.—
	FT 501	Transceiver SSB, CW, 560 W PEP Digital	2735.—
	FP 501	Netzteil	395.—
	FT 224	25 Kanal 10W, 2 m, FM-Transceiver	1195.—
	IC 21 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W	995.—
	FT 220	2 m FM Transceiver 15 W SSB CW	2090.—
	TS 288 A	11 m + 160-80-40-20-15-10 m, 24 channels, 300 W, AM, USB, LSB, 12 V, amateur bands	2595.—
	FL2277 B	Linear Ampl. 1200 W PEP	1545.—

**Radio Television Jean Lips AG**

Dolderstrasse 2 — 8032 Zürich 7 — Telefon (01) 32 61 56

43. Jahrgang März 1975

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

**Redaktion:** Rudolf Faessler (HB9EU), Tonishof, 6318 Walchwil ZG, Tel. 042 77 1606 — **Correspondant romand:** B. H. Zweifel (HB9RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — **Correspondente Ticino:** Fabio Rossi (HB9MAD), Box 24, 6549 San Bernardino — **Inserate+Hambörse:** Josef Keller (HB9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 53 34 16 — **DX:** Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse 35A, 6033 Buchrain LU, und Felix Suter HB9MQ, Hauptstrasse 13, 5742 Kölliken AG.

**Redaktionsschluss: 15. des Monats**  
Annahmeschluss für Inserate: 5. des Vormonats

**Erscheint monatlich**

**Herausgeber:** USKA, 8607 Seegräben ZH — **Druck und Verlag:** J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen, und A. Wenger, Buchdruckerei, 3634 Thierachern — **Versand:** J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen.

**Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure**  
**Union des Amateurs Suisses d'Ondes courtes**  
**Clubrufzeichen HB9AA**

**Briefadresse: USKA, 8607 Seegräben ZH**

**Ehrenpräsident:** Heinrich Degler (HB9A), Rotfluhstr. 53, 8702 Zollikon — **Präsident:** Walter Blattner (HB9ALF), Via Varenna 85, 6604 Locarno — **Vizepräsident:** Jack Laib (HB9TL), Einfangstrasse 39, 8580 Amriswil — **Sekretär:** Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben — **TM:** René Oehninger (HB9AHA), Im Moos, 5707 Seengen — **UKW-TM:** Dr. H. R. Lauber (HB9RG), Bahnhofstr. 16, 8001 Zürich — **Verbindungsmann zur IARU:** Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Postfach 128, 4153 Reinach BL 1 — **Verbindungsmann zur PTT:** Albert Wyrsh (HB9TU), Kirchbreiteweg 1A, 6033 Buchrain LU.

**Sekretariat, Kasse:** Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben ZH, Tel. 01 77 31 21, Postcheckkonto: 30-10397, USKA, Bern.

**QSL-Service:** Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 74 13 62, Postcheckkonto 60-3903, Luzern — **Bibliothek:** Armin Studer (HB9AVC), Reinacherstr. 14, 4142 Münchenstein BL — **Helvetia 22-Diplom:** W. Blattner (HB9ALF), Box 450, 6601 Locarno — **Jahresbeitrag (OLD MAN inbegriffen):** Aktive Fr. 35.—, Passive Fr. 25.—, Jun. Fr. 17.50. **OLD MAN-Abonnement:** Inland und Ausland Fr. 22.—.

## Communications du comité

La séance du comité du 11 janvier 1975 a été consacrée principalement à la préparation de l'assemblée ordinaire des délégués. Les sections recevront les documents nécessaires.

E. Héritier (HB9DX) et J. Laib (HB9TL) participeront comme délégués de l'USKA à la conférence de la région 1 de l'IARU. Les propositions décidées lors de l'assemblée VHF du 15 juin 1974, concernant des modifications des plans de bande pour 144 et 432 MHz, ont été envoyées dans les délais.

L'UIT organise la seconde exposition des télécommunications TELECOM 75 à Genève du 2 au 8 octobre 1975; il sera demandé à la section de Genève si elle peut s'occuper d'utiliser le stand mis à disposition. Une réunion internationale d'amateurs aura lieu les 4/5 octobre à cette occasion. L'exposition TELECOM 75 coïncide avec la seconde période de séances de la conférence de l'UIT, qui s'occupe de réattribuer les fréquences dans les bandes d'ondes longues et moyennes, dans les régions 1 et 3; une chance s'offre ainsi de montrer aux délégués présents les aspects du service radio-amateur, tout spécialement à ceux des jeunes Etats, et contribuer ainsi à une attitude plus positive lors de la conférence radio administrative de 1979. La participation des radio-amateurs à TELECOM 75 est à considérer comme une contribution importante à la défense de nos bandes.

Les nouveaux statuts présentés par les sections de Lausanne et de Thoune ont été acceptés. La section de Lausanne, avec l'entrée en vigueur de ses nouveaux statuts, s'intitule «Radio-amateurs vaudois»; le comité regrette que l'appartenance à l'USKA n'apparaisse plus dans la nouvelle appellation.

Un règlement pour la bibliothèque a été établi, qui fixe les devoirs du bibliothécaire, ainsi que les droits et devoirs des utilisateurs.

Les sections de Argovie et Bâle désirent mettre une station relais FM en service sur le canal R $\phi$ . Le responsable du trafic VHF aura des entretiens avec les représentants de ces sections pour l'attribution du canal.

La section Associazione Radioamatori Ticinesi propose, de fixer le début du Field Day à 1600 HEC. L'USKA prendra contact avec la RSGB et le DARC, pour connaître l'idée des deux principaux participants à ce contest à ce sujet.

Sur proposition de la section des Radio-amateurs vaudois, une enquête sera menée à l'occasion du

vote par correspondance, pour savoir à quel point l'activité émettrice est influencée par les dérangements causés aux appareils électroniques «grand public», dans le cas des détenteurs d'une concession d'émission.

Gerhard Villiger (HB9AAU) s'est retiré en tant que responsable de la station de la Maison des Transports à Lucerne. Le comité le remercie pour son activité. Un remplaçant devra être trouvé aussi rapidement possible.

### **5e Assemblée générale ordinaire du groupe UHF de l'USKA**

L'assemblée générale du groupe UHF de l'USKA du 30 novembre 1974 sur l'Uetliberg a accepté les rapports annuels du comité ainsi que les comptes annuels. La cotisation de 35 francs reste inchangée pour 1975. Les 4/5 des cotisations annuelles des membres habitant dans le rayon d'accès d'un relais non exploité par le groupe UHF, seront bonifiés aux propriétaires du relais; ceci concerne les stations de Bâle, du Weissenstein, de Menziwillegg et du Moléson. Le droit d'inscription s'élève à 25 francs; il est conçu comme une modeste participation des nouveaux membres aux stations déjà existantes du Sântis, de l'Uetliberg et du Pilate, qui ont un grand rayon d'accès.

Franz Acklin (HB9NL) fut élu pour remplacer le président sortant R. Grisch (HB9ER). Le reste du comité a été confirmé comme suit dans ses fonctions: secrétaire K. Röthlisberger (HB9UZ), caissier C. Nadig (HB9AKR), directeur technique H. R. Lauber (HB9RG).

Le directeur technique en appella à tous les utilisateurs de relais, pour qu'ils donnent après l'enclenchement du relais leur indicatif, comme cela est prescrit dans les prescriptions de la concession.

A fin octobre 1974, la station du Sântis a été équipée d'une installation entièrement transistorisée, consistant principalement en un SE-19 modifié et d'un amplificateur de 20 watts; l'installation ne sera plus déclenchée durant la nuit. Grâce à la générosité de la maison Autophon, pour le groupe UHF de l'USKA, il est possible de remplacer l'équipement en service depuis 10 ans à l'Uetliberg par des appareils transistorisés. Pour cette réalisation 1975 qui demande beaucoup de travail, nous cherchons d'urgence des collaborateurs techniques.

L'utilisation de modules transistorisés, correspondant aux normes des PTT, amène une amélioration importante de la sécurité de fonctionnement. (HB9DX)

### **5. ordentliche Generalversammlung der Swiss ARTG**

Am 2. Februar 1975 fand im Restaurant Waid in Zürich die 5. Jahresversammlung der Swiss Amateur Radio Teleprinter Group statt. Diese Gruppe beschäftigt sich hauptsächlich mit RTTY und SSTV, aber auch mit ATV, Fax usw. Infolge des Hinschiedes des Präsidenten Carl Keel HB9P — der die eigentliche Triebkraft des Vereins war — im Februar 1974, blieb die Tätigkeit der Gruppe das ganze Jahr eher bescheiden. Eine im Dezember durchgeführte Umfrage bei den Mitgliedern, sowie eine weitgehende Aussprache an der Versammlung zeigten deutlich, dass das Weiterbestehen der Gruppe von vielen Interessenten gewünscht wird. Es soll allerdings im kommenden Jahr nach einem neuen Konzept über die Vereinsform und die weiteren Tätigkeiten gesucht werden.

Ein schwer zu lösendes Problem war, einen neuen Vorstand aufzutreiben, da der bisherige Vorstand mit Ausnahme des Kassiers zurücktrat und nur wenige Kandidaturen vorlagen. Um die Gefahr der Auflösung zu vermeiden und dem Verein grosse Schwierigkeiten zu ersparen, stellten sich nach langer Diskussion folgende Mitglieder zur Verfügung, die mit Akklamation gewählt wurden: Präsident: Lucien Vuilleumier HB9ADM; Vize-Präsident: Jürg Hodler HB9MJH; Sekretär: vakant; Kassier: Hans Dolder HB9ABD; UKW-TL (tech. Leiter): Max Baumgartner HB9MFE; SSTV-TL: Paul Küng HB9AVK; Fax-TL: Roger Jung HB9BBR.

Der Jahresbeitrag, inbegriffen Abonnement der Zeitschrift «RTTY» der DAFG, wurde wie bisher auf 25 Franken festgesetzt. Es wurde der allgemeine Wunsch geäußert, dass Artikel über RTTY und SSTV von der Redaktion des OLD MAN vermehrt übernommen werden. Die Adresse der Swiss ARTG lautet jetzt: Postfach 136, 3072 Ostermündigen 1.

### **5e Assemblée générale ordinaire du Swiss ARTG**

Le 2 février 1975 a eu lieu au restaurant Waid à Zurich la 5e Assemblée annuelle du Swiss Amateur Radio Teleprinter Group. Ce groupe s'occupe principalement de RTTY et de SSTV, mais aussi d'ATV, de Fax, etc. A la suite du décès du président Carl Keel HB9P — qui était à proprement parler la force motrice de la société — en février 1974, l'activité du groupe demeura plutôt modeste durant toute l'année. Une enquête effectuée auprès des membres en décembre ainsi qu'une ample discussion lors de l'assemblée montrèrent clairement que le voeu de nombreux intéressés était de maintenir le groupe.

Il faudra cependant, durant l'année à venir, rechercher de nouvelles solutions quant à l'organisation et aux activités de la société.

Un problème difficile à résoudre fut celui de la formation, se retirait et que les candidatures étaient peu nombreuses. Après une longue discussion et afin d'éviter le danger d'une dissolution du groupe et de lui épargner de grandes difficultés, les membres suivants se mirent à disposition et furent élus par acclamation: président: Lucien Vuilleumier HB9ADM; vice-président: Jürg Hodler HB9MJH; secrétaire: vacant; trésorier: Hans Dolder HB9ABD; TL (responsable tech.) VHF: Max Baumgartner HB9MFE; TL SSTV: Paul Küng HB9AVK; TL Fax: Roger Jung HB9BBR.

La cotisation annuelle, y compris l'abonnement à la revue «RTTY» du DAFG, a été fixée à 25 francs comme précédemment. Il a été émis le vœu que davantage d'articles des domaines RTTY et SSTV soient repris par la rédaction de l'OLD MAN. La nouvelle adresse du Swiss ARTG est la suivante: Case postale 136, 3072 Ostermundigen 1.

## Die Seite des TM

### Helvetia 22-Contest 1975

**12. Apr. 1975, 1500 GMT—13. Apr. 1975, 1700 GMT**  
Detailliertes Reglement siehe «Contest Rules». Schweizer Amateure arbeiten Stationen in möglichst vielen Kantonen und Ländern. Bei jeder Verbindung ist eine Kontrollgruppe auszutauschen, die aus dem RST, der laufenden QSO-Nr. und der Kantonsabkürzung besteht, z. B. 589001 ZH bzw. 58001 ZH.

#### Kategorien:

Portable Stationen — Einzelstationen (Telegrafie)  
— Einzelstationen (Telegrafie/Telefonie) — Sektionswettbewerb und Empfangsamateure.

#### Bewertung:

QSO mit europäischer Station 2 Punkte. QSO mit aussereuropäischer Station 4 Punkte.

Multiplikator: Kanton pro Band 1 Punkt, europäisches Land pro Band 1 Punkt, aussereuropäisches Land pro Band 2 Punkte. Die Länder werden gemäss der DXCC-Länderliste gezählt. Die einzelnen Rufzeichendistrikte der USA und Kanadas (W/K, VE und VO) gelten zusätzlich als Länder.

Stationen, welche für das Sektions-Klassement arbeiten, sind bis spätestens 10. April dem TM zu melden. Die für jedes Band separat geführten, einseitig beschriebenen Logblätter (Normal USKA Log zu beziehen beim Sekretariat) sind zusammen mit dem komplett ausgefüllten Ab-

rechnungsblatt (Summary-Sheet, beim TM HB9AHA, im Moos, 5707 Seengen, erhältlich) spätestens 21 Tage nach dem Contest zuhanden des TM der Post zu übergeben.

Règlement détaillé voir «Contest Rules».

Les amateurs suisses contactent des stations dans le plus grand nombre possible de cantons et de pays. Un groupe de contrôle doit être échangé lors de chaque liaison; celui-ci se compose du RST et du numéro d'ordre de la liaison, suivit des initiales du canton, ex. 589001 GE, resp. 58001 GE.

#### Catégories:

Stations portables — stations individuelles (télégraphie) — stations individuelles (télégraphie / téléphonie) — concours de section — amateurs / récepteurs.

#### Décompte des points:

QSO avec station europ. 2 points, QSO avec station extra-europ. 4 points. Multiplicateur: Canton par bande 1 point, pays europ. par bande 1 point, pays extra-europ. par bande 2 points.

Les stations participant au concours de section doivent être annoncés au TM jusqu'au 10 avril. Les feuilles de log et la Summary-Sheet sont à adresser jusqu'au 5 mai au TM, HB9AHA, im Moos, 5707 Seengen.

Viel Glück / Bonne chance vy 73 HB9AHA

## Calendar

15./16. März	ARRL DX-Contest (CW)
22./24. März	BARTG RTTY-Contest
<b>12./13. April</b>	<b>H 22-Contest</b>
19./20. April	WAECD RTTY-Contest
26./27. April	PACC-Contest
3./4. Mai	VHF/UHF Contest
3./4. Mai	French Contest, VHF/UHF
24. Mai	<b>USKA-Jahrestreffen, Thun</b>
<b>7./8. Juni</b>	<b>National Field Day</b>

5./6. Juli	VHF/UHF Contest
12./13. Juli	Bodenseetreffen Konstanz
<b>20. Juli</b>	<b>National Mountain Day</b>
<b>2./3. August</b>	<b>Minicontest</b>
9./10. August	WADEC Contest (CW)
6./7. September	IARU VHF-Contest
13./14. September	WAECD-Contest (Fone)
4./5. Oktober	IARU UHF/SHF-Contest
<b>7. Dezember</b>	<b>XMAS Contest (Fone)</b>
<b>14. Dezember</b>	<b>XMAS Contest (CW)</b>

**Zu unserem Titelbild:** 80-Element zirkularpolisierte Richtantenne für 2 m bei HB9BBD. Die Antenne lässt sich in der horizontalen Ebene um 358° und in der Vertikalen um 90° drehen. Der Gewinn beträgt zirka 18 dB.  
(Foto: HB9APR)

## DX-News

Die DX-Bedingungen haben sich gegenüber dem Vormonat nicht wesentlich verändert. Bemerkenswert sind die guten Condx am Abend auf 30 Meter nach Osten, wo HB9AOU XU1DX, 9M2DQ, VE3CDU/SU und AP2KS loggte. HE9HIA hörte am Morgen VP5AA auf diesem Bande. Auch auf dem 7 Mc-Band herrschten am Abend ähnliche Bedingungen, wobei A4XFE von HB9AMO, HB9AOU und HB9UD, ferner VQ9BP und 9M2CX von HB9AMO, sowie VU2AIK gearbeitet werden konnten. HB9AMO arbeitete FY7YM am späteren Abend, und konnte auf 14 Mc VS5MC am Nachmittag erreichen. Das 21 Mc-Band war immer noch karg und bot als einzigen Leckerbissen PAϕIWH/S2 (Bangladesh, hrd HE9FUG).

Im DXCC mixed ist HB9AXB mit 100 Ländern neu aufgeführt. HB9DX hat daselbst den Sticker für 320 und HB9RX für 260 Bestätigungen erhalten. Im 20. WAEDC 1974 (A3) hat HB9APF 21413 Punkte erreicht. Vom CQ WW WPX-Contest 1974 ist HB9AWM mit 200070 und HB9UD mit 3135 Punkten zu erwähnen. HB9ASK hat das Phone WAZ Nr. 3759 erhalten. Wir gratulieren zu allen diesen Erfolgen.

Von der Region I der IARU wurde ein neuer Wettbewerb zwischen verschiedenen Kontinenten ausgeschrieben, der am 13.4. 0100 bis 14.4. 0100 HBT in CW über die Bühne geht. Interessenten können die Unterlagen beim Unterzeichneten gegen SASE beziehen. Vy 73 es gd dx de HB9MO

## DX-Log

**3,8 Mc-Band: 0600 - 0900:** OJϕMA-VP5AA (805), YV4YG, YV5ANS, OA4AHZ, KZ5QQ, HK4BTY, W1-5, 8, 9- 7X5AH- OE2WSL/5B4, JY9GR **1800 - 2100:** TF3HP, FC2CD, IVϕAMU (Rom), OJϕMA- **VE3 CUD/SU**, EA8CR, EA9EP- **XU1DX, 9M2DQ, AP2KS**, 5B4BM, OD5, 4X, JY9GR

**7 Mc-Band: 0000 - 0300:** YV4CI (CW) **0600 - 0900:** ZL2TG (CW) **1500 - 1800:** WA6KGY/4X **1800 - 2100:** KV4CI- 9J2WR, CR6WW, ZD7TM- UM8MBA, 9K2 DR, UH8HAI (alle CW) CT2BP -ZS6TL, 9G1AR, 9G1DY, **VQ9BP** (046), CR6UE- **A4XFE** (052), JA, **9M2CX** (CW), 5B4AH, UF6DZ, UL7AAL, JY9GR, **VU2AIK**, VK2, 3, 4 **2100 - 2400:** JA- VK3MR (beide CW), FY7YM (046)

**14 Mc-Band: 0300 - 0600:** PY, PJ2VD, KV4AB (alle CW) **0600 - 0900:** **FK8AT** (200) **120 - 1500:** OJϕMA, OY7Q- HI8XKP, KP4EAK- 6W8FK- **VS5MC** (113)- VK5, 6 **1500 - 1800:** XE1XL- ET3USB, 3B8BJ- 9K2 DR, XW8HV **1800 - 2100:** FR7AL

**21 Mc-Band: 0900 - 1200:** 9G1DY- PAϕIWH/S2 (335) **1500 - 1800:** ZVϕJY- TJ1AD, 3B8CV, 6W8FP **1800 - 2100:** 5N2ESH

**Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9AMO:** CR9 AK, YS1MV, 5W1AK, VP2MJK, FR7ZV, 3D2AZ **HB9 UD:** A4XFE, CR4BS, FB8XX, ZD7PS, ZL1BKL/C, WA2HYX/8R1 **HB9MO:** PJ1AA, ZD3X, ZD3Z, EP2 WB/4W **HE9IAA:** 6Y5GB, YA1DT

Logauszüge von HB9AMO, HB9AOU, HB9AZZ, HB9BBD, HB9UD, HE9FUG und HE9IHA.

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen

bis spätestens 10. März an Sepp Huwyler, HB9 MO, Leisibachstrasse 35a, 6033 Buchrain.

## DX-Calendar

**Laos**, XW8FA, 3799, 0100. QSL via USAID PMB APO, San Francisco, 96352. **Mozambique**, CR7IC, 3798, 0120. **Gabon Rep.** TR8DG, 3793, 2330. **Algeria**, 2X5AH, 3795, 0030. **Seychelles Isld.** VQ9M, 799, 2230; am Wochenende. **Senegal**, 6W8FP, 3793, 0130. **Pakistan**, AP2KS, 3733, 0050. **Signapore**, 9V1SH, 3795, 2350. **Brunei**, VS5MC, 3798, 1800 und 0015; nur am Wochenende. **Thailand**, HS4ASB, 3798, 2340. QSL via DJ8KS. **Indonesia**, YBϕABV, 3798, 0010. **HongKong**, VS6DO, 3798, 0040; oft auch schon um 1600, hauptsächlich über das Wochenende. QSL via K4CIA. **West Malaysia**, 9M2DQ, 3780, um Mitternacht, meist zusammen mit VS6DO und PAϕGMW. **Madeira Isld.** CT3AB, 3790, 1015. **Korsika**, FC2CD, 3788, 0130. **Wake Isld.** WB4KSE/KW6, 3795, 1827; am Wochenende. **Formosa**, BV2B, 14215, 1035, 14247, 1100; am Wochenende ab 0900, auf 14216 oder 14250. **Mariana Isld.** KG6SW, 14293, 0940. QSL via W7YBX. KG6 RI, 14283, 1037. **Norfolk Isld.** VK9RH, 14230, 0930 bis 0950.

### QSL-Adressen

**XW8HV**, George Wood, Box 3, Vientiane, Laos. — **WA10GA/VQ9**, Ronald F. Wheeler, MCBIO, Alpha Co, FPO San Francisco, Calif. 96601. — **VK9 RH**, Ray Hoare, Box 97, Norfolk Island, South Pacific. — **A6XB** via K1DRN — BV2A, via WB2 UKP — **HH2WF** via W3HNC. (HB9MQ)

## OSCAR-News

Zum OSCAR-Bericht im OM Nr. 1 1975 möchte ich noch eine kleine Korrektur anfügen: der West-shift ist nicht 28,726, sondern 28,736 (114,9450:4=28,736). An geradzahligen Tagen des Jahres ist Modus B, also 70/2 eingeschaltet! An ungeradzahligen Tagen des Jahres ist Modus A, also 2/10 eingeschaltet! Das heisst z. B.: 31. Januar=Modus A, 1. Februar=Modus B (denn es ist der 32. Tag des Jahres, usw.). Die Bake auf 2 Meter hat die QRG: 145,984+ — Doppler-Effekt (zirka 8 kHz). Im weiteren möchte ich die OSCAR-Interessenten darauf hinweisen, dass der Mitgliederbeitrag zur AMSAT (viermal jährlich, plus Newsletters spezial Bulletins) bis Ende Juni 1975 noch 5 US-Dollars beträgt, jedoch ab 1. Juli 1975 auf 10 US-Dollars erhöht wird. Entsprechende Anfragen und Anmeldeformulare können bei mir angefordert werden (SASE). (Fortsetzung Seite 5)

# convertisseur tension-fréquence

J. VIOLETTE F9JZ

De nombreux OM possèdent maintenant des fréquencesmètres à affichage digital mais dont l'utilisation n'est pas permanente ; adjoindre la possibilité de le faire travailler en voltmètre est très intéressante. J'ai essayé plusieurs schémas de convertisseurs — dont un paru dans les analyses de revues sous la plume de WØMLD — cet engin n'a jamais réussi à fonctionner.

J'ai donc repris un schéma décrit dans l'Electronique Professionnelle, tiré d'Electronic Engineering signé F.A. J'ai adapté cette description avec des  $\mu A709$  en « dual in line », et les résultats sont très intéressants devant un fréquencesmètre de fabrication maison (calques d'origine XT2AA). Avec 6 chiffres d'affichage et ne comptant pas le hertz, le volt apparaît avec ses trois zéros. Le schéma bloc de l'ensemble est donné figure 1.

Le convertisseur fréquence-tension se trouve dans une boucle de contre-réaction commandant une chaîne comportant un oscillateur et un comparateur de tension.

Le principe est basé sur la comparaison de tensions. La fréquence  $F$  obtenue au niveau du bloc tension-fréquence (bloc B) est convertie en une tension dans le bloc C ; cette tension continue est comparée dans l'ampli différentiel (bloc A) avec la tension d'entrée  $V$ , et fournit à la sortie une tension corrigeant la fréquence de l'oscillateur jusqu'à ce

que cette fréquence provoque en sortie une fréquence qui donnera en sortie du bloc C une tension  $v$  très voisine de  $V$  d'entrée.

L'auteur donne de très nombreuses autres explications, mais qui ne présentent pas, du moins pour la réalisation, un intérêt immédiat.

Les transistors T1 et T2 étaient à l'origine des BFY 72, ils ont été remplacés par des 2N2219. Les diodes D2 D3 D4 D5 et D6 étaient des EC401 (PIV 125 V 250 mW) elles sont remplacées par des SFD86TH, diodes au silicium (des 1N914 feraient sans doute l'affaire).

La capacité C1 qui devait faire 200 pF, valeur peu courante, a été remplacée par 220 pF de même pour R1 et R2 (36 k $\Omega$ ) remplacés par des 39 k $\Omega$ .

Le diviseur d'entrée ne présente pas de particularité ; un inverseur avec deux témoins donne la possibilité de changer de polarité sans changer les cordons. Un inverseur automatique aurait été possible mais aurait encore compliqué l'appareil.

Un circuit de dépassement, facultatif, est adjoint à l'entrée car lorsque l'on dépasse une certaine plage de tension 3 à 3,5V à l'entrée du premier  $\mu A 709$ , les valeurs affichées sont plus ou moins fausses. Les diodes D7, D8 et D9 constituent un diviseur et un fil souple partant du point X peut-être soudé aux points A,

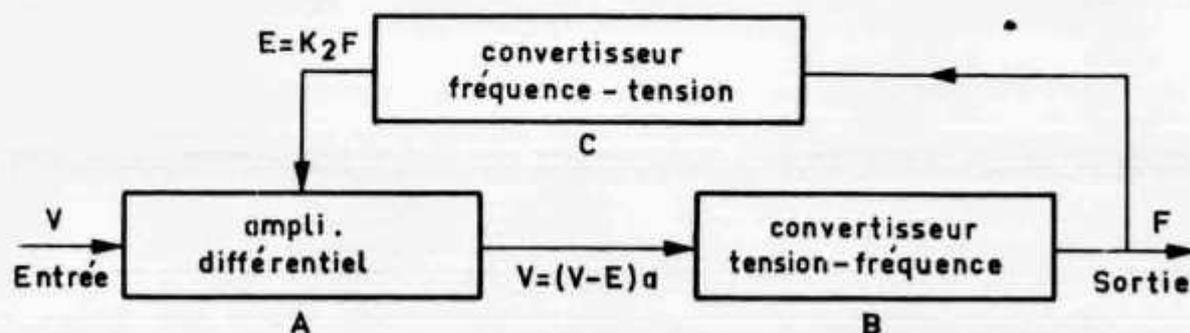
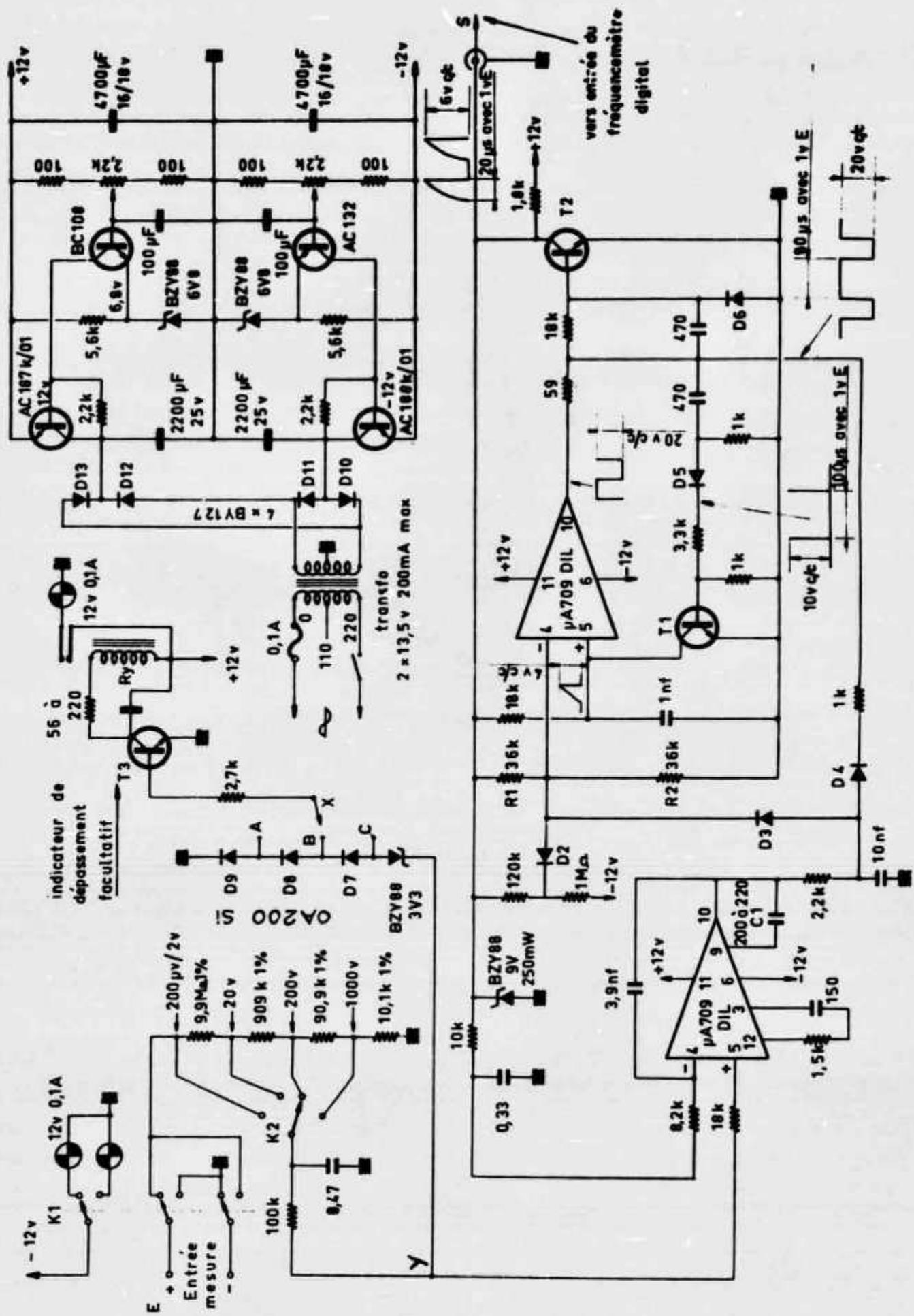
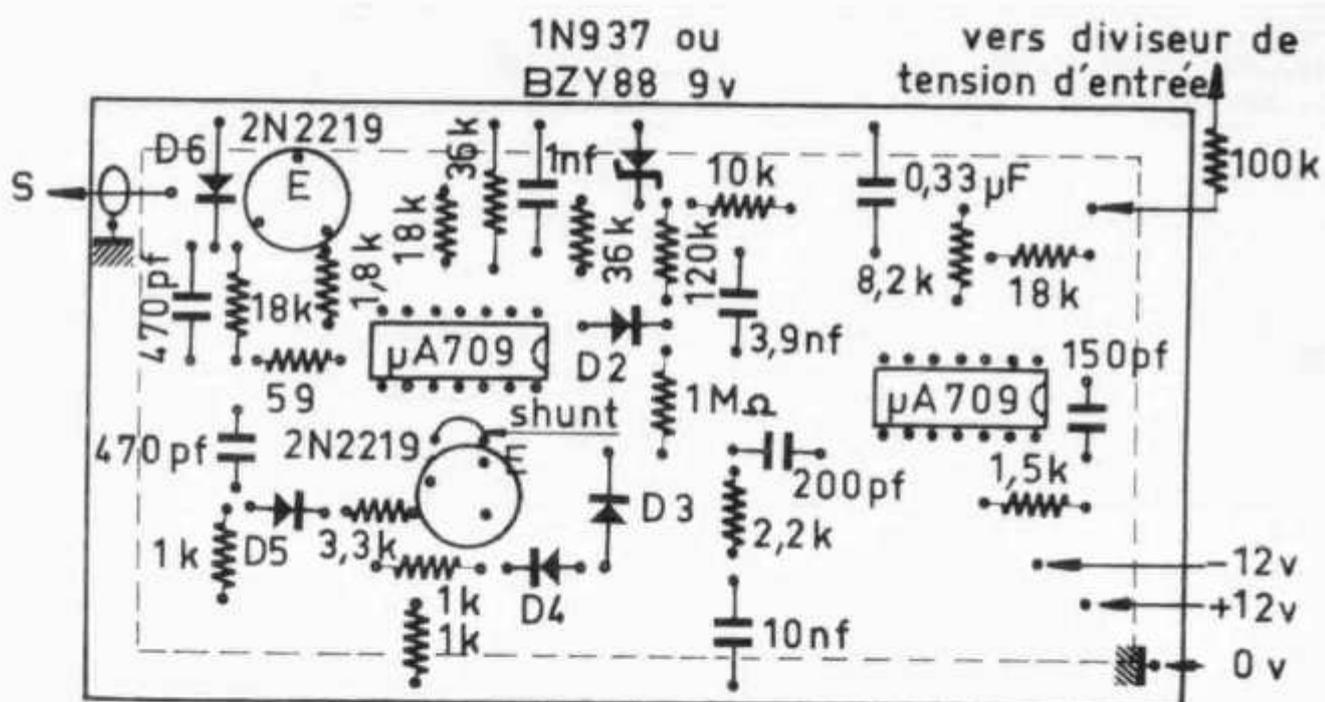
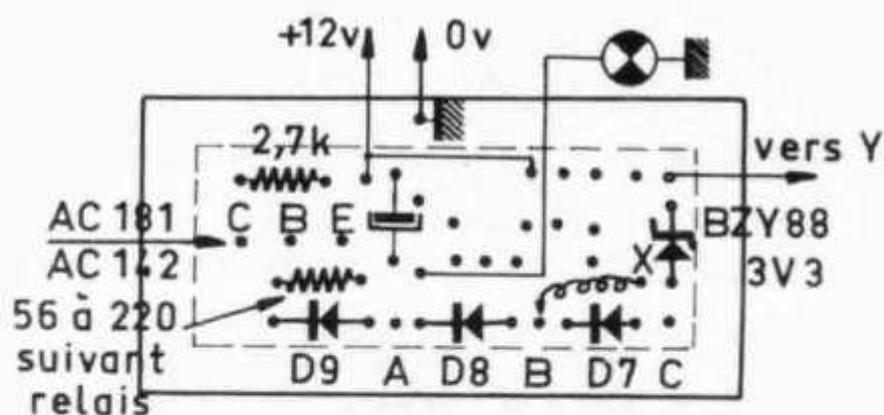
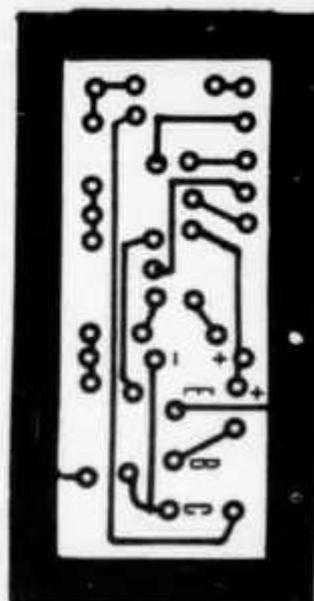
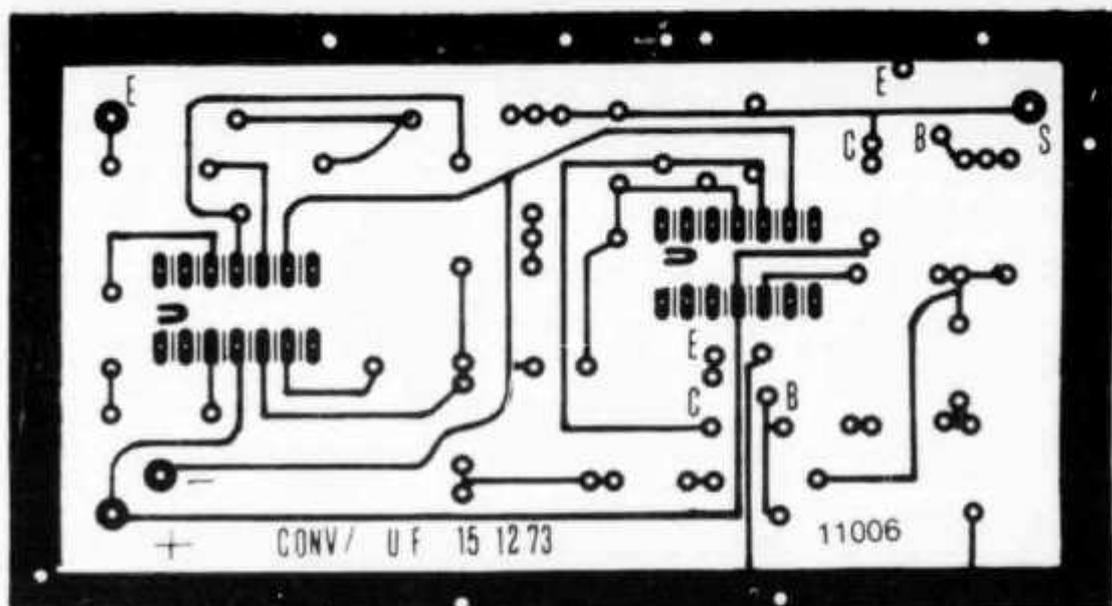
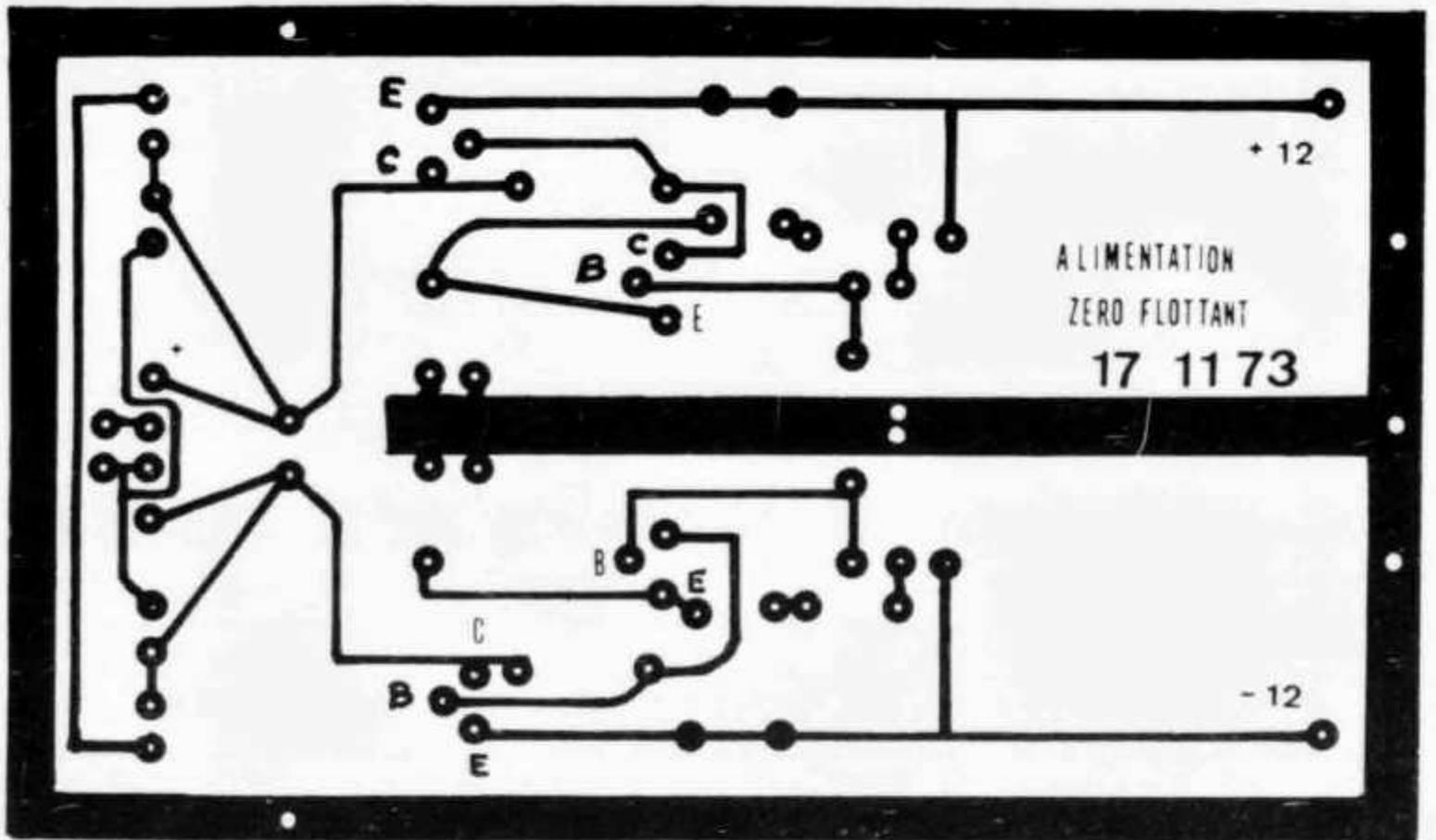


Figure 1

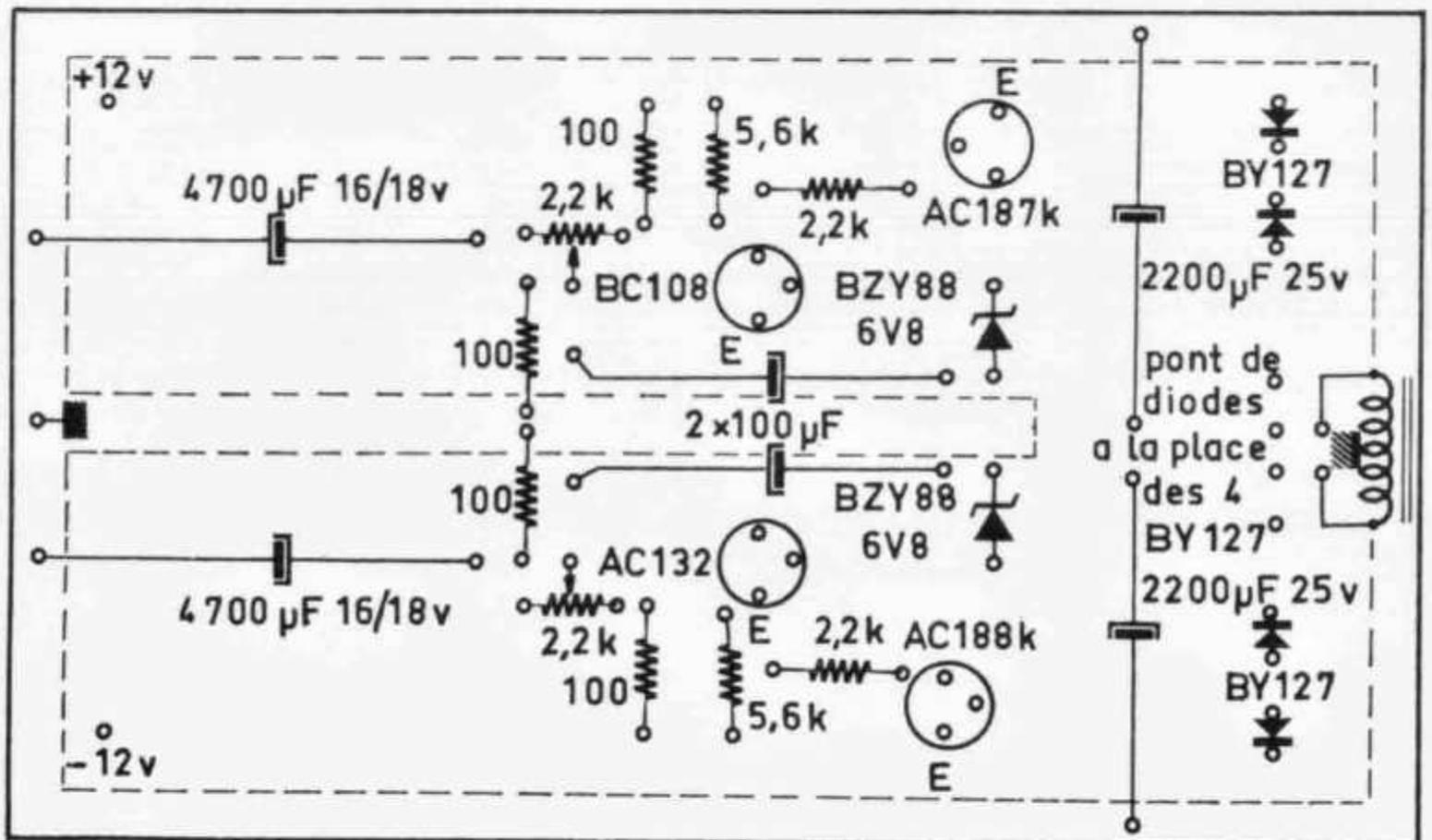


Le convertisseur tension/fréquence réalisé par F9JZ





Circuit imprimé (échelle 1) et plan de câblage des éléments



B ou C (D7, D8, D9 genre OA200 si V de seuil 0,7 V).

En effet le transistor T3 (AC 141 ou AC 181 NPN) passera en saturation plus ou moins vite suivant l'endroit où sa base se trouvera placée (en A : 3,1 à 3,7 V à l'entrée du compteur, en B : 3,1 3,6 V et enfin en C : 2,3 à 2,7 V environ).

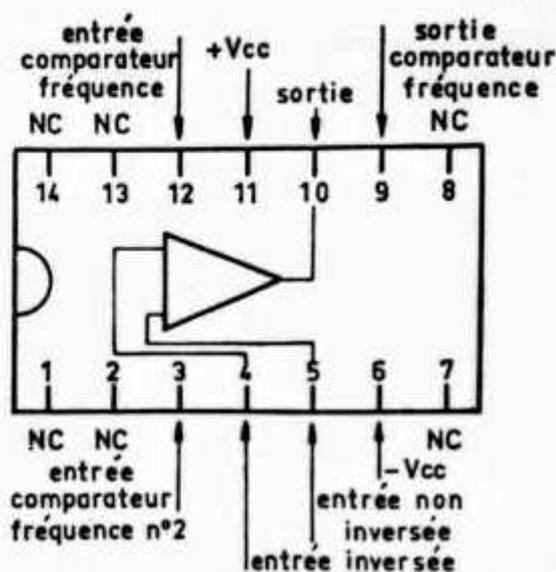
Le relais utilisé est un type miniature des surplus (Bull).

L'alimentation n'appelle aucun commentaire si ce n'est que le circuit imprimé a été prévu pour recevoir soit 4 diodes simples soit un pont de 4 diodes dans le même boîtier genre B4 164 ou équivalent.

Les  $\mu A$  709 proviennent de CEDISECO. Pratiquement toutes les résistances peuvent être des 0,25 watt ; si l'on désire la sécurité, des 0,5 watt présenteront une plus grande marge.

Les circuits imprimés ne sont sans doute pas dessinés aux normes en vigueur mais il fallait tenir compte des pièces disponibles.

Lors des essais on s'apercevra que pour atteindre le zéro à l'affichage di-



Le SN72709 (vu par dessus)

gital en absence de tension à l'entrée, on devra retoucher le potentiomètre réglant la tension du ballast (dans la branche positive la tension disponible en sortie d'alimentation pourra être de + 11,5 V sans inconvénient) on peut régler l'autre ballast à - 11,5 V également, mais son action sur l'affichage est nulle.

RADIO-REF

## Messung der Ausgangsleistung von Amateursendern

Von Manfred Salzwedel, DK 4 ZC, 6093 Flörsheim 4, Wiesenring 59

Jeder Amateur ist daran interessiert, die hochfrequente Ausgangsleistung zu kennen, die sein Sender an die Antenne abgibt. Zu ihrer Bestimmung werden meist geeichte Stehwellenmeßgeräte oder Reflektometer verwendet. Dabei wird die Antennenspannung gleichgerichtet und an einem Meßinstrument als spannungsabhängiger Ausschlag angezeigt. Die Eichung des eigenen Stehwellenmeßgerätes kann durch vorhandene bereits geeichte Instrumente erfolgen.

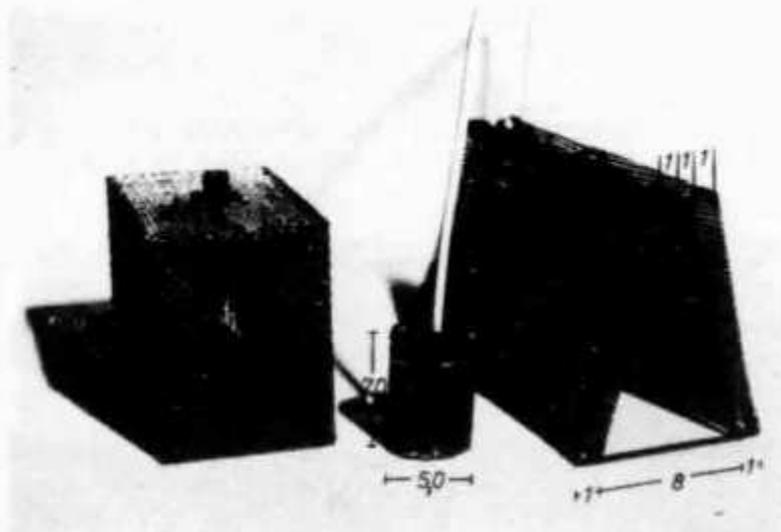
Ein geeichtes Reflektometer integriert die durchfließende elektrische Leistung. Die Anzeige eines Reflektometers ist von der Frequenz abhängig.

Eindeutiger und sicherer läßt sich die Leistung eines Senders auf kalorimetrischem Wege messen.

### Beschreibung der Meßanordnung

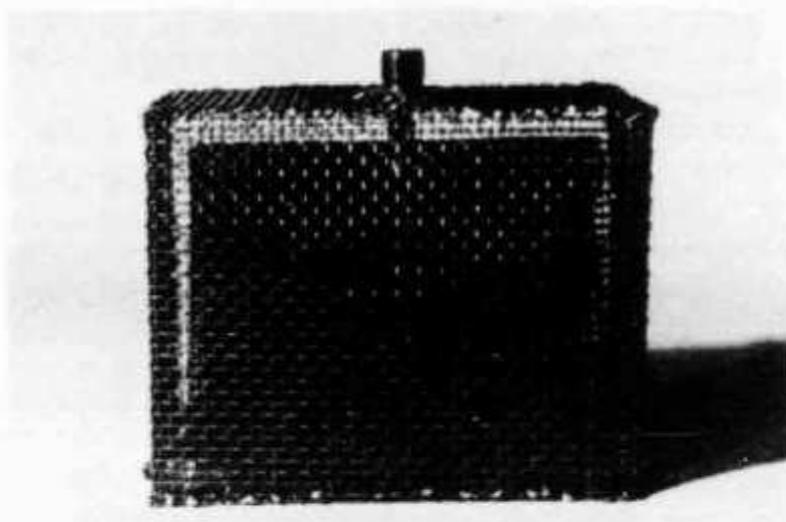
Um elektrische Energie in Wärme umwandeln zu können, benötigt man einen geeigneten Lastwiderstand, der bei der Meßfrequenz ein möglichst günstiges Stehwellenverhältnis hat und bis etwa ein Kilowatt belastbar ist. Seit einiger Zeit sind flächenartige Widerstandsmaterialien bekannt, die wegen ihrer sehr großen Oberfläche hohe elektrische Leistungen bei relativ kleiner Bauform in Wärme umwandeln können. Aus solchen Flächenwiderständen wurden vom Verfasser mehrere künstliche Antennen hergestellt. Sie vertragen bei einer Gesamtwiderstandsfläche von 1200 cm<sup>2</sup> — verteilt auf vier Einzelflächen — 1 kW elektrischer Leistung ohne Verwendung eines sonst üblichen Wärmespeichers wie Trafoöl. Diese künstlichen Antennen sind daher auch für längere Beanspruchungen geeignet.

In **Abb. 1** erkennt man deutlich das gewebeartige Widerstandsmaterial. Der dachähnliche Aufbau der künstlichen Antenne erzeugt die richtigen kapazitiven und induktiven Werte, die zur Ausbildung eines kleinen Stehwellenverhältnisses erforderlich sind. Links im Bild sieht man eine fertige künstliche Antenne, deren Gehäuse zur optimalen Wärmeabfuhr aus Drahtgewebe aufgebaut ist. Der zylindrische Widerstand in der Mitte des Bildes ist für kalorimetrische Messungen bestimmt. Er kann Leistungen bis 1 kW aushalten, da er in eine Meßflüssigkeit eintaucht. **Abb. 2** zeigt die fertige künstliche Antenne von der Seite.



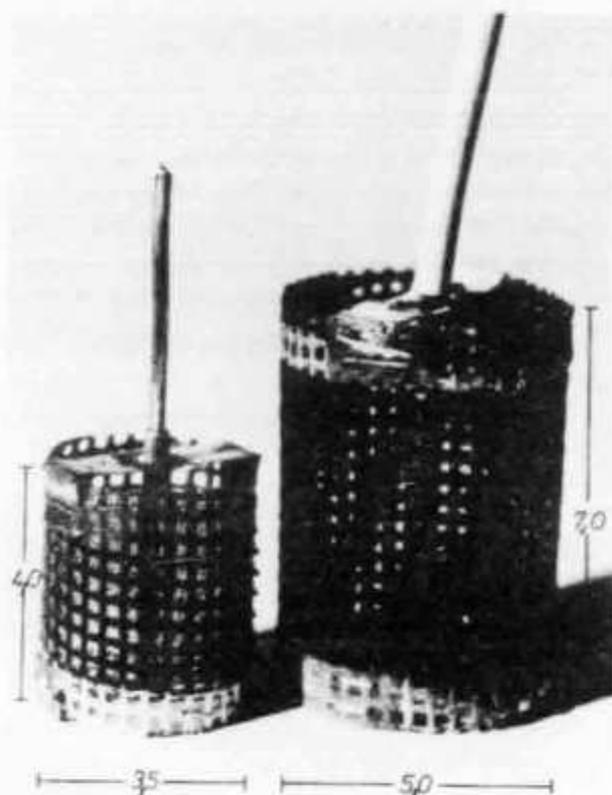
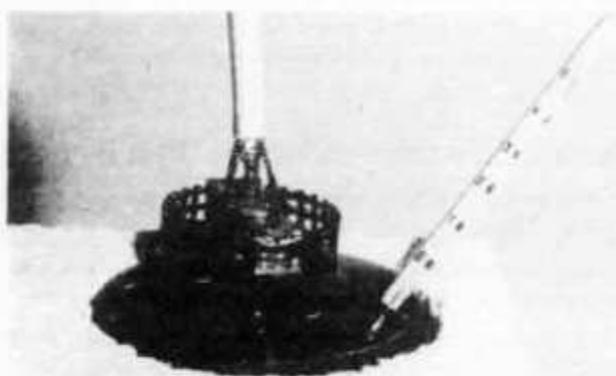
**Abb. 1.**  
 Rechts — Widerstands-  
 element für eine 1-kW-Antenne  
 Links — Fertige Antenne  
 für 500 Watt  
 Mitte — Kalorimeter-  
 widerstand, bis 1 kW belastbar  
 (Maße in cm)

**Abb. 2.**  
 Die künstliche Antenne von  
 der Seite gesehen. Der  
 Abstand des Widerstands-  
 elementes vom Gehäuse  
 beträgt 2 cm



**Abb. 3.** →  
 Kalorimeterwiderstände für eine  
 Belastbarkeit von 200 Watt bzw. 1 Kilowatt

**Abb. 4.** ↓  
 Meßanordnung mit Test-  
 flüssigkeit in einem  
 Kunststoffbecher, Widerstand  
 und Thermometer



Die hellen Ränder bestehen aus Leitsilber. An ihnen sind zur Stromzuführung Bänder aus Kupferdrahtgeflecht befestigt. Der Innenleiter des coaxialen Widerstandes ist bei den in **Abb. 3** gezeigten Mustern noch nicht in seiner endgültigen Form eingebaut. Die Form des Innenleiters bestimmt bei richtigem ohmschen Widerstand das Stehwellenverhältnis der Meßanordnung. Zum Schutz gegen die Meßflüssigkeit wird der Widerstand mit Kunstharz beschichtet.

In **Abb. 4** ist die gesamte Meßanordnung gezeigt.

Sie besteht für Messungen bis 1 kW aus 150 ml Testflüssigkeit, z. B. Maschinen- oder Trafoöl, einem Thermometer mit  $1/10^\circ\text{C}$ -Anzeige, dem Widerstand und einer Uhr mit Sekundenzeiger. Zum Schutz gegen Wärmeverluste ist der Kunststoffbecher in ein Isoliermaterial eingebettet. Im Gegensatz zu **Abb. 4** wurde ein Fieberthermometer verwendet. Es hat eine stark gespreizte Skala und erlaubt ein genaues Ablesen der Temperatur. Außerdem ist es nicht so teuer wie ein entsprechendes Laborthermometer.

Als Kalorimeterflüssigkeit wurde zunächst Wasser geprüft. Es erwies sich aber als ungeeignet, da es das Stehwellenverhältnis des Widerstandes von 1 : 1,2 auf 1 : 3 erhöhte. Außerdem hat Wasser eine hohe spezifische Wärme ( $1\text{ cal}/^\circ\text{C}\cdot\text{Gramm}$ ). Je kleiner die spez. Wärme der Kalorimeterflüssigkeit ist, um so größer ist die Temperaturerhöhung bei gleicher zugeführter Energie. Das Thermometer zeigt also mehr an, der Ablesefehler wird kleiner. Statt Wasser läßt sich ein Maschinen- oder Trafoöl sehr gut verwenden. Seine spez. Wärme liegt zwischen  $0,5$  und  $0,6\text{ cal}/^\circ\text{C}\cdot\text{Gramm}$ .

### Eichung des Kalorimeters

Ca. 150 ml Öl wird in einen Plastikbecher gefüllt, der in einem Block aus Polystyrolschaum steht (**Abb. 4**). In dem Öl befinden sich der Widerstand und das Fieberthermometer. Man schließt den Widerstand über ein Ampèremeter an eine geeignete Gleich- oder Wechselstromquelle an und bringt zunächst das Öl auf eine Temperatur, die vom Thermometer gerade angezeigt wird. Dabei soll mit dem Thermometer dauernd umgerührt werden, damit eine gleichmäßige Temperaturverteilung gewährleistet ist. Dann wird der Strom abgeschaltet. Wenn sich das Thermometer auf einen Wert eingestellt hat, der Wert wird aufgeschrieben, wird der Strom wieder eingeschaltet, bis die Temperaturerhöhung  $4$  bis  $5^\circ\text{C}$  beträgt. Meßzeit, Strom, Spannung und die Temperaturerhöhung werden aufgeschrieben. Die zugeführte Arbeit (Energie) errechnet sich nach der Formel:

$$A = U \cdot I \cdot t \text{ (Ws)}.$$

Sie entspricht der gemessenen Temperaturerhöhung der bekannten Ölmenge.

Beispiel: Am Widerstand soll eine Spannung von  $30\text{ V}$  einen Strom von  $0,5\text{ A}$  erzeugt haben. Nach  $100$  Sekunden ist die Temperatur im Kalorimeter um  $5,0^\circ\text{C}$  angestiegen.  $15\text{ Watt}$  haben also in  $100$  Sekunden  $5,0^\circ\text{C}$  Temperaturerhöhung hervorgerufen. Aus diesen Zahlen erhält man die Kalorimeterkonstante  $K$ :

$$K = \frac{15\text{ W} \cdot 100\text{ s}}{5^\circ\text{C}} = \frac{1500\text{ Ws}}{5^\circ\text{C}} = 300\text{ Ws}/^\circ\text{C}.$$

Nun schließt man den zu messenden Sender an und mißt die Zeit, in der die vom Sender gelieferte Energie eine Temperaturerhöhung von  $3$  bis  $5^\circ\text{C}$  erzeugt hat. Die Leistung des Senders läßt sich dann nach der folgenden Formel bestimmen:

$$N = K \cdot \frac{^\circ\text{C}}{\text{s}}.$$

Nach unserem Beispiel ist  $K = 300$ , also  $N = 300 \cdot \frac{^\circ\text{C}}{\text{s}}$ .

Es ist nur einmal nötig, den Wert  $K$  zu bestimmen, um beliebig viele geeichte Kalorimeter herzustellen.  $K$  ist ja nur abhängig von Art und Menge des verwendeten Öls, wenn man immer dieselbe Kalorimeterkonstruktion benutzt.

Anstelle eines Thermometers kann man auch einen Thermistor als Temperaturanzeige einsetzen, dessen Kennlinie mit in die Eichung einbezogen wird.

### Absolutmessung

Die Eichung des Kalorimeters läßt sich durch eine Absolutmessung ersetzen. Da die spez. Wärme des Öles bekannt ist, kommt man über den Zusammenhang von Kalorien und Wattsekunden leicht zu der abgegebenen Leistung eines Senders:  $1 \text{ cal} = 0,239 \text{ Ws}$ . Die so gemessenen Leistungen waren immer um ca. 12% kleiner als die nach der Eichung des Kalorimeters erhaltenen. Diese Erscheinung beruht darauf, daß man die spez. Wärme des Bechers, des Widerstandes und des Thermometers nicht genau kennt und in die Berechnung daher nicht fehlerfrei einsetzen kann. Außerdem sind unkontrollierbare Wärmeverluste vorhanden. Dennoch soll die Formel zur Berechnung der Leistung über die spez. Wärme mit angegeben werden.

$$N = \frac{C_p \cdot g \cdot \Delta T}{0,239 \cdot t}$$

Dabei ist N = Leistung (Watt)  
 $C_p$  = spez. Wärme des Öles, ca.  $0,6 \text{ cal/g} \cdot ^\circ\text{C}$   
g = Gewicht des Öles (Gramm)  
 $\Delta T$  = Temperaturerhöhung ( $^\circ\text{C}$ )  
t = Meßzeit (Sekunden)

Beispiel: 150 g Öl wurden in 30 Sekunden um  $4,0^\circ\text{C}$  erwärmt.

$$N = \frac{0,6 \cdot 150 \cdot 4,0}{0,239 \cdot 30} = 50,2 \text{ Watt.}$$

Da der Wert um ca. 12% zu niedrig liegt, kann man mit einer Leistung von 56 Watt rechnen.

### Erfahrungen mit dem Kalorimeter

Nachteilig bei der beschriebenen Anordnung ist die Verwendung einer Flüssigkeit bei der Messung. Andererseits werden künstliche Antennen mit Öl als Wärmespeicher verwendet. Diese Technik ist also dem Amateur schon vertraut. Wegen der geringen Temperaturerhöhungen, die erzeugt werden, und der damit verbundenen sehr kleinen Ausdehnung des Meßöls, lassen sich solche Kalorimeter auch völlig dicht herstellen, so daß das Hantieren mit ihnen erleichtert wird.

Der große Vorteil eines Kalorimeters gegenüber einem geeichten Stehwellenmeßgerät liegt in der Eindeutigkeit der Messung. Fehler, die auftreten können, sind leicht erkennbar. Frequenzabhängigkeiten der Anzeige gibt es nicht. Die Reproduzierbarkeit liegt bei sorgfältigen Messungen im Bereich von  $\pm 3\%$ .

### Measuring the Output Power of Amateur Radio Transmitters

The author describes an accurate and inexpensive method of measuring the R. F. output power of an amateur radio transmitter by checking the temperature produced by R. F. energy in a dummy load resistor. While ordinary SWR measuring methods are likely to produce considerable errors when taking into consideration the deviations with different frequencies applied, the calorimetric method described and explained in detail offers the advantage of fool-proof calibration employing AC/DC power sources and meters, and frequency-independent measuring results within a tolerance limit of  $\pm 3\%$ . A clinic thermometer is the main instrument used for power indication.

„cq-DL“

**USKA**  
**24. MAI**

**JAHRESTREFFEN 1975**  
**THUN**



Manche Trafos zeigen nach unserer Untersuchung kein eindeutiges Ergebnis. Für solche hartnäckige Burschen haben wir eine weitere Meßmethode bereit: Wir wickeln um den Spulenkörper 10 Windungen starker isolierter Litze (das geht besser als mit steifem Draht). Durch diese Hilfswicklung treiben wir einen starken Wechselstrom (Abb. 1). Die Stromstärke

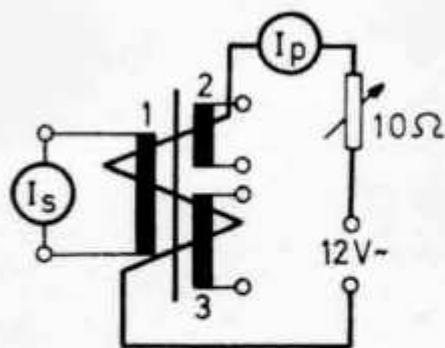


Abb. 1

regeln wir mit einem Vorwiderstand auf einen bequemen Wert ein; gleichzeitig messen wir den Sekundärstrom  $I_s$ . Aus Merksatz 4 erhalten wir durch rechnerische Umformung:  $w_s = w_p \cdot \frac{I_p}{I_s}$ . Unsere Hilfswicklung wirkt als Primärwicklung mit  $w_p = 10$  Wdg. Haben wir z. B.  $I_p$  auf 5 A eingestellt und  $I_s$  mit 0,143 A gemessen, so können wir daraus die Sekundärwindungszahl berechnen:

$$w_s = 10 \text{ Wdg.} \cdot \frac{5 \text{ A}}{0,143 \text{ A}} = 350 \text{ Wdg.}$$

Auf die gleiche Weise können wir die Windungszahlen aller Wicklungen des Trafos feststellen. In unserem Beispiel ergab sich folgendes: Wdg. Nr. 1: 350 Wdg., Wdg. Nr. 2: 1100 Wdg., Wdg. Nr. 3: 1100 Wdg. Nun berechnen wir aus Merksatz 10 die Windungen pro Volt. Aus der  $w/V$ -Zahl können wir jetzt sehr bequem die

Spannungen berechnen:  $U = \frac{w}{w/V}$ . So er-

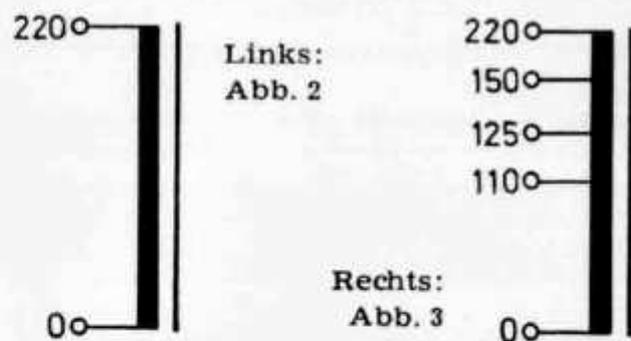
$$\text{gibt sich } U_1 = \frac{350 \text{ Wdg.}}{1,8 \text{ Wdg./V}} = 194 \text{ V. } U_2 =$$

$$U_3 = \frac{1100 \text{ Wdg.}}{1,8 \text{ Wdg./V}} = 612 \text{ V.}$$

Schließlich brauchen wir nur noch die Spannung zu suchen, welche am nächsten der normalen Netzspannung liegt. Dies sind zweifellos die 194 V, welche von der Wdg. Nr. 1 geliefert werden. Windung Nr. 1 ist mit größter Wahrscheinlichkeit die 220-V-Primärwicklung. Die Sekundärspannungen  $U_2$  sowie  $U_3$  betragen je 690 V. Unter Beachtung aller Vorsichtsregeln führen wir die schon beschriebenen Probeläufe durch. Klappt alles, so können wir zufrieden sein, andernfalls gibt es noch eine Möglichkeit: Wir geben den ansprechend verpackten Trafo als Preis in die nächste OV-Tombola!

#### Netzanschlüsse

Die Klemmen der Netztrafos sind sehr verschieden an die Primärwicklungen geschaltet. Die Abbildungen 2 bis 7 zeigen uns die wesentlichsten Systeme. Während Abb. 2 und Abb. 3 für sich selbst sprechen, zeigen uns Abb. 4 und 5 einen Trafo mit zwei 110-V-Primärwicklungen. Die Spulenanfänge sind durch einen Punkt



markiert. Verbinden wir die beiden mittleren Klemmen, so arbeiten beide Spulen in Serienschaltung phasengleich als eine 220-V-Wicklung. Für 110-V-Betrieb müssen beide Spulen parallel geschaltet werden (Abb.5). Um Phasengleichheit zu er-

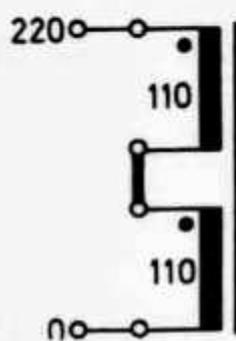


Abb. 4

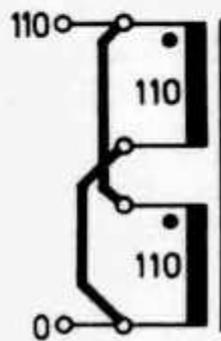


Abb. 5

zielen, verbinden wir Spulenanfang mit Spulenanfang und Spulende mit Spulende. Aus unerfindlichen Gründen gibt es Trafos wie in Abb. 6 und 7. Hier ist eine Primärwicklung gegensinnig ans Klemmbrett gelegt. Für 220-V-Betrieb gilt Abb. 6, für 110-V-Betrieb Abb. 7. OM Wald-

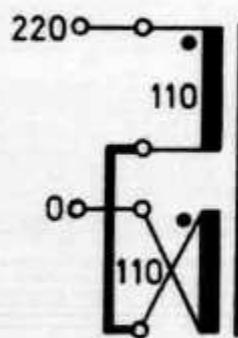


Abb. 6

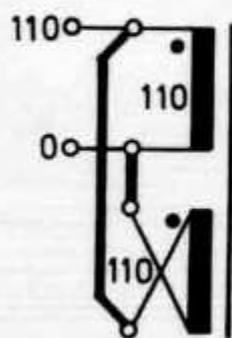


Abb. 7

heini wird aus eigener Weisheit entscheiden, was für ein primäres Anschlußschema in Frage kommt und den Trafo sofort ans Netz legen. Klappt es, so hat er Glück gehabt. Bei Fehlschluß stirbt der Trafo fast so schnell wie ein Halbleiter. Dann bleibt nur noch die OV-Tombola (siehe oben!). Als alte Hasen operieren wir mit einer 15-W-Glühlampe als Schutzwiderstand und tasten uns an den Vollbetrieb vorsichtig heran.

#### Parallelschaltung von Trafos

Um höhere Spannungen zu erzielen, können wir mehrere Trafos sekundärseitig hintereinanderschalten, solange die Isolation ausreicht und kein Sicher-

heitsrisiko eingegangen wird. Die Drahtstärken der Sekundärwicklungen sollten dabei wenigstens annähernd gleich sein; denn der schwächste Draht begrenzt die entnehmbare Stromstärke.

Die Parallelschaltung der Sekundärwicklungen von Netztrafos erfordert peinliche Genauigkeit. 1. Die Trafos müssen gleiches  $U_k$  haben. Wir messen die Sekundärspannung beider Trafos; sie müssen genau gleich sein. 2. Die Wicklungen sind gleichphasig parallel zu schalten. Wir schalten die Anfänge beider Trafospulen zusammen. Zwischen den beiden Enden der Spulen darf keine Spannung zu messen sein. Bei gegenphasiger Schaltung messen wir die doppelte Spannung und müssen eine Spule umpolen.

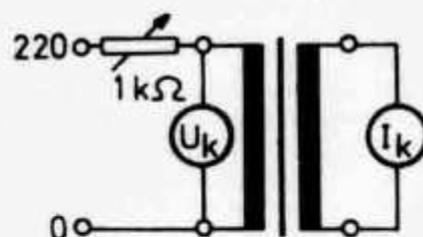


Abb. 8

Geringe Spannungsunterschiede können aus Streuspannungen herrühren. Wir legen dann ein Taschenlampenbirnchen an die Klemmen. Streuspannungen brechen dabei zusammen. Echte Spannungsdifferenzen lassen das Birnchen aufleuchten, und eine Parallelschaltung der Trafos ist unmöglich. 3. Die Trafos müssen gleiche Kurzschlußspannungen haben. Wir messen  $U_k$  wie uns Abb. 8 zeigt. Wir regeln den sekundären Kurzschlußstrom auf den vorgesehenen Betriebsstrom (Nennstrom) ein. Dann messen wir  $U_k$ . Der zweite Trafo muß gleiches  $U_k$  haben, anderenfalls würden die Trafos bei Leistungsentnahme ungleich belastet. Der Trafo mit der kleineren Kurzschlußspannung hat gewissermaßen einen kleineren Innenwiderstand und müßte bei Parallelschaltung mehr Leistung liefern, was zu seiner Zerstörung führen kann.

Die Spar- oder Autotrafos sparen Raum, Gewicht und damit Geld bei gleicher Abgabeleistung. Zur Spannungserhöhung an etwas müden Wechselstromnetzen sind sie ideal. Wenn abends die Spannung des Netzes auf 200 V oder gar 190 V absinkt, können wir mit einem Spartrafo unsere Versorgungsspannung wieder auf 220 V hinaufbringen. Besonders geeignet sind Autotrafos mit schaltbaren Anzapfungen und einem Meßinstrument, so daß wir die 220 V von Hand gut einregeln können. Die Abb. 1 zeigt uns

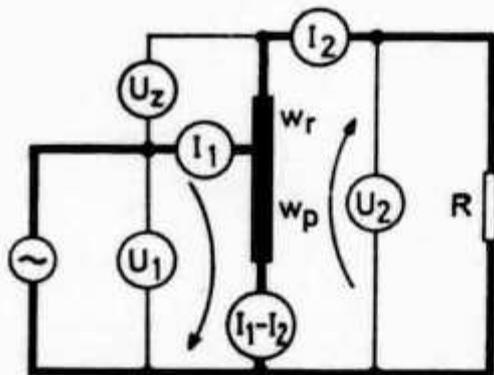


Abb. 1

das Schema des Spartrafos. Die wichtigen Leitungen sind dick, die Spannungsmesskreise dünn gezeichnet, da sie nur Überwachungsaufgaben dienen. Uns fällt sofort auf, daß die Primärwicklung  $w_p$  und die Sekundärwicklung  $w_r$  durchverbunden sind. Die eine Wicklung übernimmt die Aufgaben der Primär- und der Sekundärwicklung. Sie macht also alles selbst (griech.: auto), ohne eine zweite Wicklung zu benötigen. Zur Vereinfachung nehmen wir an, daß der Autotrafo verlustfrei sei, und nicht einmal einen Magnetisierungsstrom braucht. Aus dem Schaltbild können wir bequem einige Beziehungen ableiten: Die Speisespannung  $U_1$  wird um die Zusatzspannung  $U_z$  auf die Ausgangsspannung  $U_2$  erhöht.  $U_1 + U_z = U_2$ . Die Aufnahmeleistung  $P_1$  ist gleich der Abgabeleistung  $P_2$  und deshalb auch gleich der Verbraucherleistung  $P$ ;  $P_1 = P_2 = P$ . Die Leistungen können wir in das Produkt aus Strom und Spannung zerlegen:  $I_1 \cdot U_1 = I_2 \cdot U_2$ . Weil  $U_2 > U_1$ ; ist zwangsläufig  $I_2 < I_1$ . Die Windungszahlen berechnen wir wie bei einem gewöhnlichen Trafo nach Merksatz 9 oder 10. Die Aufnahmewicklung liegt parallel zum Netz und wird deshalb als  $w_p$  bezeichnet. Ihre Windungszahl ist  $w_p = \frac{w}{V} \cdot U_1 = \text{Windungen pro Volt} \cdot \text{Netzspannung}$ .

Die Abgabewicklung setzt sich aus  $w_p$  und  $w_r$  zusammen. Die Zusatzspannung  $U_z$  wird in  $w_r$  induziert und liegt in Reihe mit der Netzspannung, daher der Kennbuchstabe  $r$  für „Reihe“. Die

Windungszahl ist  $w_r = \frac{w}{V} \cdot U_z = \text{Windungen pro Volt} \cdot \text{Zusatzspannung}$ . Die Ströme im Spartrafo verhalten sich recht eigentümlich.  $I_2$  ist der Verbraucherstrom und kleiner als der Speisestrom  $I_1$ . Durch  $w_r$  fließt  $I_2$  in voller Stärke. Durch  $w_p$  fließt jedoch nur die Differenz beider Ströme  $I_1 - I_2$ ; weil sie in entgegengesetzter Richtung durch  $w_p$  fließen. (Siehe die Strompfeile!)

Wir können diese Tatsache durch ein Gedankenexperiment beweisen: Wir schalten statt des Spartrafos eine Drossel in die Stromkreise (Abb. 2). Dann ist  $I_1 = I_2$ . Der Wirkstrom durch die Drossel ist  $I_1 - I_2 = 0$ . Also auch in diesem Extremfall ist der Querstrom  $I_1 - I_2$ . Der Wicklungs-

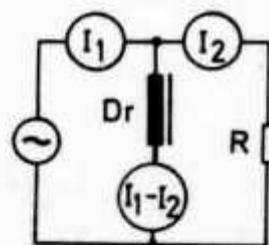


Abb. 2

draht für die Reihenwicklung muß für den Verbraucherstrom bemessen werden und ist recht stark, während der Draht für die Parallelwicklung  $w_p$  erheblich dünner sein kann. Die Stromstärke in der Parallelwicklung können wir folgendermaßen ermitteln:  $I_p = I_1 - I_2$ . Da  $P = U \cdot I$  ist, wird  $I = \frac{P}{U}$ . Dann ist  $I_1 = \frac{P}{U_1}$  sowie  $I_2 = \frac{P}{U_2}$ . So wird  $I_p = I_1 - I_2 = \frac{P}{U_1} - \frac{P}{U_2}$ . Zuletzt werden wir noch die Leistungsverhältnisse des Spartrafos betrachten. Die durch den Trafo weitergeleitete Leistung nennen wir Durchgangsleistung  $P_D$ . Sie ist mit der Verbraucherleistung identisch. Die vom Autotrafo selbst aufgebrauchte Eigenleistung  $P_E$  dient nur zur Erzeugung der Zusatzspannung innerhalb der Reihenwicklung  $w_r$ . Der dazugehörige Strom ist der Verbraucherstrom  $I_2$ . Die Eigenleistung ist also  $P_E = U_z \cdot I_2$ . Sie ist wesentlich kleiner als die Durchgangsleistung  $P_D$ . Der Kern des Spartrafos muß deswegen nur für die Eigenleistung  $P_E$  bemessen werden, ist viel kleiner als ein normaler Trafokern, und darin liegt der Spareffekt!

Doch nun ein praktisches Beispiel: Der Transceiver von OM W. hat eine Anschlußspannung von 220 V und eine Netzaufnahme von 400 W. Das kümmerliche Netz gibt nur 200 V ab, die Spannung muß um 20 V erhöht werden. Die Durchgangsleistung ist 400 W. Den Verbraucherstrom

Wir merken: (14):

**Spartrafo**

Abgabespannung = Eingangsspannung  
+ Zusatzspannung

$$U_2 = U_1 + U_z$$

Parallelwindungszahl

$$w_p = \frac{w}{V} \cdot U_1$$

Reihenwindungszahl

$$w_r = \frac{w}{V} \cdot U_z$$

Durchgangsleistung = Verbraucherleistung

$$P_D = P = U_2 \cdot I_2$$

Eigenleistung = Eisenleistung  
(Vom Trafo aufzubringen!)

$$P_E = U_z \cdot I_2$$

Strom in der Parallelwicklung

$$I_p = I_1 - I_2 = \frac{P}{U_1} - \frac{P}{U_2}$$

Strom in der Reihenwicklung

$$I_r = I_2 = \text{Verbraucherstrom}$$

berechnen wir so:  $I = P : U$ ;  $I = 400 \text{ W} : 220 \text{ V} = 1,82 \text{ A}$ . Daraus erhalten wir die Eigenleistung des Spartrafos:  $P_E = U_z \cdot I$ ;  $P_E = 20 \text{ V} \cdot 1,82 \text{ A} = 36,4 \text{ W}$ . Sie ist also nur  $1/11$  der Verbraucherleistung. Ein Normaltrafo mit getrennten Wicklungen für 200 V und 220 V und mit einer Leistung von 400 W wiegt immerhin 10 kg. Der Autotrafo macht es schon mit 1 kg Gewicht.

Wir schlagen natürlich einen Sicherheitsbetrag dazu und nehmen einen Kern für 50 W, dann können wir die Windungszahlen ausrechnen. Der Draht für die Reihenwicklung muß den Verbraucherstrom von 1,82 A aushalten. Der Draht für die Parallelwicklung wird für  $I_p$  bemessen.  $I_p = \frac{P}{U_1} - \frac{P}{U_2}$ ;  $I_p = 400 \text{ W} : 200 \text{ V} - 400 \text{ W} : 220 \text{ V} = 2 \text{ A} - 1,82 \text{ A} = 0,18 \text{ A}$ . Den weiteren Rechnungsgang führen wir wie bei gewöhnlichen Trafos durch.

cq-DL

### More on the T2FD Multiband Aerial

Some 11 years ago (*TT*, July 1958) a few brief notes were given on the "T2FD" (terminated tilted folded dipole) multiband aerial originally described by G. L. Countryman, W3HH in *QST*, June 1949 with subsequent additional coverage in *CQ* (November 1951, February 1953, June 1957). This aerial, even from the beginning, was always a controversial design with sceptics and supporters coming forward in roughly equal numbers—and it never made the *Handbooks*. However, we felt it worth including in *TTfRA* and more recently in *Amateur Radio Techniques*, and as a result have received several requests for more details, particularly on the terminating resistor.

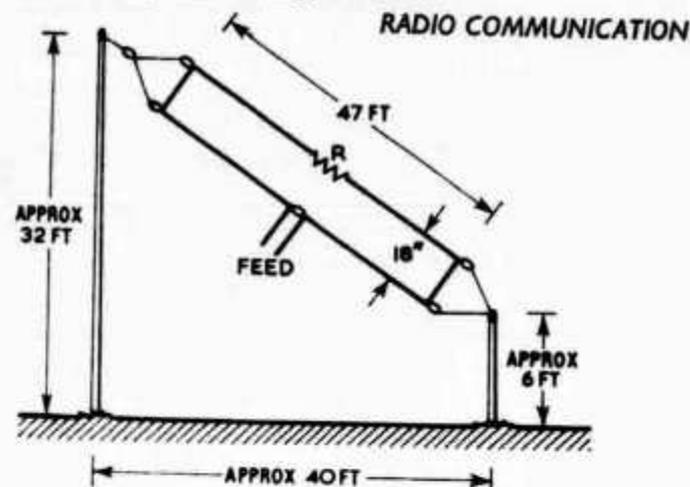
A dig back into the W3HH articles has resulted in some additional information on this aerial, although frankly I still find it difficult to decide from the available evidence whether to be a sceptic or a supporter.

The basic arrangement is shown in Fig. With these dimensions it is claimed that the system is virtually aperiodic over about a 5 : 1 frequency span. The version with 47 ft. overall dimensions was claimed to be effective on 7, 14, 21 and 28 MHz (and according to some accounts not too bad on 3.5 MHz). The aerial can be fed by 600-ohm open line or 300 ohm twin feeder, but these different feeders require different terminating resistors, in each case somewhat greater than the feeder impedance (ie about 650 ohms for 600 ohm line; 390-400 ohms for 300-ohm ribbon feeder), and this value is stated to be fairly critical.

The wattage of this resistor was given as 35 per cent of the dc power input to the transmitter (i.e. dissipating about half the power output), though presumably an appreciably lower wattage might be suitable for the low duty cycle of ssb. W3HH stated that the aerial was virtually aperiodic if a non-inductive resistor (i.e. carbon or graphite rod or using a transmission line made of resistance wire) he also considered that conventional wire-wound resistors could be used—the difference is that with a wire-wound resistor it will be necessary to use some form of aerial coupler

depending on your installation, and the coupling will probably be different for different bands." However he also suggested that a wire-wound resistor with slider provided a convenient means of adjusting the terminating resistor for optimum radiation. Angles of tilt can be anywhere between about 20 to 40 degrees with a preferred value of 30 degrees.

So there we are. The aerial stemmed originally from the US Navy, although at least one theoretical study by the Navy reported against it. But at one time quite a few amateurs found the T2FD useful. After the 1958 *TT* item, N. P. Spooner, G2NS commented favourably on his results with the aerial, saying that the 47 ft version radiated on all bands from 3.5 to 28 MHz, while a 94 ft version having about 3 ft spacing would include Top Band; he also said the resistor could conveniently be of the wire-wound type. So if anyone is looking for a compact, omnidirectional, all-band aerial how about trying a T2FD—and letting us all know how well (or how badly) it works.



The T2FD (terminated tilted folded dipole) omnidirectional multiband aerial as originally described in 1949 by W3HH. For details of R see text.

# Understanding Ten Meter Propagation

BY STEPHEN J. BURNS,\* WA3CXG

**N**OVICE and oldtimer alike are often perplexed by the vagaries of the ten meter band. As the highest in frequency of the so-called "low bands," its performance is more subject to the sunspot cycle, time of month, and even weather than that of the other amateur frequencies in the h.f. range. Because of its inconsistency, the band is often deserted even when conditions are such that a quick CQ could raise an answer from half a world away.

## Across Town

Even if there were no ionosphere enveloping the earth, radio waves would travel in more or less straight lines at least to the horizon. Thus, energy radiated from your antenna would go just as far as the eye could see, the exact distance being proportional to the square root of antenna height. But because of the peculiar bending of electromagnetic waves termed diffraction, the signal will in effect follow the curvature of the earth for some distance.

Just how far "ground wave" alone will carry the signal depends on a host of factors, foremost among which are intervening terrain, r.f. power output, and angle of radiation. Roughly speaking, for two stations employing vertical antennas and 50 watts c.w. output, distances in excess of twenty-five miles can be spanned. However, there is occasionally another mechanism at work unique to the ten meter band and shorter wavelengths, namely tropospheric bending.

As far back as the early nineteenth century, high altitude balloonists observed that there sometimes occurs a sharp change in temperature and water vapor pressure at about 4,000 feet. When this happens, radio waves will be propagated along the boundary separating the two dissimilar air masses, and communication between stations up to three hundred miles distant will be possible. Note that there is no skip zone exhibited by this phenomenon; propagation is continuous until

either the interface disappears or the wave diminishes, according to the inverse-square law, into the noise. Tropospheric bending occurs most frequently in the late summer, especially around daybreak and dusk, when changes in atmospheric conditions are most abrupt. The interested reader is referred to the Collier article, cited in the References.

## Cross Country

By and large the mode of propagation that bears the brunt of ten meter traffic is skip via the F<sub>2</sub> layer. First, however, a word about how we know what we do about the gross structure of the ionosphere. Working on much the same principle as conventional radar, an *ionosonde* produces pulses of radio waves which an antenna directs vertically up into space, and records the pulses upon their return to ground. The idea is that if there exists in the ionosphere a layer capable of reflecting waves of a particular frequency, its height above ground can be deduced from the time it takes for the round trip, since we know the velocity of radio waves ( $3 \times 10^8$  meters per second).

The block diagram of an ionosonde is shown in fig. 1. The device is usually capable of sweeping over a frequency range of ten to one, say 1 to 10 MHz. Its output can be panoramically displayed as in fig. 2, which depicts an *ionogram*. Notice how the F layer

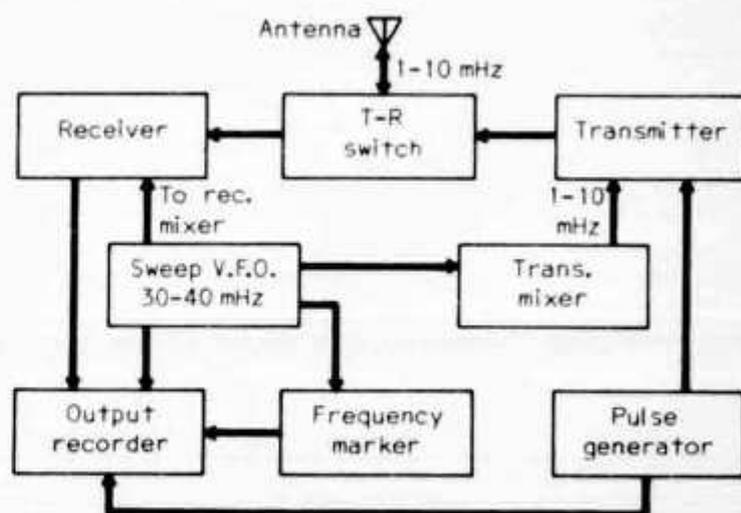


Fig. 1—Block diagram of a 1 to 10 MHz ionosonde.

\*126 East Walnut Park Drive, Philadelphia, Pa. 19120

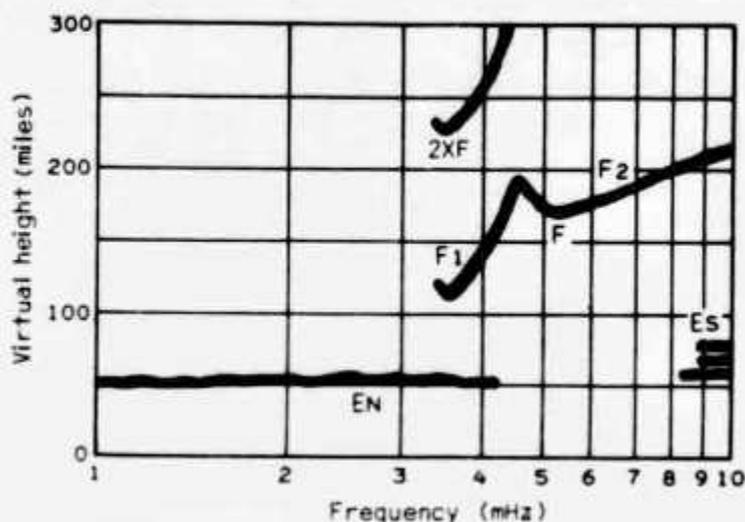


Fig. 2—A typical daytime ionogram. Note the logarithmic frequency display and the "echo" at twice the F-layer height caused by a double reflection of the ionosonde signal from the F layer.

(comprising both  $F_1$  and  $F_2$ ) has a faint "echo" at twice its actual height. This represents the pulse having gone the following route: transmitting antenna, F layer, ground, F layer again, receiving antenna—in effect executing a double hop.

The activity of the  $F_2$  layer, the highest (200 miles and up) in the ionosphere, follows closely the 11 year sunspot cycle. In years of high solar activity, it remains ionized nearly all day long, thus permitting trans-global communication. In times of moderate activity, as is currently the situation, its performance is correspondingly less energetic, though predictable. A handy rule of thumb is: conditions between any two distant locations will be best when local time at the midpoint

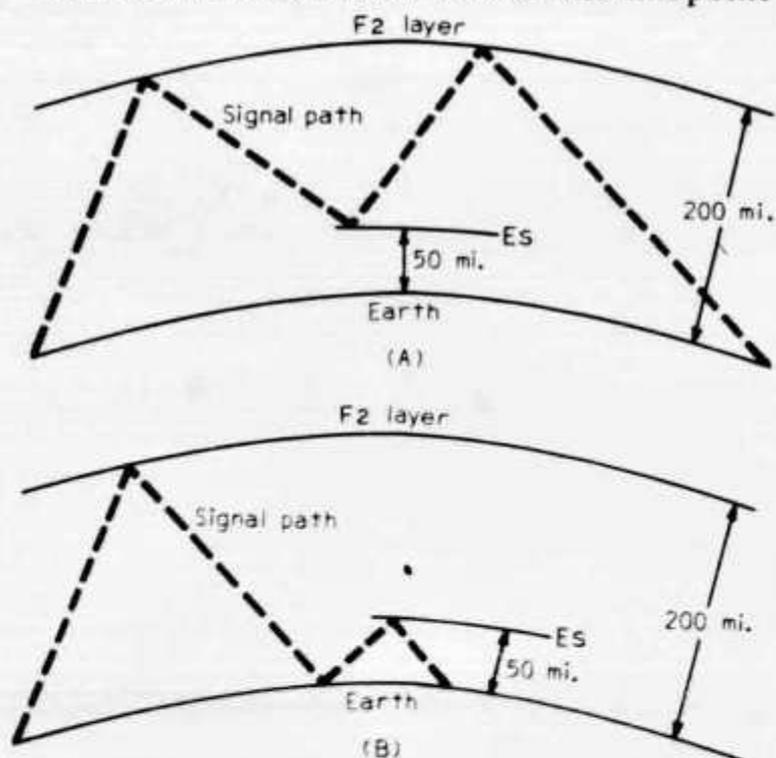


Fig. 3—Numerous combinations of skip from the F and E layers are possible. One such combination is shown at (A) and is referred to as "m-type." At (B) is another combination: "n-type."

is just after noon. This is the period of greatest solar intensity, and hence ionospheric activity.

The rapidity with which ten meters will "turn on" is sometimes astounding. Many east coast hams are familiar with the sudden populating of the band with strong African stations around midmorning (EST), where just an hour before the band was totally quiet. Under such conditions, skip distances of 2,000 miles and more are common, with multi-hop paths being correspondingly longer.

#### From Here . . .

Least predictable of all forms of propagation encountered on ten meters is Sporadic E, or Es as it is commonly designated. Though occurring at about the same height as normal E (see fig. 2) the sporadic clouds are mysterious in origin; they are held by some to be the result of high velocity wind shears in the upper atmosphere, and by others to be the product of meteor activity. Unlike its normal counterpart, Es shows no apparent correlation with the progress of the solar cycle. Although more common in the early summer months than others, it can occur during any season, night or day.

Sporadic E clouds are most prevalent in the equatorial regions. In fact, commercial communications networks make use of its more constant nature in tropical zones. Using very high power in the 30-50 mHz range, reliability in excess of 99% on transglobal teletype circuits can be obtained. But for those of us limited to far less input, Es remains, as name indicates, a sporadic event. In either case, skip distances range between 500 and 1,500 miles. Signals propagated via Es can be generally recognized by their hollow or fluttery sound, though strengths may be quite good.

Not uncommonly, particularly when a signal path crosses the equator, a mixture of  $F_2$  and Es may be found to occur. The two most frequent patterns are shown in figs. 3(A) and (B) respectively; combinations of these have been frequently observed. Needless to say, it is often difficult for even serious workers in the field to identify exactly what path a signal has traversed, especially in long-haul circuits.

#### . . . To There

Most everyone living in the temperate zones has at one time or another witnessed an aurora borealis display. This phenomenon,

which is especially beautiful to behold when one is close to the polar region, is the result of severe storms in the magnetic field surrounding the earth. At such times radio blackouts occur, rendering ionospheric communication impossible. However, directing one's beam to the auroral curtain will bring in signals from stations up to 1,000 miles away. Communication by c.w. is the most effective, as the unstable nature of the aurora imparts to signals modulation which impairs the intelligibility of s.s.b. or a.m. This effect is well known to v.h.f. enthusiasts, who have employed this mode of propagation on as high as the 220 MHz band.

#### ... And Back Again

The least common method of communication on ten meters is by backscatter. Whereas normally after coming from the ionosphere and striking the ground, electromagnetic waves will continue in the same direction in which they were transmitted, surface irregularities may send part of the radiation back the way it came. The reflections will be propagated in the same manner as the direct waves—either by the  $F_2$  or  $E_s$  layers—and end up in the vicinity of the transmitting station.

This way stations inside the skip zone may be contacted, although signal strength will be low and quality poor because of rapid fading. Backscatter remains, nonetheless, a consistent mode for working points just beyond the reach of ground wave. High power and directional antennas are advised; experience has shown that both stations should point their arrays toward the equator for best results.

#### In Short

The author hopes he has encouraged many operators, especially Novices, not to give up hope when tuning through a vacant ten meter band. A short CQ instead of a flick of the bandswitch should become standard operating procedure. Who knows—that long sought after rare one just might pop out of nowhere!

CQ

#### References

- Collier, "Upper Air Conditions for 2-Meter DX," *QST*, September, 1955.  
Davies, *Ionospheric Radio Propagation*, Washington, 1965.  
Kamen and Doundoulakis, *Scatter Propagation*, Indianapolis, 1956.  
Moynahan, "V.H.F. Scatter Propagation and Amateur Radio," *QST*, March, 1956.

## Vertical vs. Horizontal Polarization on the VHF Bands

By John J. Nagle \*K4KJ

The question of vertical vs. horizontal polarization on 6 and 2 meters has been argued for a long time and has never been resolved, if indeed it will ever be finally resolved. The purpose of this article is not to try to resolve it, but to present an explanation of why one polarization may be used in one application and the opposite polarization used in another application.

This article is based largely on an article written by Dr. George H. Brown of RCA which appeared in a 1940 issue of *Electronics Magazine*<sup>1</sup> and described why horizontal polarization was chosen for f.m. and TV broadcasting. Many of the assumptions are valid for amateur operations, particularly repeater work. Those who have access to back issues of *Electronics* will find Dr. Brown's article easy reading and very interesting, especially today, and I highly recommend it. After reading Dr. Brown's article I went back and reviewed the amateur literature on the same subject, and found some interesting correlations that I will also discuss.

In comparing the performance of vertical vs. horizontal polarization, certain assumptions concerning the purpose of the system and the system configuration must be made. It is the failure of some experimenters to appreciate and state the assumptions they are making that has led to so much of the static that has appeared on this subject. We begin, therefore, by making the following assumptions:

1. The transmitting antenna is high in terms of wavelength, say, five wavelengths or more.
2. The receiving antenna is low in terms of wavelength, say, less than one.
3. The noise limiting weak signal reception is manmade noise originating close to the ground, again less than one wavelength, and close to the receiving antenna, say about 100 feet. This external manmade noise is much greater than the internal receiver noise.
4. We also assume that the earth is flat as

<sup>1</sup> Brown, G. H., "Vertical vs. Horizontal Polarization," *Electronics*, Oct. 1940, pp. 20-23.

this considerably simplifies the mathematical calculations. The effect of the flat earth assumption is to restrict the validity of the results to the horizon, eliminating long-haul DX and propagation by mechanisms such as ducts, inversions, aurorae, etc.

These assumptions fairly accurately describe the typical urban f.m. TV broadcast situation: a high transmitting antenna in the clear and a low receiving antenna in a noisy environment. These same assumptions also fairly accurately describe many amateur situations such as the repeater-to-mobile link. The repeater uplink, mobile-to-repeater, requires a slightly different set of assumptions and will be discussed later.

I will first discuss the ratio of vertical-to-horizontal field intensities  $F_v/F_h$  for various transmitting and receiving heights, expressed in wavelengths. These data are taken directly from fig. 4 of Dr. Brown's article and represent the results of theoretical calculations which were verified by actual field strength measurements at frequencies of 47 and 100 MHz. These ratios are given in Table I.

The important thing to recognize is that when both transmitting and receiving antennas are low there is a big advantage to vertical polarization. In fact, when both antennas are on the ground

$$\left(\frac{h_t}{\lambda} = \frac{h_r}{\lambda} = 0\right)$$

vertical polarization is 23 db better than horizontal. However, when the transmitting antenna is high and the receiving antenna low

$$\left(\frac{h_t}{\lambda} = 100 \text{ and } \frac{h_r}{\lambda} = 1\right)$$

the advantage of vertical polarization drops to only about 1 db. Since the laws of propagation are bilateral, the same results would be obtained if the transmitting antenna were low and the receiving antenna high, the mobile-to-repeater link. In other words, vertical polarization gives a very slight propagation advantage when one antenna is high and the other is low and a very definite advantage when both antennas are low. Bear in mind that we have not discussed the case where both antennas are high; please do not extrapolate these conclusions, or other conclusions that follow, to the both-antennas-high case.

So much for signal levels; we will now consider the other parameter that limits communication, noise. In this discussion we will make the following assumptions concerning the characteristics of the noise:

1. The predominant noise is manmade and generated close to the ground.
2. The external noise level is consider-

ably higher than internally generated receiver noise.

3. The receiving antenna is relatively low to the ground.

4. The noise source generates equal energy in the horizontal and vertical noise components. In this assumption, notice that we have not said that the horizontal and vertical components of noise are equal at the receiver; only that the noise source has equal energy in the horizontal and vertical components. This is an important distinction!

Now let's see what happens as the noise propagates to the receiver. In the previous discussion we said that when both transmitting and receiving antennas were close to the ground, vertical polarization offered considerable advantage over horizontal; up to 23 db, in fact. For the same reasons the vertical component of noise will be stronger at the receiver than the horizontal component.

The fact that vertically polarized antennas pick up more noise than horizontally polarized antennas is well known to most amateurs. E. P. Tilton<sup>2</sup> comments on this in an article in QST in 1956. As early as 1932 Anderson and Lattimore reported<sup>3</sup> that radiation from motorboat ignition systems appears to be largely vertically polarized. From my own experience this type of noise appears to peak up in the 30-40 MHz region affecting amateur mobile operations on the 10 and 6 meter bands the most.

We thus have a situation where the horizontal component of noise is considerably reduced below the vertical noise component, but the horizontal component of signal is only slightly reduced from the vertical signal component. The result is an improvement in the signal-to-noise ratio for the case under consideration: namely, transmitting antenna high, receiving antenna low, and the predominant noise, manmade and low. This is the situation in f.m. TV broadcasting and is the reason v.h.f. broadcasting is horizontally polarized. The assumptions made for v.h.f. broadcasting also apply to the repeater-to-mobile link (or downlink) used by amateurs.

Now, before CQ's readers jump to the conclusion that K4KJ advocates horizontal polarization on 2 meter f.m., let's describe two other cases dear to the hearts of f.m.-er's. First is the mobile-to-repeater link and second, the mobile-to-mobile link.

The situation corresponding to the repeater uplink with the transmitting antenna low and the receiving antenna high was not considered by Dr. Brown since he was mainly interested in the v.h.f. broadcasting case. However, we can take the available facts and

Receiver Antenna Height in Wavelengths:  $h_r \div \lambda$ 

ht	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6
0	23	23	23	23	23	23	23	23	23
0.1	23	18.5	17	16.9	16.7	16.5	16.1	15.8	15.5
1.0	23	18.3	8.3	6	5.3	4.6	4.3	4.0	3.8
10	23	10.3	6	4.4	3.3	2.3	1.9	1.2	1.1
100	23	10.2	5.8	4.2	3.1	2.1	1.7	1.0	0.85

Table 1 — Advantage in db of vertical polarization over horizontal polarization, for various transmitting and receiving heights. Data taken from fig. 4 of Reference 1. Height of receiving antenna in wavelengths and  $h_r \div \lambda$  height of transmitting antenna in wavelengths.

analyze this situation ourselves. In the previous description we noted that when one antenna was high and the other low, vertical polarization gave a slight advantage over horizontal and that it did not matter whether it was the transmitting or receiving antenna that was high or low. We do not have to change our thinking as far as the signal propagation is concerned. We do have to change our thinking concerning noise characteristics, however.

Receiver sites are usually selected for their noise-free environment and the antenna is as high as possible away from sources of man-made noise. The principal sources of noise then are internal receiver noise and galactic noise picked up by the antenna. Both of these noise sources are independent of antenna polarization. The result is a situation where the noise is independent of polarization but, as we said above, vertical polarization gives a slight advantage for the signal. Vertical polarization, therefore, should hold a slight advantage for the repeater uplink.

For the mobile-to-mobile operation both antennas are low and close to manmade noise. Under these assumptions vertical polarization will give a slight advantage, according to Dr. Brown. If the situation is such that external noise is very low — such as a mobile parked in an open field, where receiving noise is the limiting factor, vertical polarization will give a considerable advantage, however.

We can summarize the preceding material by saying that when the transmitting antenna

is high, and the receiving antenna is low and in a noisy environment, such as v.h.f. broadcasting or a repeater downlink, horizontal polarization will give a better signal-to-noise ratio at the receiver. For mobile-to-mobile operation or a repeater uplink with the repeater receiver in a quiet location, vertical polarization will give the best signal-to-noise ratio.

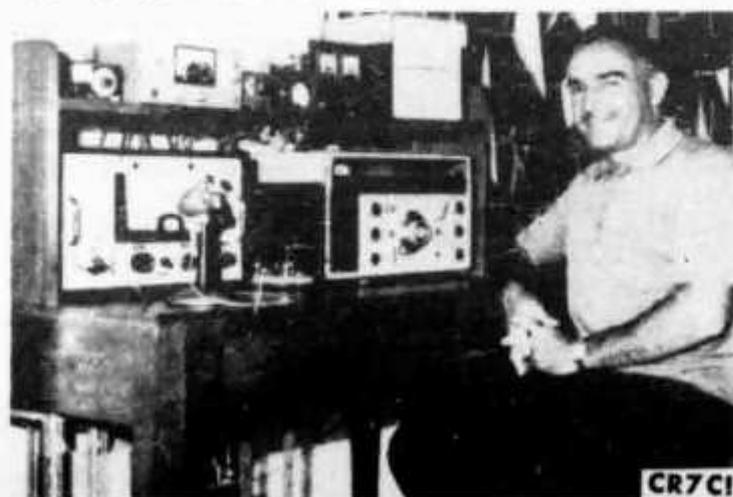
Summarizing, we have shown that the optimum system configuration for repeater operation from a propagation point of view would be to use horizontal polarization for the downlink and vertical polarization for the uplink. However, in any repeater system there are many factors to weigh besides propagation simple as possible even to the extent of complicating the repeater hardware. Since vertical polarization is preferable for the repeater uplink as well as mobile-to-mobile, it appears that the mobile should be vertical; also it is hard to beat a vertical whip for economy and esthetics. Any loss this causes in the repeater downlink can easily be compensated by increasing the repeater power slightly. We have also shown why horizontal polarization is used by v.h.f. broadcasting.

And so, good reader, if you have come this far, you deserve a beer — drink heartily! ■

<sup>2</sup> Tilton, E. P. "Polarization Effects in VHF Mobile," *QST*, XL, 12, Dec. 1956, pp. 11-13.

<sup>1</sup> Anderson and Lattimore. "Operation of a Ship-Shore Radiotelephone System," *Proc. IRE*, 20, 3, March 1932, pp. 407-433.

CQ



CR7CI



BV2A

# Gains and losses in hf aerials

by L. A. MOXON, BSc, CEng, MIEE, G6XN\*

This article discusses the main factors which cause one aerial to be better than another.

Practical considerations dictate a gain figure of 5-6dB for most amateur hf beams but it is shown that, given a pair of comparable aerials, it is a simple matter to obtain about 3dB of extra gain by using both simultaneously.

Particular attention is paid to polarization and environmental differences, and the discussion has been extended to include the case of "lossy" aerials, leading to novel conclusions concerning the design of indoor, miniature and "invisible" aerials.

## Part 1

As pointed out in an earlier article [1] the gain of close-spaced two-element beams depends mainly on the ratio of phase-shift to spacing, since this determines the shape of the radiation pattern. It was also explained that subject to the practical limitations usually applicable to amateur hf beams, little or no extra gain is obtainable from additional elements. On the face of it this appears to leave little foundation for the popular belief that some beams are better than others, but a number of minimum requirements have to be met; in particular it must be possible to obtain the correct phase shift without incurring large current inequalities, and not all designs of beam provide for this. In most cases, moreover, there are environmental constraints of one sort or another and these may have considerable effect on the relative merits of different types of aerial.

Environmental extremes generate a variety of interesting problems; restriction on the use of visible aerials, for example, may require the use of indoor aerials, or very thin wire! In either of these cases losses may be quite large and if normal design procedures are followed, two elements may be worse for transmission than a single element. Detailed analysis suggests, however, that two elements should always perform better than one, subject to correct choice of design parameters and possible acceptance of some conflict between transmitting and receiving requirements. At the other extreme, in the absence of restrictions it may be possible to erect, say, a pair of rotary beams each with a gain of 5-6dB and obtain an average additional gain of 3dB by phasing them together; the necessary phasing and matching adjustments are surprisingly non-critical, and the system has been found to work well in practice.

Losses have also been studied in the context of trying to make beams as small as possible, leading to prediction of a minimum turning circle in the region of 7ft 6in radius for a low-loss 14MHz beam.

### Single-element aerials

The lowest gain theoretically possible is that of an isotropic aerial which by definition radiates equally in all directions. All practical aerials radiate more in some directions than

others and assuming the same total amount of radiated power they must, therefore, have gain in at least one direction relative to an isotropic radiator. In the case of a half-wave dipole this gain is 2dB, which is the maximum amount by which it would be theoretically possible to degrade its performance other than by losses. A very short but efficient dipole is only 0.4dB down relative to a half-wave dipole but worse performance can result from bending; for example, a dipole bent in the centre and viewed end-on appears as two elements in antiphase so that an "8JK" mode of radiation is produced in this direction.

If the bending process is continued to the point where both modes produce equal field strength, 29 per cent of the power is radiated in the "8JK" mode at right angles to the normal directions thereby resulting in a loss of 1.5dB, and this seems to be about the worst that can be achieved assuming that use is made of whichever mode produces the bigger signal. Typical of the worst elements likely to be used in practice is an inverted-V with a 90° apex angle, Fig 1, and it is obvious that this produces a fairly strong endwise groundwave field; assuming a separation of  $\lambda/6$  between the "centres of gravity" of the two halves of the current distribution, this will be only about 6dB down on the dipole mode but, allowing for the 4dB gain of the "8JK" mode [1], the energy loss comes to only 10 per cent and the wanted signal is reduced by a mere 0.4dB.

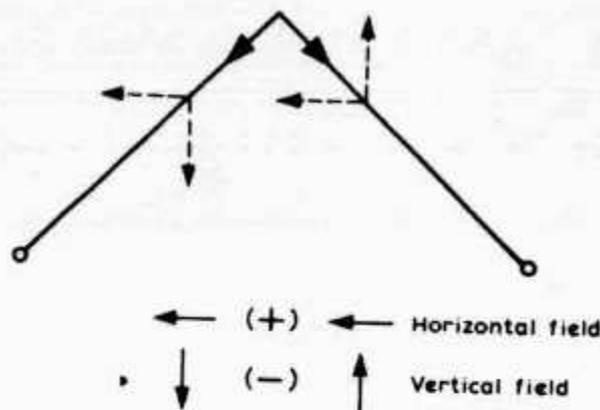


Fig 1. Inverted-V dipole showing resolution of field into horizontal and vertical components

\* 1 Stonerhill House, Froxfield, Petersfield, Hampshire.

If two such elements are arranged as a beam, Fig 2(a), most of the endwise radiation will be cancelled and the performance will be virtually indistinguishable from that of straight (though somewhat shortened) dipoles. Similar figures apply to horizontal dipoles halved in length by bending the ends over at right angles.

The above examples give a broad general idea of what can be expected if one deliberately attempts to degrade the performance of a dipole by bending it into other shapes. The failure to achieve much success implies a high degree of freedom in the choice of element-shapes for coping with difficult mechanical or environmental problems, obviously a very important result.

To obtain appreciable gain relative to a dipole without using the antiphase (or "8JK") principle [1] it is necessary to have at least two separate concentrations of current separated by an appreciable fraction of a wavelength so that due to phase-differences the fields produced add more effectively in some directions than others. A single wire may be folded to form, for example, a collinear array of many elements, and the point at which it ceases to be regarded as a single element is an arbitrary choice, but for the present discussion an "element" is taken to be any radiator small enough to be generally useful as a 14MHz beam-element, although it may of course be used on its own.

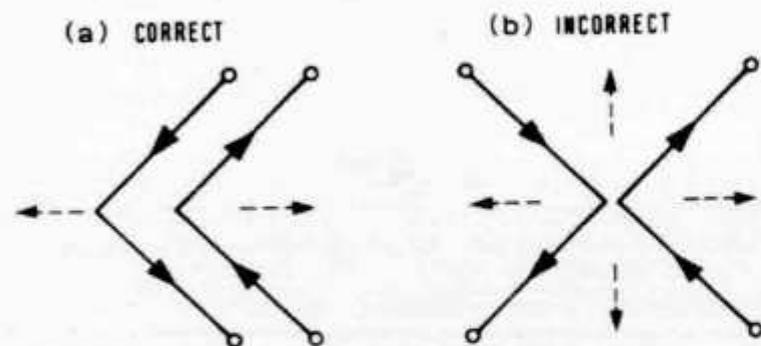


Fig 2. Two-element arrays using bent elements. Dotted arrows show directions of radiation with elements in anti-phase. Gains with optimum phasing are roughly 5dB for (a) and 3dB for (b)

For this purpose the dipole has two main competitors, the quad and delta loops which can be considered together since the precise shape is of minor importance, though the operation of a quad loop is perhaps easier to visualize. In this case there are two concentrations of current separated by the width of the loop, usually a quarter-wavelength. It is usually reckoned that to obtain useful gain from two radiators they should be separated by at least half a wavelength, and it is more accurate to regard the quad loop as a *single* point source of radiation, more or less identical in performance with that of a dipole. Nevertheless this is only an approximation, and loops in fact provide an advantage of about 1dB over dipole elements; though insufficient in itself to have much effect on signal reports, this should not be discarded lightly since a major improvement in dx performance may be the result of several small improvements of this order.

### Effect of ground

The discussion so far has ignored the presence of the ground. In the case of low-angle rays with horizontal polarization, all ground is virtually a perfect reflector. The aerial, with its

image in the ground, can be treated as an "array" of two sources [2], and the radiation pattern in the vertical plane is obtained from the basic pattern for the aerial by multiplying it with the appropriate array factor which is *the same for all aeriels at a given height and for a given angle of elevation*. The angle of elevation required for dx working is low enough to ensure that it would, in the absence of the ground, fall well within the vertical beam-width of practical amateur aeriels so that the relevant part of the vertical-plane radiation pattern is *determined entirely by the array factor*; there is, therefore, no basis for the belief that one beam is better than another "because it lowers the angle of radiation".

At zero elevation above flat ground the direct wave and ground-reflected waves cancel each other since they are opposite in phase and have exactly the same distance to travel, but at any elevation-angle  $\theta$ , the ground-reflected wave has to travel further by an amount  $2h \sin \theta$ , or approximately  $2h\theta$  since we are interested only in small values of  $\theta$ . Corresponding phase-shift is given in radians by  $\frac{4\pi h\theta}{\lambda}$  and

field strength by  $2F_D \sin \left( \frac{2\pi h\theta}{\lambda} \right)$  as demonstrated by Fig 3.

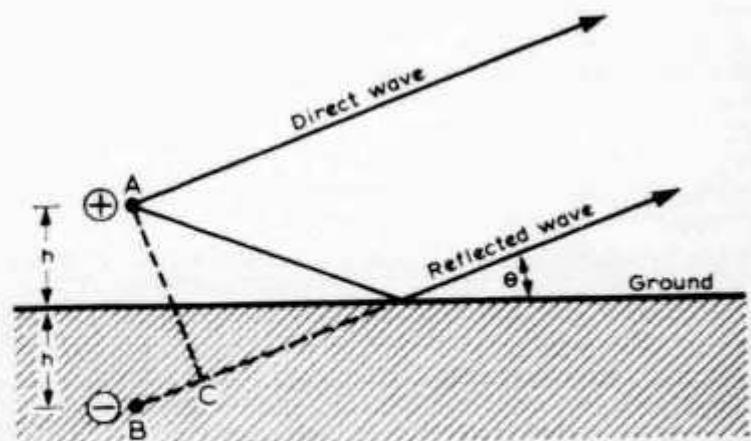
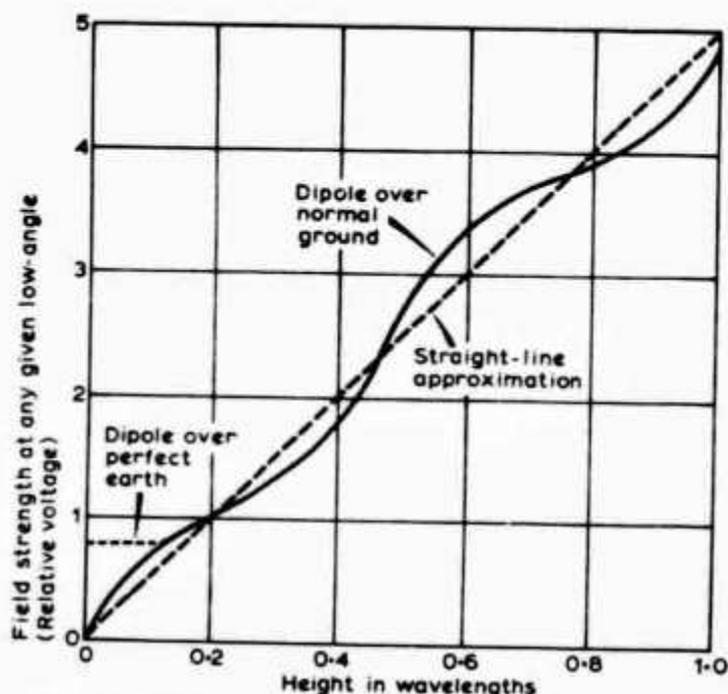


Fig 3. Derivation of array factor for horizontally polarized aerial and its image. The reflected wave has farther to travel, by the amount BC which is given approximately by  $2h\theta$ . The two waves arrive in phase at a distant point if  $2h\theta = \lambda/2$ , giving a field strength  $2F_D$  where  $F_D$  is the corresponding free-space field

The appropriate value of  $\theta$  depends on the particular dx path and the prevailing ionospheric conditions, any value up to  $15^\circ$  or so being likely, but there is some ground for regarding  $6^\circ$  as typical [3].

For this angle of radiation the array factor, and therefore the field strength for a given aerial current, is approximately proportional to height within the limits of normal amateur installations at frequencies up to 21MHz. There is a slight falling off from proportionality, to the extent of five per cent for a height of one wavelength and 10 per cent for 1.5 wavelengths. There are also slight variations, as plotted for the case of dipoles in Fig 4, which arise from changes in the mutual impedance between the aerial and its image; these in turn affect the radiation resistance and hence the aerial current.

With close-spaced beams the effect tends to be much reduced, as will be obvious for the case of two-element arrays in which each element "sees" a pair of images nearly opposite in sign and at almost the same distance. One result of this is



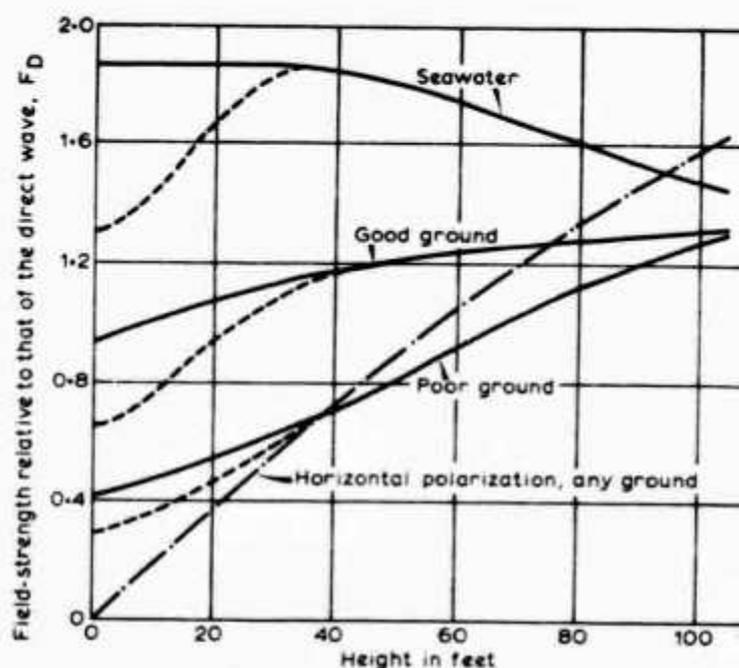
**Fig 4. Effect of height on dx signal strength with horizontal dipoles. The ripples are attributable to variations in radiation resistance caused by mutual impedance between the aerial and its image, and are greatly reduced in the case of close-spaced beams**

that the true gain of the beam relative to a dipole at the same height varies slightly with height, but it is, of course, the reference dipole, rather than the beam, which is varying.

In the case of vertical polarization with perfectly-conducting ground, the sign of the reflection coefficient is reversed so that the direct and reflected waves are in phase, and this has given rise to the belief that vertical aerials are good low-angle radiators. Unfortunately, in practice, losses in the ground cause the reflection coefficient to drop to a low value and change its phase at an angle of elevation known as the "pseudo-Brewster angle" from analogy with the behaviour of light waves. This angle varies between about  $10^\circ$  for "good" ground and  $20^\circ$  for "bad" ground, although it is much lower (about  $3^\circ$ ) in the case of sea water.

For angles well below the Brewster angle there is little or no difference between horizontal and vertical polarization, but for an angle such as  $6^\circ$  the situation is rather more complicated. For this angle, Fig 5 provides a rough estimate of the likely variation of signal strength with aerial height for good ground, bad ground and over sea water, and also compares vertical with horizontal polarization. The solid curves assume a constant aerial current in a short vertical radiator and are based on data from [4] for the magnitude and phase of the reflection coefficient. The dotted curves take into account the rise in radiation resistance and consequent reduction of current due to the effect of the ground at low heights, assuming negligible loss resistance and perfectly-conducting earth.

The last assumption is an inconsistency, regrettably enforced by lack of data, but at worst the corrections will have been somewhat over-estimated. Curves for beam aerials can be expected to lie somewhere between the solid and the dotted lines. With lossy elements, eg a short inductively-loaded vertical whip, the solid line tends to indicate more closely the correct shape of the variation although the general level



**Fig 5. Variation of field strength with height of aerial for radiation angle at 14MHz**  
 — Vertical polarization, ground as indicated  
 Dotted curves indicate drop in signal-strength due to rise in radiation resistance of vertical elements at low heights above perfect ground. The drop may also be attributed to broadening of the vertical radiation pattern, the two effects being directly related.

**Fig 5. Variation of field strength with height of aerial for radiation angle at 14MHz**

is reduced by the losses. The height is measured to the "centre of gravity" of the current distribution, or about one-twelfth of a wavelength above the feed point in the case of a ground-plane aerial with horizontal radials. The assumption of a "short element" is merely a device to allow the curves to be plotted down to zero height, instead of following the usual precedent of ignoring heights less than quarter-wavelength. Important points to note include the following:

- At low heights for the stated angle of radiation, vertical aerials are always superior, though the claim that they are "good low-angle radiators" needs considerable qualification.
- The height below which vertical aerials are markedly superior at 14MHz varies from about 20ft with poor ground to 60ft with good ground.
- With increase of height from zero up to  $\lambda/2$  the total change in performance with vertical aerials is only 3 to 6dB whereas the radiated field is almost directly proportional to height in the case of horizontal polarization.
- With poor earth the difference in performance between vertical and horizontal polarization is less than 2dB (or about half an S-unit) over a range of height from 20ft to 90ft.

With ground sloping in the desired direction it becomes much easier to achieve efficient low-angle radiation and possibilities arise of exploiting multiple reflections [3]. For gentle slopes there may be little to choose between horizontal and vertical polarization, but as the ground slope gets steeper the mirror image of a vertical aerial gets tilted back into the ground until at about  $45^\circ$  slope it becomes end-on to the required direction so that the field-strength is that of the

unmodified direct wave  $F_D$ . In contrast, horizontal polarization provides nearly the maximum possible field-strength  $2F_D$  with heights of the order of  $\lambda/4$  only. In the case of hill-top sites an intermediate situation arises, with increase of height causing the point of reflection to slide further down the slope thereby producing a disproportionate increase of signal strength. The following table has been calculated for an  $11^\circ$  slope having a flat top, with aerials in various positions.

TABLE

Distance of mast in feet from top of slope	Required mast height in feet for $F > 1.6F_D$ at $6^\circ$ radiation angle (14MHz)
On slope	36
25	40
70	56
00 (equivalent to no slope)	105

Calculations have been simplified by assuming reflection from a point, thus ignoring the requirements for Fresnel zones [3], but suffice to indicate general tendencies. The advantage of a hilltop site for omnidirectional working is obvious but the desirability for a given direction of locating aerials on the hillside rather than on the hilltop is rather less so, although it becomes much greater with increasing steepness, as demonstrated by the previous example.

#### Small beam aerials

It has been shown [1] that a gain of 5 to 6dB can normally be expected from hf beam aerials small enough to meet typical amateur needs. Unfortunately gain is easily lost through errors of design or adjustment and the safest procedure is to restrict the number of elements to two, one of them being parasitically excited and tuned for maximum gain. In the case of loop elements, which provide the higher of the two gain figures, the parasitic element must be tuned as a reflector, not as a director, and in all cases the spacing must be within certain limits, one-eighth wavelength being a safe choice. Instead of tuning for maximum gain, it may be more convenient to tune for a null on signals coming from directions of about  $130^\circ$  relative to the beam heading, as explained in [1]. The common practice of tuning for maximum back-to-front ratio sacrifices just over 1dB of gain, the reduction in interference received from the back direction being offset by the higher levels received from the  $130^\circ$  directions so that any apparent advantage is illusory.

The gain of quad or delta loop arrays cannot be effectively increased by adding a director owing to the very low value of current in the parasitic director when it is tuned for correct phasing, as explained in [1]. The use of a director and reflector, or two directors, can bring the gain of a dipole array up to equality with that of a quad, but it may be cheaper and easier, and will certainly be just as good, to raise the height of the smaller array by 10 per cent.

With two-element beams the basic requirements [1] for realizing the full gain potential are

- Phase-difference, relative to the antiphase or "8JK" condition, should be equivalent to about half that due to the spacing between the elements.
- Currents should be equal within about 20 per cent.

These conditions are normally met, but only just, with dipole arrays adjusted as described above. With reflector-type loop arrays the currents are more or less equal, causing deeper nulls which can often be used for getting rid of interference by making perhaps a small change in the beam heading; the greater design-margin also allows more latitude in the choice of spacing and this can be helpful in the design of multiband arrays.

#### Driven arrays

There are several popular designs of two-element beams in which both elements are driven. In principle the advantage of driving is that phase and amplitude can be adjusted independently so that spacing is less critical and deep nulls are obtainable in back directions even with dipole elements. Unfortunately the usual methods of phasing are based on the false assumption that "one eighth wavelength of line equals  $45^\circ$  of phase shift" which is true only if a perfect match exists at the elements, whereas phasing, matching and current-ratio are all critically interdependent. Since the radiation resistance [1] is in the region of  $15\Omega$ , for maximum gain with dipole elements a matching device (eg T or gamma match) is essential, and this is usually not provided.

The best-known example of this type of array is probably the ZL Special, Fig 6, for which the *ARRL Antenna Book* [5] quotes a gain of 3-4dB, implying a phase shift somewhat greater than the "design target" of  $45^\circ$ , which is in any case excessive as discussed above. (Alternatively the low gain could be the result of considerable current inequality but this seems less likely in view of the good back-to-front ratio usually experienced). Referring to the design curves, Fig 7, reproduced from [1], the characteristics of the ZL Special appear consistent with operation in the region  $\phi/\phi_0 = 1.2$  to 1.6, for which the adjustments are relatively non-critical and the variables tend to be largely self-compensating; thus an excessive value of phase shift increases the radiation resistance which brings the dipoles closer to a matched condition and reduces the phase shift.

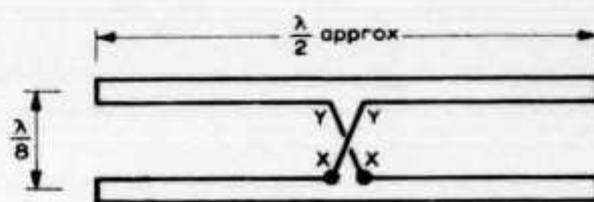


Fig 6. This illustrates the principle of the ZL Special. Open wire line may be used for the elements and for the phasing line XY. In one version the aerial is fed with low impedance twin line at XX. Variations include the use of  $300\Omega$  twin line throughout, and unequal element lengths

Other popular designs are based on the use of two separate feeders of equal length plus an additional length, usually  $\lambda/8$ , which is used as a phasing line. This permits operation at any desired point on the curves of Fig 7 but only if the feeders are matched at the elements or if the complete system is resonant, eg half-wave elements with an even number of half-wavelength of feeder between them inclusive of the phasing line. The importance of satisfying these requirements is not always appreciated and inspection of several popular designs suggests there will almost certainly be some loss additional to the usual decibel or so incurred by

adjusting for maximum "nominal" front-to-back ratio. The matched-feeder procedure is often difficult to apply since any adjustment of the phasing line requires re-matching at the elements and all adjustments are interdependent; on the other hand, the resonance method ensures equal element currents since, looking into any point on the loop of feeder between the elements, any reactance visible when looking in one direction is equal but of opposite sign to the reactance visible in the other. It is assumed for the purpose of this explanation that the radiation resistances are equal, which is only true if the mutual impedance is non-reactive, ie for an element spacing of  $\lambda/8$ , but reactive effects can be compensated by alteration of feeder length.

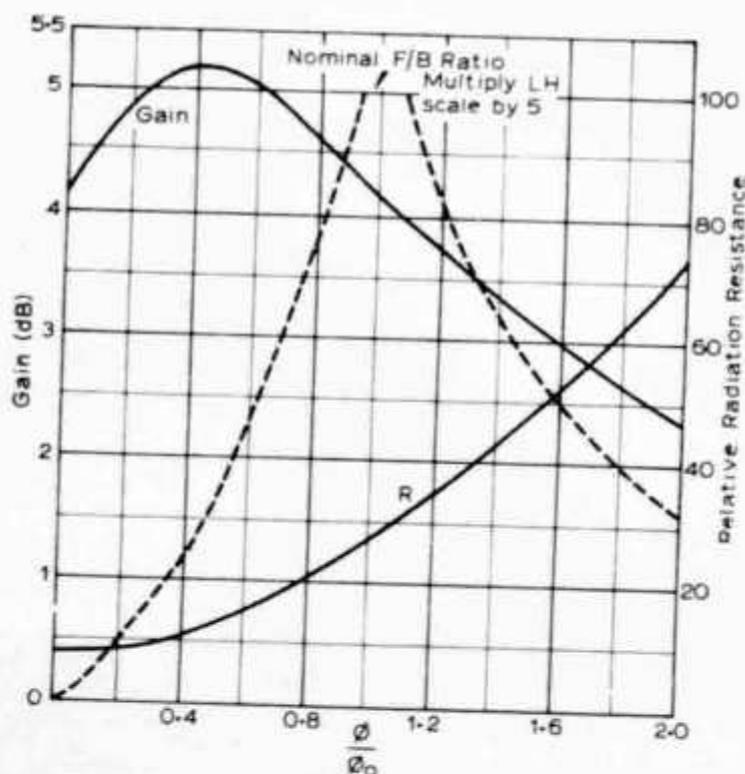


Fig 7. Variation of gain, radiation resistance and front back ratio with  $\phi/\phi_0$ . Resistance scale is correct in ohms for each of a pair of dipoles spaced  $\lambda/8$  (equal currents are assumed)

In either case the phase-shift is different from the electrical length of the phasing line, and it will probably be obvious to the reader that this is the "±X" method of phasing which was assumed in the appendix to [1] for the purpose of simplifying the basic theory of close-spaced two-element beams in general. It lends itself particularly to the use of resonant feeders as shown in Fig 8; starting from resonance a small displacement of the feedpoint either side of centre is equivalent to the insertion of equal and opposite reactances of about  $4f\Omega/\text{foot}$ , where  $f$  is the frequency in megahertz. This arrangement allows multiband operation subject to adjustment of feeder length although, like other resonant-feeder systems, it is somewhat frequency sensitive; this tends to show up as current-inequality at the band edges but acceptable results have been obtained over the full width of the 14MHz phone band with folded-dipole elements and half-wave feeders. This aerial works equally well on 21MHz subject to shortening the feeders by about 42in, the feedpoint displacements being about 30in and 10in on 14 and 21MHz respectively relative to the centre of the system.

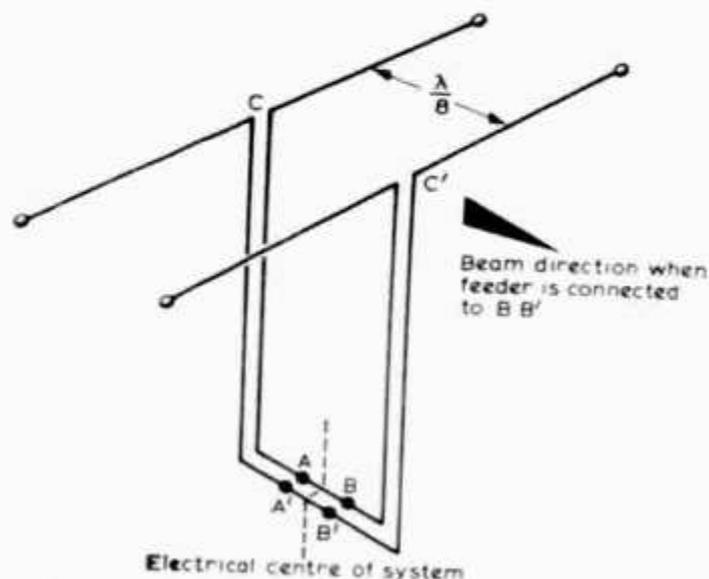


Fig 8. Two-element driven array with mismatched feeders. If the elements are resonant ( $\lambda/2$ ) the length CABC' must be an even number of half-wavelengths. AB is the phasing line and is much less than  $\lambda/8$  if open-wire lines are used. Note that the feeders are crossed over as for the "8JK" aerial

An equivalent method of phasing is used in the "Swiss Quad", where it takes the form of differences in the loop sizes [6].

#### Compatibility of element shape

When elements bent into "abnormal" shapes are assembled into a beam, particular care is needed to ensure that unwanted modes are suppressed and not reinforced. This is most likely to be achieved when the elements have similar shapes and orientation. Fig 2 shows two ways of arranging a pair of V-shaped elements with right-angled bends and it will be noticed that in case (a) with antiphase excitation, the endwise radiation is completely suppressed, whereas in case (b) there is complete symmetry, producing radiation of equal strength in all four directions. This implies a loss of exactly 3dB, although this is reduced to about 1dB with  $45^\circ$  of phase-difference, so that the maximum gain obtainable from an X-configuration appears to be in the region of 3dB. The loss of 2dB must, of course, be weighed against possible mechanical advantages, and will be fully recovered if these enable the mean height to be increased by 25 per cent. Similar arguments often apply to other methods of making beams smaller or more convenient to erect.

#### RADIO COMMUNICATION



# Clamping Diodes for CW Break-In

BY K. S. STONE,\* W7BZ, ex-W7BMF

**I**N spite of the advantages of break-in cw operation, many amateurs are still using a manual system to change from transmit to receive. While most transmitters are quite easily adapted to simple QSK keying systems, many receivers are a different story.

It is the purpose of this article to outline a full break-in approach that has been used by the author with both tube-type and solid-state home-brew receivers for some years. Some points of interest are:

1) No relays are required and there are no interconnections between the transmitter and receiver. All of the required circuitry is contained inside the receiver itself.

2) Modifications to the receiver are of the "no hole" type and can be installed and removed easily without lowering the resale value of the receiver.

3) Monitoring of keying is done by listening to the transmitter signal instead of a monotonous side tone from some sort of audio oscillator. This assures that you are sending on the same frequency that you are receiving on, and is less tiring.

It must be pointed out that with the many different types of receivers in use, the author must deal in generalities but the principles outlined should work with nearly any receiver.

Let's consider what happens when you key your transmitter with your receiver set up for a normal signal of a few microvolts. The detector circuit suddenly sees a signal voltage many times larger than normal, and the BFO voltage with which it is supposed to beat to produce an audio note is no longer in proper proportion. As a result, the receiver usually just goes dead, or blocks. Even with avc, the gain of the receiver probably cannot be reduced enough to keep the audio output at a reasonable level. However if we can limit the input to the detector circuit at about one volt peak-to-peak, the detector will be able to handle this amount of signal without blocking and a normal audio beat note will be heard.

The accompanying circuit diagrams will show how this can be done. Fig. 1A shows four silicon diodes connected to the antenna coil. These diodes conduct very little in the forward direction until the voltage across them reaches about one-half volt. Then they conduct very heavily and amount to a short circuit for that part of the signal cycle where the voltage exceeds a half volt.

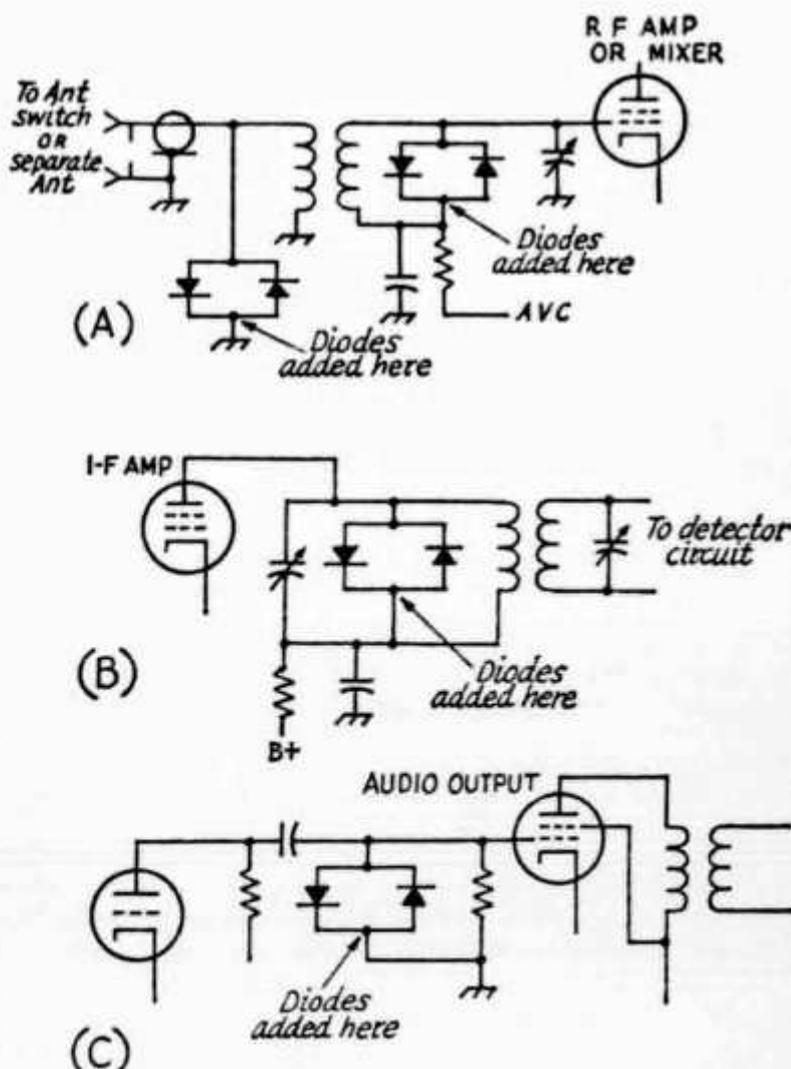


Fig. 1—Diodes added to the receiver to limit the signal level during transmission. See text.

On normal signals they can be considered to be open circuits. This then limits the signal amplitude applied to the first mixer in the receiver to about one volt peak-to-peak.

Fig. 1B shows a similar pair of diodes connected to the last i-f amplifier stage. These diodes limit the amount of i-f signal to the detector stage to about one volt peak-to-peak. Possibly other points in the i-f amplifier stages should be similarly treated depending on the particular receiver.

Because of all the clipping and shaping of the rf envelope going through the receiver, the audio amplifier will pass a lot of clicks and thumps. Fig. 1C shows a simple audio limiter that will clip these off. This also helps to keep the audio signal from the transmitter very nearly the same level as the received signal. If a higher

\* 641 Grant Ave., Twin Falls, ID 83301.

audio-signal level is desired, series-connected diodes or Zener diodes may be used. This will permit phone reception without distortion.

Nearly any of the small high-speed switching diodes should work. They do add shunting capacity to the tuned circuits however, and these should be repacked. The author has used 1N564, and 1N457 diodes with good results on frequencies as high as 21 MHz, and no particular problems were encountered. Perhaps some of the more expensive low noise, low capacitance diodes would be a better choice for the diodes used in the front end, such as 1N914s.

A word of caution should be added concerning cross modulation as a result of adding the diodes to the receiver. Strong broadcast stations and strong local signals may be a problem. The thing

to keep in mind is that the diodes should do nothing to the receiver with ordinary receiving conditions. Clipping should occur only during the time the transmitter is keyed. It may be necessary to put more diodes in series, or use Zener diodes to increase the clipping level. A good high-pass filter should help with the broadcast station interference.

The author's present receiver is an all-solid-state home-brew job with an audio-derived AVC system. A tube-type T-R switch is used in the antenna circuit similar to the one described in the *ARRL Handbook*. The transmitter runs 400 watts input. With the treatment described, full break-in operation is possible with any signal that is a reasonable amount above the noise level.

QST

## A shack-earthed folded vertical aerial for 14MHz by R. BALDWIN, BSc, G3WZ\*

**T**HE design of this aerial was prompted by a move to a new country QTH where an inconspicuous transmitting system was wanted for immediate use, and so the idea of a "shack earth" presented itself.

The old cedarwood shack was brought to the new site in pieces with all its dismantled lining. When new, the hut had been lined with the widest type of aluminium kitchen foil, secured at ample points with hammered-in drawing pins. Over this went the necessary wiring for mains, then hard-board. The original idea was to cut down local radio fields by blocking off the electric vector. It was a Faraday screen with two great holes—the door and window, and there was no evidence that the author's 100W at the previous QTH caused any interference. The additional result of this shiny metal barrier under the shack lino as well as the walls, was that in the coldest winter a 1kW hot-air blower soon got the shack up to a comfortable temperature.

In the new situation about 15ft of plumber's copper tube was buried along with the power and phone lines to the shack. The tube acts as an earth for the shack screening, and the whole is the "shack earth".

A vertical seemed the best sort of aerial to erect for a start, and with four years to sunspot minimum, 14MHz seemed preferable to 21MHz, although the aerial could easily be adapted to 21 or 28MHz, by shortening.

The old bogey of earth resistance being in series with the base currents of a vertical can be reduced to a quarter, of course, by a fold of the aerial ending itself in earth. Then there was a matter of radials to be considered. It was at this stage that the idea of using a self-supporting vertical made of a couple of old tank whips, and earthed at the ridge of the Faraday and heat screen, came to mind.

It proved quite easy to braze the plug-in army sections together. There was no need at all to clean off the paint—the flame did it! Without gear it would have been necessary to find an obliging garage to do the tacking, but as flame welding goes it is a simple matter. At the bottom of each half was welded 3ft of copper braid. The base of each half of the double aerial was sheathed in polythene piping. Two jubilee clips secured the bases to opposite sides of a 3in batten painted green.

Since the quoted resistance at the base of a vertical quarter wave is about  $35\Omega$  the expected resistance of the doubled element would be about  $140\Omega$ . Thus a matching section in an aluminium box would be necessary and this was calculated out with values shown in Fig 1(a). For the method used see [1].

When the aerial was first tried out, the forward and reverse currents were disappointing because the radiator had been cautiously left about 1ft longer than the calculated length. (It is simpler to cut than add!). Anyone who has tried the matching problem of a grid dip meter to an aerial along coaxial cable will know that it is awkward, but a careful eye can sometimes see the dip centre. Incidentally, the old recipe for this sort of situation was to have a small oscillator

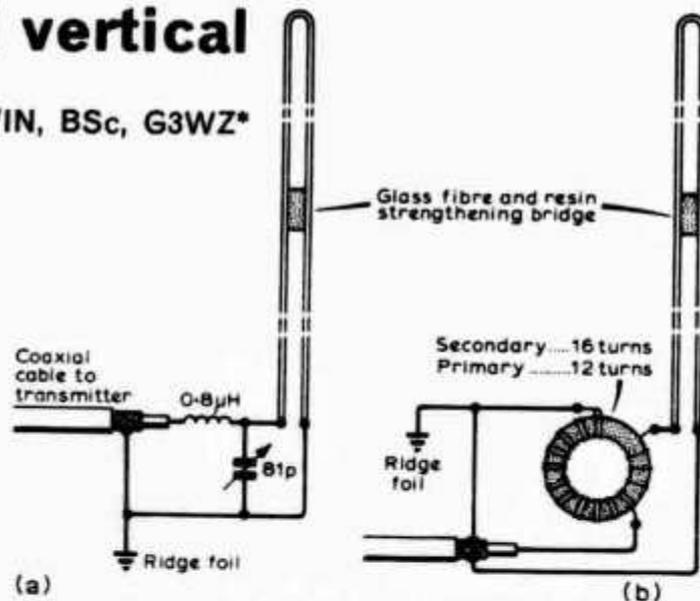


Fig 1. (a) The rejected matching system, (b) the ferrite ring matching transformer

like a grid dip and tightly couple it to the aerial concerned, when pull occurs towards the resonant frequency. Thus the oscillator would be quickened when on a longer wavelength and coupled to a shorter one, and vice versa. Listening is done on a receiver. However, it is unsound—the withdrawal of energy generally slows up the oscillator both above and below resonance. If a gdo proves useless try to obtain a noise bridge—for a good design see [2].

The aerial and its tuning box were earthed to the shack ridge some inches away from the base. It persisted in throwing back some of the power given, perhaps owing to stray capacitance in the shielded box, perhaps because of dead ends of experimental braid here and there.

It was decided to try the two ferrite rings (Mullard FX 1588 toroidal cores) used for baluns so successfully by G3HJP. However, in this case the transformer is unbalanced—earth on each side. (See Fig 1(b)). This made it possible to wind on the ring a doubled length of 16swg enamelled copper wire as a bifilar winding, the kinked end being, of course, the future braid earth running the inch or two to the hut foil. The windings were kept apart with plastic string interwound. In order to match up as recommended as a possibility by G3HJP, [3], the transmitter side was of 12 turns with taps at 10 and 11. The secondary went on alone up to 18 turns with taps at 17 and 16 turns.

The results were dramatic and the up-current shown on the forward diode of the SWR meter was improved, while it was necessary to go down to a more sensitive range on the AVO and peer intently in order to detect the return current, on the best tapping. At 16:12 this seemed to show a base impedance of just over  $100\Omega$ . The ferrite toroid was encapsulated in epoxy resin of the sort used for repairing car bodies. The whole was secured to the wood base of the aerial by a large nylon screw through the centre of the epoxy case.

RADIO COMMUNICATION

### References

- [1] *Radio Communication Handbook*, 13.28.
- [2] *Radio Communication*, September 1972.
- [3] *Radio Communication Handbook*, 13.30.

\* 11 Meadow Court, Whiteparish, Wilts.

Die AMSAT teilt übrigens mit, dass OSCAR 6 während des parallel kreisenden Orbits mit OSCAR 7, des öfteren ausgeschaltet sein wird (bis Mitte März 1975).

Best 73's and hpe to hear u sn via OSCAR 6 or 7, de HB9OP, Ted Vogel, 186 route Capite, 1222 La Capite/Genève. 022 - 52 29 30.

### Swiss DX Century Club Membres (DXCC)

(offizieller Stand, November 1974)

HB9J	350	HB9ASK	201	HB9ALE	123	HB9EQ	104	HBZU	249
HB9MQ	347	HB9BJ	200	HB9ADC	122	HB9SJ	104	HB9ALX	231
HB9TL	339	HB9US	198	HB9AGI	122	HB9PP	104	HB9KU	236
HB9KB	336	HB9RB	183	HB9AHL	121	HB9AHS	104	HB9ADE	206
HB9MO	326	HB9CX	182	HB9FE	120	HB9ADE	104	HB9TE	204
HB9EU	325	HB9ZE	180	HB9EC	120	HB9AAX	104	HB9FE	202
HB9PL	325	HB9ANZ	175	HB9ARL	120	HB9HC	103	HB9ASK	200
HB9EO	322	HB9QU	172	HB9AIU	120	HB9NO	103	HB9MD	196
HB9AHA	312	HB9ADD	170	HB9RM	119	HB9OQ	103	HB9EU	181
HB9DX	311	HB9ANR	170	HB9ADM	119	HB9LN	103	HB9RB	180
HB9JG	307	HB9PQ	169	HB9IL	112	HB9SO	103	HB9LA	170
HB9MD	282	HB9FU	167	HB9MC	111	HB9ABH	103	HB9QC	158
HB9X	279	HB9MU	165	HB9FI	110	HB9AJI	103	HB9BR	147
HB9NL	264	HB9AAW	165	HB9APF	109	HB9ABO	102	HB9JW	146
HB9UL	264	HB9ZT	162	HB9OD	109	HB9OK	101	HB9NT	144
HB9AAF	261	HB9ACM	162	HB9EI	109	HB9BX	101	HB9AKQ	141
HB9AIJ	255	HB9IM	161	HB9KO	109	HB9EK	101	HB9FU	131
HB9RX	255	HB9DO	161	HB9FT	108	HB9EW	101	HB9RS	131
HB9IK	252	HB9HZ	160	HB9GN	108	HB9RK	101	HB9ACQ	127
HB9AMO	251	HB9DI	160	HB9AIM	108	HB9DH	100	HB9ALE	124
MB9MX	250	HB9NT	153	HB9AQF	108	HB9WH	100	HB9VJ	121
HB9NU	249	HB9UE	151	HB9IH	107	HB9XO	100	HB9DY	120
HB9TT	246	HB9CE	148	HB9MW	107	HB9AAG	100	HB9AMV	120
HB9AT	242	HB9AAH	143	HB9PM	107	HB9ARL	100	HB9X	112
HB9ET	240	HB9AGO	143	HB9ALB	107	HB9AQW	100	HB9US	112
HB9AOU	240	HB9AXG	142	HB9AJU	107			HB9CX	109
HB9KC	239	HB9ABN	140	HB9CS	106			HB9DT	109
HB9TU	238	HB9DK	139	HB9KP	106			HB9JZ	107
HB9QO	226	HB9ACQ	139	HB9ADO	106			HB9AQF	106
HB9TE	222	HB9DB	137	HB9AFI	106	<b>Fone</b>		HB9HM	102
HB9YL	221	HB9AHF	134	HB9AC	105	HB9J	342	HB9APF	102
HB9T	220	HB9RS	130	HB9FD	105	HB9TL	337	HB9ALB	101
HB9OA	214	HB9NY	129	HB9BZ	105	HB9AHA	305		
HB9UD	204	HB9IX	126	HB9PV	105	HB9AAA	276		
HB9ADP	201	HB9P	125	HB9ABU	105				(HB9MQ)

### Diplômes Helvetia 22 délivrés en 1974

<b>Cat. HB9</b>	DK5OD	DJ6OV	G3KAA
HB9AAH	DK7SP	DF1SD	I3BLF
HB9AWM	DJ1YH	F2VO	OK1WV
HB9AIU	DJ3ST	I3ANE	YU2OB
HB9RX	DJ8FC	OE2DOL	DL2HK
HB9ARB	DM2BTO	SM $\phi$ ENO	DL7DX
HB9UT	I2PHN	DL2EH	DL8UR
HB9ARE	JA1MIN	DL6QT	DK2IO
	K $\phi$ DYM	DL8TC	DK5CB
<b>Cat. HE9</b>	PA $\phi$ WDG	DK1IU	DK6TP
HE9EYC	DL1OM	DK4IS	DJ1XU
	DL3SR	DK5UD	DJ3LM
<b>Cat. DX</b>	DL8KH	DJ1HB	DJ8BD
DL1IV	DL9ZK	DJ2MG	HB $\phi$ AIC
DL2UR	DK3SR	DJ7BK	PA $\phi$ DEC
DL8FL	DK5TT		YU3DQ
DL8YO	DK8GT		
DK2WK	DJ1ZUA		

L'USKA adresse à tous ces OM ses sincères félicitations.  
(HB9ALF)



# TRIO



# KENWOOD

PTT-konzessioniert für Funk-Anlagen + Antennen-Technik

**WEBSUN-ELECTRONIC WEBER+CO.**

Funk-Anlagen + Antennen-Technik

Telefon 061 22 19 59, HB9BAW, Eulerstrasse 77, 4051 Basel

## Hambörse

**Suche** dringendst Heath VFO SB-640. HB9AHL, Telefon 052 36 16 87.

**Zu verkaufen:** 1 Philips Labor-Oszillograf GM 5602, 0—14 MHz. Fast ungebraucht, mit allem Zubehör, Fr. 450.—. HE9GDN, Telefon 061 76 69 47 ab 20 Uhr.

**Zu verkaufen:** Nato-Empfänger BC 652, 2—6 MHz in 2 Bereichen. Eichgenerator 25 und 100 kHz. Netzteil 220 V eingebaut. In gutem Zustand. Telefon nach 18 Uhr 032 42 22 05.

**Verkaufe:** komplette KW-Station FR 100/FL 100. Verhandlungsbasis: Fr. 1000.—, Mobilantennen (fabrikneu): 2 m  $\frac{5}{8}$  Lambda, Glasfiberrute Fr. 35.—, 70 cm  $2 \times \frac{5}{8}$  Lambda Colinear 5 dB Gain mit 5 m 50 Ohm-Koax Fr. 55.—. Beat Horw, HB9ATU, Reservoirstrasse 191, Basel, Telefon 061 34 86 03.

**Gesucht:** QST Nr. 2 (Februar) und Nr. 4 (April) 1973, sowie HF-Wattmeter und Linearverstärker. W. Grauwiler, HB9VO, Krankenhausweg 21, 3110 Münsingen.

**Zu verkaufen:** KW Empfänger Heath SB 303, KW Sender Heath SB 401, Stationsmonitor Heath SB 610, Digitalfrequenzanzeiger SB 650. Alle Geräte betriebsbereit, neuwertig, perslich günstig. 1 Antennen H-Träger für 4 St. 2 m Antennen. HB9QQ, Telefon Geschäft 60 28 33, privat 820 59 04.

**Suche:** JENNEN-TRIO Transceiver, passend zu gleichem Receiver JR 101. Manual und Schaltbilder zu oben. HE9KAR, G. Pfister, 5736 Burg AG.

1 Transmitter «**VIKING INVADER**» 80, 40, 20, 15, 11, 10 m 200 W/AM, CW, SSB. Professionelle, solide Bauart mit Breitbandpräz. Skala. Dr. W. A. Günther, HB9ED, Telefon 01 65 54 60.

**1 Transceiver** für Netz und Akku (Auto) 270 W Sommerkamp FT 277 B, neuwertiges Vorführmodell, Fr. 2040.—. Dr. W. A. Günther, HB9ED, Telefon 01 65 54 60.

**Zu verkaufen:** Komplette Kleinbildfotoausrüstung Briden für Antennenbefestigung an Holzmast 13 cm  $\phi$ , AFSK-RTYY-Generator 170/850 Hz, neue KO-Röhre DG7-32, Mobilnetzgerät 19-30 VDC und 12 VDC für Transceiver 200 W. HB9AKC, C. Clauss, Telefon 071 96 15 75.

**Zu verkaufen:** KFT-160 (6 W) für 2 m mobil, inkl. Bedienteil und Quarze für 145,0 / 145,5 / 145,525 / 145,15 - 145,75, qrv, 200.—. Qrp-Transceiver 80/40/20 Ten Tec PM-2B, modifiziert, qrv, 10.—. Super-8-Projektor Bell & Howell, 250.—. HB9AQS, Telefon Geschäft und privat 01 32 10 66.

**Verkaufe:** Heathkit Rx S B303, neuwertig, Fr. 1500.—. Heathkit Linear Endstufe S B200, neuwertig, Fr. 1000.—, Telefon 034 22 52 21.

**Verkaufe:** HW 1  $\phi$  1 Heathkit Transceiver, UFB Zustand mit 400 Hz-CW Filter, Fr. 1000.—, Eigenbaunetzteil überdim. dazu Fr. 300.—. HB9BBM, Telefon abends 062 48 24 31.

**HB9OP verkauft** komplette, betriebsbereite 2 m-Station: Provence und Linear Corse, SSB, CW, FM, AM, Relais, 1, 8, 25, 100, (200 PEP) Watt, VFO stabilisiert, 220 Volt, Coax Ant-Relais, geeignet OSCAR, mit allem Zubehör, in bestem Zustand. Richtpreis Fr. 2620.—. Ted Vogel, 186, route Capite, 1222 La Capite, Telefon 52 29 30.

**HB9OP vend:** station complète 2 m, Provence et linéaire Corse, SSB, CW, FM, AM, relais, 1, 8, 25, 100 (200 PEP) Watts, VFO stabilisés, 220 Volts, Coax-relais, indiquée pour OSCAR, avec tous accessoires, prix base 2620 frs. Ted Vogel, 186 route Capite, 1222 La Capite, téléphone 52 29 30.

## Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

Verlangen Sie unseren Amateur-Katalog mit Preisliste

**Wicker-Bürki AG**  
**WIPIC-Antennenfabrik**

Berninastrasse 30 — 8057 Zürich  
Telefon 01 46 98 93

DIE NEUE ART, TOTAL INFORMIERT ZU SEIN!

# VHF/UHF-Scanner-Empfänger

die grosse Neuheit auf dem Markt!



## KRIS 16 Kanal VHF/UHF-Scanner

Vollautomatische Kanalabtastung im VHF / UHF-Sprechfunkbereich 25-50 (68-88), 150-174 und 450-470 MHz. 16 programmierbare Kanäle — stufenlos regelbare Suchgeschwindigkeit — Umschalter für automatische oder manuelle Abtastung — Optische Kanalanzeige durch RCA-Ziffernröhre — Hervorragende Empfindlichkeit — Squelch — Delay — Preis Fr. 850.—



## Taschenempfänger-Scanner

4 Kanäle im Bereich 68-88 oder 144-146 oder 146-174 oder 450-470 MHz. 0,5  $\mu$ V-Empfindlichkeit — Squelch — vollautomatische Abtastung — Grösse 70×147×37 mm — Ledertasche und Teleskopantenne — Preis ab Fr. 350.—

Lieferbares Zubehör:  
NC-Batterien, Flex-Antenne, Quarze

## Quarzs-service

Wir liefern über 200 verschiedene Quarze für die Scanner von Amateur, Polizei, Feuerwehr, Autotelefon, SBB, Rheinfunk usw.

## Quarzliste verlangen!

**Ausserdem lieferbar:** Diverse VHF/UHF-Spezialempfänger-Scanner für Amateurfunk, Flugfunk usw. — Antennen — Kabel — Stecker — Quarze

Prospekte mit Preislisten gegen Rückporto

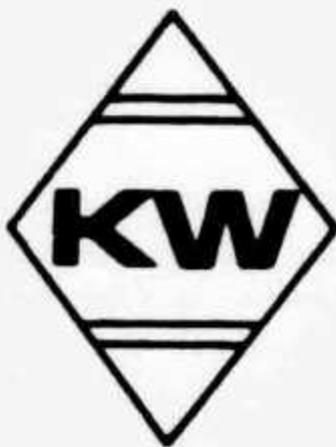
**POLI-ELECTRONIC — FACH 2596 — 8023 ZÜRICH**

Telefon 01 40 74 74

Büro: Roswiesenstrasse 133, 8051 Zürich

# DECCA COMMUNICATIONS LTD

DARTFORD Kent



Top English  
Product

	Liste des prix	Preisliste (Ham Netto)
KW 2000 B	Transceiver mit AC Netzteil+Speaker	Fr. 2765.—
KW 2000 E	Transceiver mit AC Netzteil+Speaker	Fr. 2925.—
KW 1000	Linear HF Amplifier 1200 W PEP	Fr. 1895.—
KW 202	Amateur Band Receiver 10-160 m	Fr. 1745.—
KW 202	Speaker zu KW 202	Fr. 95.—
KW 204	Amateur Band Transmitter 180 W PEP	Fr. 1960.—
KW 107	Antenna Super-Match / Dummy-Load / HF-Wattmeter / SWR-Meter 500 W	Fr. 545.—
KW	E-Z-Antenna Tuner	Fr. 225.—
KW 101	SWR Indicator	Fr. 125.—
KW 103	SWR Indicator+HF Wattmeter	Fr. 195.—
KW	Balun 52 und 75 Ohm 1000 Watt	Fr. 32.—
KW	Dummy Load bis 4 kW PEP	Fr. 120.—
G8KW	Trap Dipole 10-160 m mit Balun+Koaxkabel	Fr. 198.—
KW	Antenna Switch mit 3 Stellungen. Für PL 259	Fr. 47.—
KW 108	Monitorscope c/w 2 Tone Generator, komplett	Fr. 585.—
KW	Low Pass Filter . 1 kW PEP 52 Ohm	Fr. 95.—
KW 109	Antenna Super-Match wie KW 107 jedoch 1000 W	Fr. 682.—
KW 160	Antenna Tuner für 160 m	Fr. 188.—
KW 110	«Q» Multiplier	Fr. 125.—

carlo prinz electrical conquest CH 6904 LUGANO P. O. Box 176 Tel. 091 51 62 42

## Wenn Sie Bücher über «die Elektronik» benötigen, kommen Sie am electronic-shop nicht vorbei.

Der *electronic-shop* ist das Spezialgeschäft für  
Elektronik-Fachliteratur und -Bausätze mit der grössten  
Auswahl.

Im *electronic-shop* finden Sie Fachbücher aus dem gesamten  
Bereich der Elektronik und den Randgebieten. Und Bausätze.  
Und Messgeräte. Und Arbeitshilfen für Labor und Werkstatt.  
Und Printmaterial. Und die Bausätze der Fachzeitschrift  
*radio-tv-electronic*.  
Und ...

Aber was sollen wir Ihnen hier viel erzählen.  
Am besten Sie kommen mal vorbei beim *electronic-shop* oder fordern Prospekte an.  
Im *electronic-shop* kaufen Leute, die etwas verstehen.  
Sie werden das verstehen, wenn Sie mal da wären.



**electronic shop**

Monrad Linert Strasse 15  
8003 Zürich (Bonn-Löcherli)  
Tel. 011 33 33 38

BON  
für wichtige den  
Fachbuch-  
Förderung und  
Prospekte

Name, Adresse, PLZ, Ort

## Richterswil ZH

Wir vermieten an sonniger, ruhiger Lage im  
Grünen, 15 Min. vom Stadtzentrum Zürich,  
1 km ab Autobahnausfahrt, Nähe Bahnhof,  
Bus und Schule, luxuriös ausgebaute Woh-  
nungen, Geschirrspülmaschinen. Keine An-  
tennenprobleme und Senderraum kann zur  
Verfügung gestellt werden.

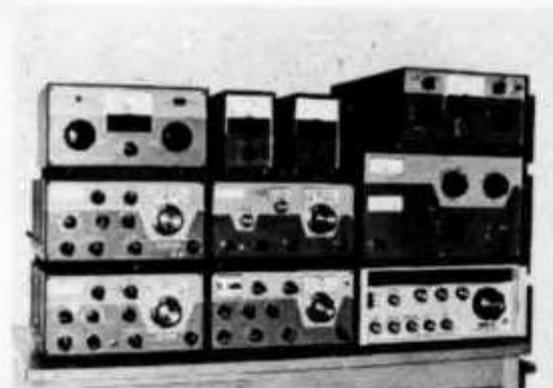
2 1/2 Zimmer	660 Fr.
3 1/2 Zimmer	760 Fr.
4 1/2 Zimmer, 2 Bäder	860 Fr.
5 1/2 Zimmer, 2 Bäder	960 Fr.

Bezugsbereit sofort sowie ab 1. Januar 75.  
Musterwohnung kann täglich, auch Samstag  
und Sonntag, bei telefonischer Voranmel-  
dung besichtigt werden.

Anfragen an: H. Bodmer & Co. AG (HB9HF)  
Herr. Haldemann, Tel. 01 76 27 63.

# HAM - KLINIK

## R. L. DRAKE



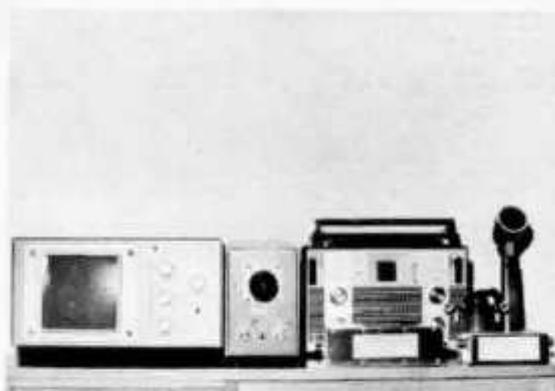
2-C	Band Receiver 80—10	995.—
R-4C	Band Receiver 160—10	1895.—
SPR-4	Programable Receiver	1995.—
DSR-2	Receiver 10 kHz—30 MHz	9895.—
TR-4C	Transceiver 300 W, 80—10	2095.—
RV-4C	Remote VFO for TR-4C	395.—
T-4XC	Transmitter 200 W, 80—10	1995.—
AC-4	AC Power Supply 220 V	425.—
DC-4	DC Power Supply 12 V	475.—
MS-4	Speaker for Drake Line	85.—
L-4B	Linear Amplifier 2 kW PEP	2850.—
MN-4	Antenna Matchbox 300 W	395.—
MN-2000	Antenna Matchbox 1 kW	695.—
W-4	HF Wattmeter 2—30 MHz	225.—
WV-4	VHF Wattmeter 20—200 MHz	275.—
TV42LP	Lowpass Filter 100 W	45.—
TV1000LP	Lowpass Filter 1 kW	85.—

## TRIO - KENWOOD



R599S	Band Receiver 160—2 m	1990.—
T599S	Transmitter 80—10 m	1990.—
S599	Ext. Speaker for R599	95.—
TS520	Transceiver 80—10 m	2300.—
VFO520	Remote VFO TS-520	425.—
TS700	Transceiver 2 m	2500.—
TR-2200G	Transceiver 2 m, 1 W	690.—
TR-7200	Transceiver 2 m, 1/10 W	990.—
TR-7200G	Transceiver 2 m, 1/10 W	1100.—
N-450AA	Ni-Cad for TR-2200 G, 10ea	88.—
MC-50	Desk Microphone	125.—
LF-30	Lowpass Filter 500 W	75.—

## ROBOT SSTV, DIVERSES



70A	SSTV Monitor ROBOT	1650.—
80A	SSTV Camera ROBOT	1650.—
Multi 2000	2 m Transceiver	1650.—
XCR-30	Barlow Wadley Receiver	
	500 kHz—30 MHz	790.—
AR-102/CB	Receiver 2 m/11 m	650.—
DGS-1/WX	Synthesizer for Drake R-4C/SPR-4	2500.—
Shure 444T	Desk Mike with Amplifier	145.—
MK7072	Drake mobile Mike	66.—
H. Bauer	Highpass Filter	29.—
MOSLEY	Antennas, CDE Rotors, Coax. Kabel etc.	

Reparatur sämtlicher Fabrikate durch den SSB-Spezialisten HB9ADP

**Erich Seidl, Schlüssel, 6024 Hildisrieden**

(15 km nördlich Luzern), Telefon abends 041 99 11 88, tagsüber QRL 041 22 73 35.

**AZ 3652 Hiltterfingen**

HERRN HB9AVC 1546  
STUDER ARMIN  
REINACHERSTR. 14  
  
4142 MUENCHENSTEIN

**Beim USKA-Sekretariat erhältlich**

**Fournitures USKA**

Logbuch, Normalformat / Carnet de log, format normal	Fr. 4.—
Logbuch, Kleinformat / Carnet de log, petit format	Fr. 3.—
USKA-Abzeichen für Knopfloch / Insigne USKA boutonnière	Fr. 4.—
USKA-Abzeichen mit Anstecknadel / Insigne USKA broche	Fr. 4.—
Wimpel 15×26 cm, rot einseitig mit schwarz-gelbem USKA-Zeichen / Fanion 15×26 cm, rouge, écusson USKA noir et jaune sur un côté	Fr. 10.—
USKA-Zeichen, selbstklebend / Ecusson USKA décalcomanie (10×5 cm)	Fr. 1.50
Klischee des USKA-Zeichens / Cliché de l'écusson USKA (22×10 mm) Ausleihe pro Monat / prêt par mois	Fr. 3.50
Liste der Amateur-Sendekonzessionen (USKA-Mitglieder) / Nomenclature des amateurs- émetteurs (membres de l'USKA)	Fr. 4.—
Liste der Empfangsamateur-Konzessionen (USKA-Mitglieder) / Nomenclature des amateurs-récepteurs (membres de l'USKA)	Fr. 3.—
Taschenbuch für den Kurzwellenamateur, von HB9DX (Ausgabe 1974/75)	Fr. 7.30
The Radio Amateur's World Map (69×83 cm)	Fr. 9.30
Great Circle Map of the World from the geographical center of Europe (70×72 cm)	Fr. 5.80
Plastik-Sammelmappen für OLD MAN in den Farben rot, grün und blau	Fr. 5.—
Reliure plastique pour l'OLD MAN, couleur rouge, verte ou bleue	Fr. 5.—
Broschüre «Was ist Amateur-Radio?» / Brochure «Qu'est-ce que le radio- amateurisme?»	gratis / gratuit
Briefumschläge mit Aufdruck «USKA» / Enveloppes avec en-tête «USKA» Format C6, 500 Stück/pièces	Fr. 36.20
Format B5, 250 Stück/pièces	Fr. 36.20
Bestellungen ab 5 Stück: Commandes de plus de 5 exemplaires:	Preis auf Anfrage prix sur demande

Preise einschliesslich Porto und Verpackung. Bestellung durch Einzahlung des entsprechenden Betrages auf Postcheckkonto 30-10397, Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure, Bern.

Prix franco, emballage compris. Commande par paiement du montant correspondant sur CCP 30-10397, Union des amateurs suisses d'ondes courtes, Berne.



**ANTENNEN-ROTOREN**

**AR-20L AR-30 AR-22L AR40 AR-33 CD-44 HAM-II**

Generalvertretung  
für Schweiz und  
Liechtenstein



**WEBSUN-ELECTRONIC WEBER + CO.**

Funk-Anlagen + Antennen-Technik

Telefon 061 221959, HB9BAW, Eulerstrasse 77, 4051 Basel