



# OLD MAN



10

1971

Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

# **Neue SOMMERKAMP-Preise!**

**Nachnahme-Preise — und trotzdem vom bekannten Spezialisten!**

FT 500 S	560 W Transceiver SSB, CW, AM CW Filter	Fr. 2300.—
FT 747	560 W Transceiver SSB, CW	Fr. 2095.—
FT 747 S	560 W mit Filter	Fr. 2235.—
FR 500 S	Spitzen Bandempfänger 160 m—2 m	Fr. 1585.—
FL 500	240 W Sender SSB, CW, AM eingebautes Netzteil	Fr. 1350.—
FL 2000	1 KW Linear Endstufe (ok für Klasse D2)	Fr. 1085.—
IC - 2F	2 m FM-Transceiver 10 Watt kompl. mit Mikrofon, bequarzt für 3 Kanäle	Fr. 845.—
<b>FT 277</b> (=FT 101)	Der grosse Schlager, bald wieder lieferbar	Preis auf Anfrage

Grosse Ausstellung bester Communications Geräte bekannter Marken  
DRAKE (USA) — KW ELECTRONIC (England) — SOMMERKAMP (Japan)  
TRIO (Japan).

## **Radio Jean Lips (HB 9 J)**

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

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

**Redaktion:** Rudolf Faessler (HB9EU), Trubikon, 6317 Zug-Oberwil, Tel. 042 21 88 61 — Correspondant romand: B. H. Zweifel (HB9RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Correspondente Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — Inserate und Hambörse: Josef Keller (HB9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 5 34 16 — DX: Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse, 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, 6233 Büron LU — 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 Suisse des Amateurs sur Ondes courtes**  
**Clubrufzeichen HB9AA**  
**Briefadresse: USKA, 6233 Büron LU**

Ehrenpräsident: Heinrich Degler (HB9A), Rotfluhstr. 53, 8702 Zollikon — Präsident: Hans Scherrer (HB9ABM), Neugasse 44, 9000 St. Gallen — Vizepräsident: Walter Blattner (HB9ALF), Via Varena 85, 6604 Locarno — Sekretär: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron — Traffic-Manager (TM): Aloys Egli (HB9AAA), Box 17, 2500 Biel — UKW-Verkehrsleiter: Dr. H. R. Lauber (HB9RG), Postfach 114, 8033 Zürich — IRO: Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Grellingerstrasse 7, 4153 Reinach BL — Verbindungsman zur PTT: Albert Wyrsch (HB9TU), Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

**Sekretariat, Kasse, QSL-Service:** Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 3 83 62, Postcheckkonto: 30-10397, USKA, Bern. Deutschland: Postcheckkonto 700 91, USKA, Karlsruhe.

Bibliothek: Hans Bäni (HB9CZ), Gartenstrasse 3, 4600 Olten — Award Manager: Henri Bulliard (HB9RK), Box 384, 1700 Fribourg — Jahresbeitrag (OLD MAN inbegriffen): Aktivmitglieder Fr. 35.—, Passivmitglieder Fr. 25.—, Junioren Fr. 12.50 — OLD MAN-Abonnement In- und Ausland: Fr. 20.—

**Melden Sie Adressänderungen frühzeitig dem  
Sekretariat**

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

### Jahresbericht 1970 des Präsidenten erstattet an der Generalversammlung in Solothurn

Liebe XYLs, YLs und OMs,

Heute habe ich die Ehre, Ihnen am Schluss meines ersten Präsidialjahres Rechenschaft über das Vereinsgeschehen abzulegen. Waren die Vorjahre im wesentlichen durch die Verhandlungen mit der Konzessionsbehörde gekennzeichnet, welche uns verschiedene Verbesserungen brachten, so stand das abgelaufene Vereinsjahr ganz im Zeichen der Revision der Statuten der USKA.

Sie alle wissen, dass diese Statutenrevision nicht nur ein heisses, sondern ein glühendes Eisen ist. Der Vorstand hat sich vor allem angelegen sein lassen, allen Mitgliedern Gelegenheit zur Stellungnahme zu geben und es beweist erfreuliches Interesse, dass davon so umfassend Gebrauch gemacht worden ist. Ich möchte hierfür der gesamten Mitgliedschaft an dieser Stelle danken.

Der unter Berücksichtigung des Vernehmlassungsverfahrens bereinigte Statutenentwurf fand dann freilich nicht die Billigung der a. o. Delegiertenversammlung. Es wurde vielmehr eine Spezialkommission bestellt, die das Problem nun weiter bearbeitet und dem Vorstand einen bereinigten Vorschlag erarbeiten soll.

Es hat sich gezeigt, dass grundsätzlich Änderungen der aus der historischen Entwicklung der USKA sukzessive entstandenen derzeitigen Statuten, nur schwer möglich sind. Ich bin versucht, von verhärteten Fronten zu sprechen, zwischen denjenigen, welche sich für Verstärkung der Rechte der Einzelmitglieder einsetzen und den anderen, die wenigstens auf lange Sicht, in Richtung Sektionszwang tendieren. Es ist mir deshalb ein Bedürfnis, daran zu erinnern, dass die geschichtliche Entwicklung der USKA Extremlösungen nach jeder Seite hin ausschliesst. Es gilt jetzt, den gut eidgenössischen Kompromiss zu finden, der jedem den nötigen Spielraum lässt und der USKA — das darf nicht vergessen werden — die erforderliche Handlungs- und Aktionsfähigkeit gewährleistet.

Abschliessend habe ich zu danken. Vor allem der Konzessionsbehörde, für das uns stets gewährte Gehör und Verständnis. Dann aber auch meinen Kameraden im Vorstand, auf welchen, soweit sie Departemente führen, die hauptsächlichste Arbeitslast liegt und schliesslich Ihnen allen für Ihre Aktivität im Hobby und Ihre Anteilnahme an den Vereinsangelegenheiten. Nur durch die Tä-

tigkeit von uns allen können wir die beachtliche Stellung der USKA erhalten und weiter festigen. Ganz zum Schluss möchte ich all jenen Sektionen und Mitgliedern die Anerkennung der USKA aussprechen, die ein gewichtiges Stück Public Relations-Arbeit leisteten, indem sie an verschiedenen Veranstaltungen eine weitere Öffentlichkeit mit unserem Hobby bekannt machten und um Verständnis dafür geworben haben. Ich kann nicht all diese Anlässe nennen und muss mich darauf beschränken, die wohl bedeutendste derartige Veranstaltung zu nennen. Ich meine damit die 5. Internationale Fachmesse für industrielle Elektronik, (INEL), in Basel, an welcher die Sektion Basel, sich nunmehr zum dritten Mal, mit einem interessanten Stand beteiligt hat. Das Rufzeichen unserer Vereinigung, HB9AA, war dabei auf allen Bändern, von 80 m bis 70 cm zu hören. Den OMs der Sektion Basel, vorab dem Organisator OM Mangold (HB9DU) gebührt der besondere Dank der USKA. (HB9ABM)

## DX-News

Die Bedingungen auf den Kurzwellenbändern haben sich gegenüber dem letzten Monat kaum verändert. Dagegen wurde die Aktivität durch den AA-Contest vom 28./29. August, den WAE-Contest vom 11./12. September und die Expeditionen von 5Z5KL auf Lamu Isl. vom 21.—31. August (vermutlich keine neuen DXCC-Land), von HK $\diamond$ AA auf Bajo Nuevo um den 7. September herum, von IE9SEZ Mitte August auf Ustica und von ET3ZU/A auf der Insel im Roten Meer — belebt. Die Baja Nuevo-Expedition soll wegen eines Taifuns überstürzt abgebrochen worden sein. Sehr aktiv auf allen Bändern war ET3ZU/A. Er hat manchem HB zu einem neuen DXCC-Land verholfen.

Ausser den erwähnten Prefixen waren in der Berichtsperiode OB (OA), EQ (EP), FY $\diamond$ , 3A $\diamond$ , 4M7, 9M8, JY 1, 3, 6, 8, 9, YB 2, 8,  $\diamond$  und 9E3USA zu erreichen. Auffallend ist die starke Aktivität in Jordanien. HB9XJ/MM ist nun von Papua als VK9HB an Sonntagen um 07 Uhr auf 14100 für die HB-DXer QRV. Die Araber-Runde ist jeden Freitag um 0530 Uhr für die Aufnahme von Listen auf 14295 mit vielen interessanten Stationen zu finden, wobei die Interessenten anschliessend ab Liste aufgerufen werden. Ebenfalls an Freitagen nimmt 4X4NJ jeweils am Abend eine Liste für Verbindungen mit VK3UV/9 auf den Salomonen auf, wobei Skeds verabredet werden können.

Vom Phonienteil des CQ WW-Contests 1970 wurde folgende Rangliste veröffentlicht: Kat. A: HB9UD 91784 P., HB9IX 22960, 28 Mc: HB9AGH 9792, 21 Mc: HB9AEB 101007, HB9DX 26910. HB9PL hat den Sticker für 315 Länder mixed im DXCC, HB9AOU für 150 Länder mixed (155) bestätigt) und HE9ENR das DLD-H 50 erhalten. Schliesslich wurde HB9AIJ das EU-DX-D mixed Nr. 420 verliehen. Wir gratulieren allen herzlich zu ihren Erfolgen.

Vy 73 cuagn de HB9MO

## DX-Log

**3,5 Mc-Band:** 0500—0600: PY1HA (799) 2100—2300: OY5S (797), ET3ZU/A (798)  
**7 Mc-Band:** 0700—0800: VK3MR (002), VK3XB (003) 2000—2200: UD6DGX (002), ET3ZU/A (085), JH1 EDH (003), VK7GK (004) 2200—2400: PY7BBF (005) 9E3USA (019), 3V8ZK (088), ZD8CW (002)  
**14 Mc-Band:** 0600—0800: HC8GS (270), K1ZSY/OA1 (225), UH8DK (CW), JY1B (195/295), EQ2WB (150), ZL4OK/A (195), VR2DK (230), KS6DH (225), KH6AIO (210) 0800—1000: IE9SEZ (185) Ustica, EQ2WB (295), JY3BZ/AM (295) Start in Amman, KH6FF (040), ZK2AF (210) 1000—1200: HV3SJ (295), KL7BGT (030), VE8RCS (165), ET3ZU/A (195) ET3USE (030), TU2BK (070), AP2KS (255), DU1FH (240) 1200—1400: 9G1FF (275), UV $\diamond$ EX (205) Sachalin, UF6DL (254) 1400—1600: C31DY (110), ET3ZU/A (195), 9E3USA (010), JY6RS (295), KR6RH (295) 1600—1700: ET3ZU/A (300), 9E3USA (215), JY6RS (295), JY9DX (295), 4W1AF (230) 1700—1800: FB8XX (045), EL2CB (050), ZS3AK (340), JY9DX (210), VU2US (120) 1800—1900: VQ9XX (195), FR7AE/T (205), Europa Isl., 9E3USA (215),

5H2LV (195), HC2HM (155), CX1JM (260), JY8BI (215), JY9DK (270), YB $\diamond$ AAO (155), 4W1AF (295), VU2TVA (120), YB2AY (210), AP2KS (215), AP5HQ (225), JD1ACF (235) Ogasawara Isl., DU1EJ (145), VS9MB (350), KG6JAR (240) 1900—2000: 3A $\diamond$ FX (165), 9Y4RB (170), VQ9XX (245), FL8RC (110), DU1RZ (215), 4W1AF (290), 9V1QQ (145) 2000—2200: HR3AC (345), 8P6BX (190), ZP9AC (240), 5Z5KL (195), VQ9R (300), 9X5WJ (325), DU1EN (205), UJ8AC (190) 2200—2400: VP2MF (195), HR3AC (215), OB4QG (130), FY $\diamond$ GW (100), VP9GQ (135), 8R1Q (195)  
**21 Mc-Band:** 0800—0900: 4W1AF (290) 1000—1100: ET3ZU/A (295), AP2KS (005) 1100—1200: ET3ZU/A (295), ZS3AK (235), EL2CY (250), 9E3USA (005), AP2KS (250), VK9RY (305/320) 1200—1400: DU1FH (005), ZP9CE (225) 1400—1600: 9M8FMF (320), KZ5AA (375), HS1ABD (035), JY8BI (275), 9V1QO (245), FL8LM (285), KC6RS (320) 1600—1700: VP2AAA (025), 4M7AV (230), 5X5NA (350), EL2CB (045), 5H3LV (290), ZS3AK (305), CR4BS (240), VS9MF (335) 1700—1800: TY1ABE (295), ZD8KO (270), HS5AFJ (280), VS9MT (345), 4W1AF (340), 9K2BQ

**Unser Titelbild:** HB9Z/P am NFD 1971 mit den OPs HB9XO (links) und HB9MDP (rechts).

(Foto: HE9EZA)

(270), 9M2FPD (280) **1800—1900:** FY7AE (290), CE6EQ (270), 9Y4PA (345), VP8MF (290), 7Q7LA (305), ZD8KO (255), ET3ZU/A (015), JY9DK (245) VS9MF (305), 9V1QK (035) **1900—2000:** VP8HZ (275), IS1DFO (355), ZP5SJ (275), 9Y4L (280), 9J2PM (280), 9K2CI (295), KH6BB (320) **2000—2200:** CE6CU (325) 9Y4OT (360), HC2HM (205), FM7AI (220), VQ9R (345), 3V8ZK (310) **2200—2300:** CO2BB (240/AM), HK0AA (295)

**28 Mc-Band:** **1200—1400:** 9H1BB (545), ZS3AK (555), ET3ZU/A (595)

## DX-Calendar

**Kure Isl.** durch KH6HCM im CQWW Contest im Oktober. Als W7UXP/KM6 22. bis 24. Oktober, W7UXP/KH6 vom 25. Oktober bis 1. November. 14210/280, 21260/300, 28525 in SSB und 14005 in CW. **Western Samoa**, 5W1AK, 14017, 0930. QSL via Box 721, GPO, Apia. **Papua**, VK9JV, 14148, 1520. QSL via Box 3155, Port Moresby. **Seychelles Isl.** VQ9RM, 14112 und 21360, 1700 bis 2300. QSL via Box 191, Mahé. VQ9MC, (ex MP4BCC, MF2AA), 14268, 1825. QSL via M. H. R. Carragher, Beau Vallon, Mahé. VQ9TF, 14060, 1900. QSL via JA0CUV/1. DC8NR/VQ9, 14198, 1720. QSL via DC8NR. **Tonga Isl.** VR5LT, 14200, 0910. QSL via Box 49, Nuku Alofa, Tonga. **Tristan da Cunha**, ZD9BE, 21350, 1550. QSL via GB2SM. **Gough Isl.** ZD9BR oft, 14050, 1500. **Chatham Isl.** ZL3PO/C, 7006, 1030. Bleibt sechs Monate. QSL via ZL2AFZ. **Campbell Isl.** ZL4JF/A, 7080, 0600, 3799, 0630. ZL4OL/A, 14025, 0600, 14242, 1115. **Tokelau Isl.** ZM7AG, 14220, 0835, 14270, 0950. **Bhutan**, AC5PN, 14040, 1540. **Formosa**, BV2A, 14023, 1645. **Ogasawara Isl.** JD1ACF, 21055, 1330, 14010, 1640. Bleibt drei Jahre. QSL via JA1OAF. JD1ACA und JD1ACB sind permanente Stationen. JD1ABW und JD1ACE machen in etwa sechs Monaten QRT. **Spitzbergen**, durch JW4LN, 14290, 1100, 14180,

Logauszüge von HB9ADD, HB9MD, HB9MX, HB9UD, HB9AOU und HEFUG

**Bemerkenswerte QSL-Eingänge:** **HB9AOU:** 9M8OEA, JY6RS, 3B9DK, JY1. **HB9MO:** TI8PE, VQ9E, AP2KS, FB9XX, FH8CG, VR2FT, FG7TD, XT2AA, FO8BS, FL8LM, VS6FK, KF4GSC, 4M7AV, JD1YAB, DA1AE.

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. Oktober 1971 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse, 6033 Buchrain.

2220. QSL via LA4LN. **Antarctica**, WB5DJN/KC4, 14260, 0850. QSL via K2BPP. **Trucial Oman**, MP4TDM, 21315, 1845, 14260, 1930, 7070, 2345. QSL via K1DRN. **South Orkney** durch VP8MH, 14185, 2140. **Alaska**, KL7HHA, 14208, 0850, WA7CWM/KL7 14300, 0840. KL7-Net täglich 14292, 1800. **Nauru**, C21AA, 14190, 1540, 14230, 1420. **Timor**, CR8AG, 14190, 1130. **Amsterdam Isl.**, FB8ZZ, 14198, 1450, 14030, 0835, oft 14204 von 1000 bis 1300. QSL via F8US. **Cambodia**, demnächst durch 9M2IR unter VE7IR/XU.

## QSL-Adressen

**ET3ZU/A** via Box 379, Asmara, Ethiopia. **JY9BI**, via DK2BI, Joachim Immelnkemper, Bergstrasse 57, 55 Trier. **W7UXP/KM6**, **W7UXP/KH6**, via KH6HCM, Gary Elliot, 5952 Gannet Ave., Ewa Beach, Hawaii, 96706. **CR5AJ**, (ex CR8AJ), Horacio G. Torres, Box 68, Sao Tomé. **KX6KS**, Box 1535, APO San Francisco, Calif. 96555. **TY3ABF**, Box 504, Cotonou. **C21AA**, R. S. Lear, c/o Radio Station, Nauru. **CR8AG**, Box 28, Fohorem, Port. Timor. **JD1ACH**, **JD1ACK**, **JD1ACM**, via JA3GZN, Masanobu Katsusai, 1-6-3 Nanamatsu, Amagasaki, Hyogo, 660, Japan. **VP2LY**, Box 79, Castries, St. Lucia. **9X5VA**, Box 30, Butare.

73 es best DX de HB9MO

## Die Seite des TM

### National Mountain Day 1971

#### Rangliste

call	pts.	QTH and elevation		TX	RX	Ant.	total kg
1. HB9IK/P	92	Brunnersberg	613.0/242.1	1070 m	8 W	Trans.	Dipol 5.740
2. HB9EU/P	72	Zugerberg	682.5/220.1	991 m	10 W	Trans.	Dipol 5.550
3. HB9CM/P	66	Mt. Moron	586.2/234.8	1215 m	4 W	Trans.	Dipol 3.000
4. HB9AEC/P	66	Rossberg	600.5/164.5	1200 m	5 W	Peiler	5.700
5. HB9TI/P	56	Geissfluh	639.4/252.4	950 m	7 W	IC	Dipol 5.620
6. HB9OA/P	54	Fruitières	501.2/146.4	1330 m	3 W	Trans.	LW 4.750
7. HB9AHA/P	34	Müswangen		858 m	7 W	Trans.	Dipol 4.400
8. HB9SF/P	32	Menziwilegg			10 W	Trans.	

#### SWL:

1. HE9FCA 9 Zugerberg/Lienisberg 980 m

— TX alle transistorisiert

(HB9AAA)

## **Delegiertenversammlung 1971**

Die ordentliche Delegiertenversammlung findet am **21. November um 10.30 Uhr im Hotel Schweizerhof in Olten statt**. Zur Behandlung gelangen die statutarischen Geschäfte. In Anbetracht der Wichtigkeit der Delegiertenversammlung verweisen wir speziell auf den Art. 23 der USKA-Statuten. Wir erwarten vollzähliges Erscheinen der Sektionen.

Vy 73  
Der Vorstand

## **Assemble des délégués 1971**

L'assemblée ordinaire des délégués aura lieu cette année **le 21 novembre à 10.30 heures à l'hôtel Schweizerhof à Olten**. Les compétences de cette assemblée sont fixées par l'art. 23 de nos statutes. Etant donné l'importance de notre assemblée des délégués, nous compsons absolument sur la participation de toutes les sections de l'USKA.

Vy 73  
Le comité

## **Schweizerische Peilmasterschaften 1971**

Datum:	Sonntag, 17. Oktober
Treffpunkt:	Clublokal USKA Zürich «Freizeitanlage Pro Juventute», Bachweisenstr. 40, Zürich
	Koordinaten: 679 150 / 248 200
	Die Zufahrtswege zum Startplatz sind ab Badenerstrasse bzw. Europabrücke ausgeschildert.
Einschreiben:	Ab 30 Min. vor Jagd-Beginn
Start 2 m Jagd:	8.15
Start 80 m Jagd:	11.15
Rangverkündigung:	16.00
Karte:	Landeskarte 1:50 000, Blatt Nr. 225 Zürich
Frequenzbereiche:	2 m 144—146 MHZ A2 80 m 3,5—3,7 MHZ A1

Da die Zeit zwischen 2 m und 80 m Jagd kurz bemessen ist, werden die Fuchs-Jäger, die an beiden Wettbewerben teilnehmen, gebeten, einen Lunch als Zwischenverpflegung mitzunehmen. Ein Holzfeuer und Tee stehen allen Teilnehmern zur Verfügung.

Die Sektion Zürich der USKA wünscht allen Teilnehmern viel Erfolg.

(HB9AKO/HB9AIR)

## **Sektionsberichte**

### **A.R.T.**

Unser Old-Timer Ulisse Passera, HB9CK, in Ponte Cremena feiert am 18. Oktober 1971 seinen 90. Geburtstag. HB9CK ist trotz seines hohen Alters immer noch aktiv auf 80 m und 2 m und oft am Sonntagmorgen zu hören. Er baut immer noch kleine Geräte, verbessert seine Station und hat nebenher noch verschiedene Projekte laufen.

Die Tessiner OMs — und mit ihnen die ganze USKA — gratulieren dem Jubilar herzlich zu seinem 90. Wiegenfest.



Das Bild zeigt HB9CK (links) zusammen mit HB9 JE (rechts).

## Rund um die UKW

Nachtrag zur Rangliste vom Mai-Contest

Kat. 4:

3. HB9AOF/P 165 Pt.

### IARU-Region 1-Contest 1969

Endlich sind die Resultate des vor 2 Jahren abgehaltenen Wettbewerbs vom Central Radio Club CSSR veröffentlicht worden. Es wurden 974 Logs ausgewertet, 22 davon aus HB.

#### Kat. 1:

1. OZ1OZ 100765 Pt.  
2. OZ6OL 95427 Pt.  
62. HB9SV 19124 Pt.  
202. HB9AIC 5676 Pt.  
212. HB9YC 4941 Pt.  
366. HB9AOF 841 Pt.

#### 61. HB9LE/P

69. HB9TH/P  
78. HB9RO/P  
95. HB9MY/P  
100. HB9LG/P  
112. HB9AMY/P  
175. HB9MAK/P  
226. HB9MAF/P  
228. HB9MAX/P  
257. HB9R/P  
271. HB9AOC/P  
305. HB9RX/P  
308. HB9XFK/P

35373 Pt.

33301 Pt.  
30582 Pt.  
26142 Pt.  
24994 Pt.  
22528 Pt.  
14905 Pt.  
8375 Pt.  
8353 Pt.  
5605 Pt.  
4238 Pt.  
2114 Pt.  
1860 Pt.

#### Kat. 4:

1. GM3HAZ/P 11196 Pt.  
2. DL7HR/P 10690 Pt.  
32. HB9MAK/P 212 Pt.

#### Kat. 2:

1. SK6AB/7 153497 Pt.  
2. SM7BZX/P 137873 Pt.  
32. HB9AIR/P 47277 Pt.  
56. HB9AEN/P 37253 Pt.

### Resultate vom Minicontest 1971

1. HB9AIR/P	EG13 f	3238 m	84 QSO	13928 Pt.	BLY 89
2. HB9AKO/P	EG13 f	3070 m	63 QSO	9260 Pt.	2N3866
3. HB9MDM/P	EG13 f	3020 m	54 QSO	6688 Pt.	2N3866
4. HB9AKW/P	EH58 e	1800 m	61 QSO	6410 Pt.	Semcoset
5. HB9QH/P	DG29 f	2362 m	50 QSO	6333 Pt.	Lausen Mini
6. HB9MCV/P	EG04 j	2213 m	50 QSO	5575 Pt.	Semco
7. HB9XO/P	EG07 b	2844 m	42 QSO	4859 Pt.	1 Watt HF
8. HB9PL/P	EH66 e	—	40 QSO	3935 Pt.	2N3553
9. HB9MBX/P	EH57 e	1166 m	42 QSO	3896 Pt.	2N3553
10. HB9MAK/P	EG28 b	2899 m	32 QSO	3253 Pt.	2N3553
11. HB9UJ/P	EH65 e	1317 m	44 QSO	3016 Pt.	2N2218
12. HB9AII/P	DH66 f	1600 m	32 QSO	2753 Pt.	Mini-Semco
13. HB9MBM/P	EH42 a	859 m	38 QSO	2727 Pt.	2N3553
14. HB9ACV/P	DG28 h	1750 m	25 QSO	2296 Pt.	Mini Lausen
15. HB9MBL/P	EH55 c	1235 m	33 QSO	2159 Pt.	2N3553
16. HB9ZM/P	EG10 h	2416 m	23 QSO	1729 Pt.	2N3553
17. HB9AAC/P	EH56 g	1275 m	28 QSO	1715 Pt.	AFY 11
18. HB9LE/P	EH57 e	1666 m	19 QSO	1383 Pt.	Semco-Set
19. HB9AHP/P	DG28 h	—	19 QSO	1158 Pt.	Semco
HE9FNY/P	EH43 c	470 m	29 QSO	1813 Pt.	

Controllog: I 2 WSG

(HB9RG)

Treffpunkt der HBs

Jeden Sonntag um 0900 HBT auf 3780 kHz

### **Minicontest 1971**

Wiederum ist der beliebteste Wettbewerb des Jahres ausgewertet. Den Siegern Platz 1, 2 und 3 Familie Rudolf (QTH Titlis) gratulieren wir recht herzlich. Es dürfte wiederum ein Schulbeispiel sein, dass nicht nur 2 sondern gleich 3 Stationen auf demselben Berg, mit entsprechenden modernen Geräten arbeiten können ohne sich zu behindern. Haben doch diese 3 Stationen ungefähr gleichviel Punkte erarbeitet wie die 6 nachfolgenden zusammen.

Nächstes Jahr sollte unbedingt wieder einmal eine UKW-Tagung durchgeführt werden. Ich schlage als Treffpunkt Biel und als Zeitpunkt ein contestfreies Wochenende im Februar oder März vor. Sicher dürfte der Frequenzplan für 144 MHz einiges zu besprechen geben, eventuell sind auch Resolutionen zu Handen der Region 1 Konferenz, die Mitte Mai stattfindet, zu fassen. National gesehen sollte das Minicontest-Reglement abgeändert werden, um auch das 70 cm Band in den Wettbewerb einzuschliessen. Gerner erwarte ich, um eine Traktandenliste zusammenzustellen, Ihre geschätzten Vorschläge bis spätestens Ende Januar 1972.

### **VHF/UHF-CW-Contest**

Dieser Wettbewerb kommt nun zum 3. Mal zur Durchführung. 1969 haben 4 Stationen, 1970 nur 1 Station ein Log eingereicht. Hoffentlich werden sich die HB-CWisten dieses Jahr einen harten Kampf liefern.

Der Wettbewerb beginnt am Samstag, 6. November 1971 um 1800 GMT und dauert bis Sonntag um 0300 GMT. Es wird ausschliesslich zwischen 144,00 und 144,15 sowie 432,0 und 432,15 gearbeitet. Ausgetauscht wird der RST gefolgt von der fortlaufenden Nummer sowie der QRA-Kenner. Es gibt nur eine Kategorie. Verbindungen auf 144 zählen 2, auf 432 8 Punkte. Jedes gearbeitete QRA-Loc-Grossfeld z. B. EH, EL zählt auf jedem Bande einen Multiplikatorpunkt. Die Endzahl ergibt sich aus dem Produkt der QSO-Punkte und der Multiplikator-Punkte. Die Logs müssen bis zum 22. November an den VHF-TM gesandt werden.

(HB9RG)

## **Hambörse**

**Zu verkaufen:** HEATHKIT-Breitband-Oszillograf Modell 0-12E 13 cm Kathodenstrahlröhre mit MU-Metall-Abschirmzylinder und Lichtschutztubus. HEATHKIT-Elektronischer Schalter Modell ID-22E. Beide Geräte neuwertig, werden nur zusammen abgegeben. Preis Fr. 500.—. HE9HBW, Telefon 051 48 09 32 ab 19.00 Uhr.

**For sale:** RACAL RA17 C-12 commercial synthesized RX 0.5—30 MHz. Central Electronics 200 V cw-am-ssb-fsk TX. Ant. tuner with BIRD wattmeter. Jennings full BK transistorised vacuum switch. Above in Imhof rack+accessories. Pro 20 m wide band full size beam s/s fit. only. G. Fournier, HB9QP, Bonmont 2, Nyon.

**Zu verkaufen:** Funkfernsteuerung «Reuter» 2 Kanal mit Sender, Empfänger, Schaltstufe, Rudermaschine. Wenig gebraucht. Preis Fr. 200.—. Martin Leuthold, HE9HUL, Telefon 01 75 29 72 ab 19.00 HBT.

**88 mHy-Toroide:** Fr. 10.—/Paar, Handbuch: «RTTY from A to Z» Fr. 29.50, Betriebshandbuch T37: Fr. 37.—, 45-Bauds-Zahnrad für T37: Fr. 40.—, für Lo 15: Fr. 120.—, für Olivetti: Fr. 52.—, Fern-

schreiber Lo 17 und T 37, 6 Printplatten für ST-6-Converter 850 Hz Fr. 160.— und pro weitere Shift Fr. 50.— inklusive Schaltung. Keel, HB9P, Freudenbergstrasse 30, 8044 Zürich.

**Zu verkaufen:** 1 Semcoset 80—2 m bestehend aus MB 25 FET, HFB 3 Si, ZFB 3 Si, NFB 12/9 Si, Fr. 380.—. 1 2 m Senderendstufe, mit 2X QQE 03/20 Fr. 30.—. 1 Speisegerät +700 V 250 Ma Fr. 40.—. Tel. abends ab 1900 064 71 21 50 A. Bättig, 5737 Menziken.

**Zu kaufen gesucht:** Polar-Doppel-Drehkondensator ca. 2×12 pF; NATIONAL-Feinbetrieb. G. Wanner, HB9NU, 8355 Aadorf, Tel. 052 47 26 91.

**Zu verkaufen:** 2 m-TX «Bearn», SSB-AM-FM, 15 W PEP HF, volltransistorisiert, zum Anschluss an 12—14 V DC, Masse: 180×105×180 mm, 2,7 kg. Preis Fr. 850.—. Telefon 041 44 52 74.

**Zu verkaufen:** Collins 75 S3 B und 32 S3 Orig. Netzteil SB 200. Mosley TA 33. Telefon Privat 045 3 62 50, Geschäft 045 6 18 14.

**Zu verkaufen:** RX Collins 75A-1 SSB mit mech. Filter mit Service-Handbuch. Verhandlungsbasis Fr. 900.—. Telefon Privat 051 92 96 80, Geschäft 47 35 20 Herr M. Rüst verlangen.

Auf neuestem Stand, Neuauflage: Taschenbuch für den Kurzwellenamateur F. 5.80, Groß-Länderliste, gleichz. Kontroll-Log für 5-Band-DXCC, F. 3.—, beide Publikationen von HB9DX, also vom Experten! Wir senden nicht per Nachnahme, um Ihnen unnötige Ausgaben zu ersparen. Ihre Bestellung wird innert 3 Tagen erledigt. Fordern Sie dann auch noch gleichzeitig unseren kleinen Amateur-Radio-Katalog an. Tnx Oms! Felix, DL1CU, Körnersche Druckerei, Bildstraße 4, D 7016 Gerlingen.

# More Power on 144 MHz. with Transistors

**Getting Above  
the Milliwatt Level  
in Solid-State V.H.F.  
Transmitters**



The solid-state transmitter and its regulated power supply. The meter can be used to read the collector current of either final-stage transistor, the d.c. supply voltage, or the modulator current.

BY DAVID F. BECKER,\* WA6BWP

WITH the overlay transistor it is possible to generate fairly high power in the v.h.f. range. This achievement is the result of the geometry of such power transistors, which utilize multiple emitter construction. The overlay transistor features high current-handling capability, with low capacitance and short carrier transit time between emitter and collector. The semiconductor technology resulting in the development of the overlay transistor is a fascinating study in itself.<sup>1</sup> The project objective here was to "put the overlay transistor to work," so this discussion will be limited to practical application of these devices in v.h.f. work.

The transmitter described was built for the 144-MHz. amateur band. Good power gain can be achieved at this frequency with overlay transistors having an  $F_t$  of 400 to 500 MHz, and conventional L-C circuits can be used at frequencies up to about 300 MHz. A 13-volt supply is used to allow convenient mobile operation, and the transmitter is amplitude modulated.

\* 1316 Alta Vista Road, Santa Barbara, California 93103.  
<sup>1</sup> "The Overlay Transistor," *Electronics*, August 23, 1965.

For some years now we have been accustomed to seeing all-transistor v.h.f. rigs delivering up to about a half-watt output. Transistors capable of the kind of power we'd like to have in a 2-meter mobile have been too expensive for most of us, so the hand-carried battery portable has been our main interest. They still cost more than tubes of the same power level, but the overall efficiency of transistors seems certain to assure their take-over in mobile as well as portable v.h.f. design. Here is one way that the job can be done.

## R. F. Section

The oscillator uses third-overtone 24-MHz. crystals. Referring to Fig. 1, the 5100- and 510-ohm resistors provide bias for the oscillator,  $Q_1$ , which is basically a Colpitts design with feedback to the base through the crystal.

Transformer coupling is used to match impedances, and maintain a high circuit Q, while transferring energy to the next stage,  $Q_2$ , a tripler to 72 MHz. The stage is biased well into Class C operation, and a fairly-large-amplitude drive signal is used, for good frequency multiplication. The tripler is also transformer-coupled to the following doubler,  $Q_3$ .

The output frequency of the doubler is in the 144-MHz. band. At this frequency it begins to be difficult to make a parallel-resonant circuit with reasonable Q, but such a circuit is used in the interest of simplicity. As in the tripler output circuit, the collector is tapped down on the coil, and transformer coupling to the first amplifier is used, as before. Motorola MM1941 and MM1943 transistors were used, as they perform well in frequency-multiplier service. They are capable of 9-db. gain at 145 MHz., and have power output capabilities of 100 and 300 milliwatts, respectively. A 2N3866 may be used in place of the MM1943.

From this point on, overlay transistors are used, beginning with a 2N3553 amplifier,  $Q_4$ . The overall power gain of the three amplifier stages is about 18 db. This amounts to 5-db. gain for the 2N3553 and for the following 2N3632 amplifier,  $Q_5$ , and 8 db. for the two-transistor final stage. The seemingly low power gain, much less than is possible under c.w. or f.m. conditions, results from the voltage reduction required with a.m., and from the lower collector efficiency at the reduced voltage. With 100 milliwatts drive to the 2N3553, an output power of 7 to 8 watts should be obtained from the 2N3632s in parallel, a respectable power level for a 2-meter mobile station.

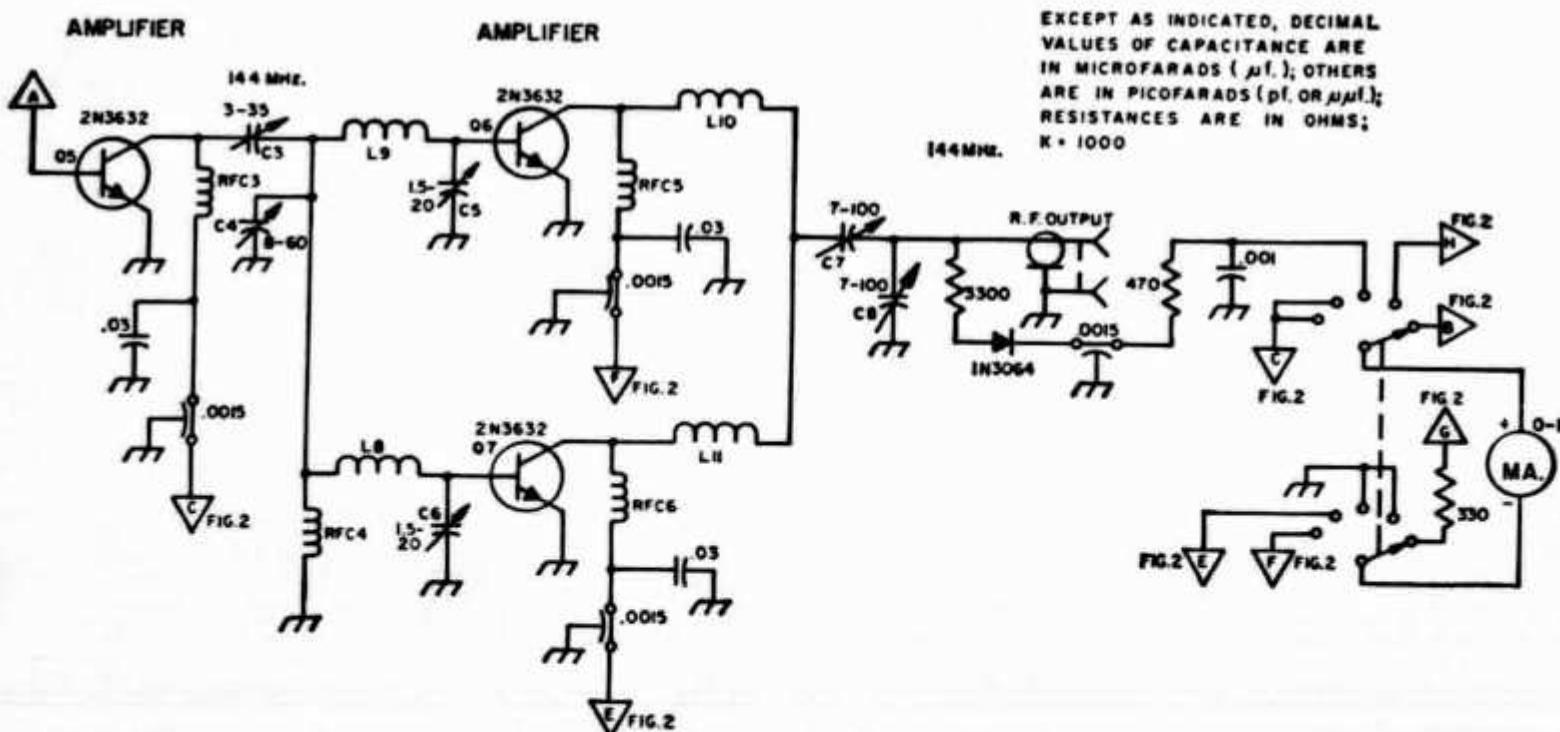
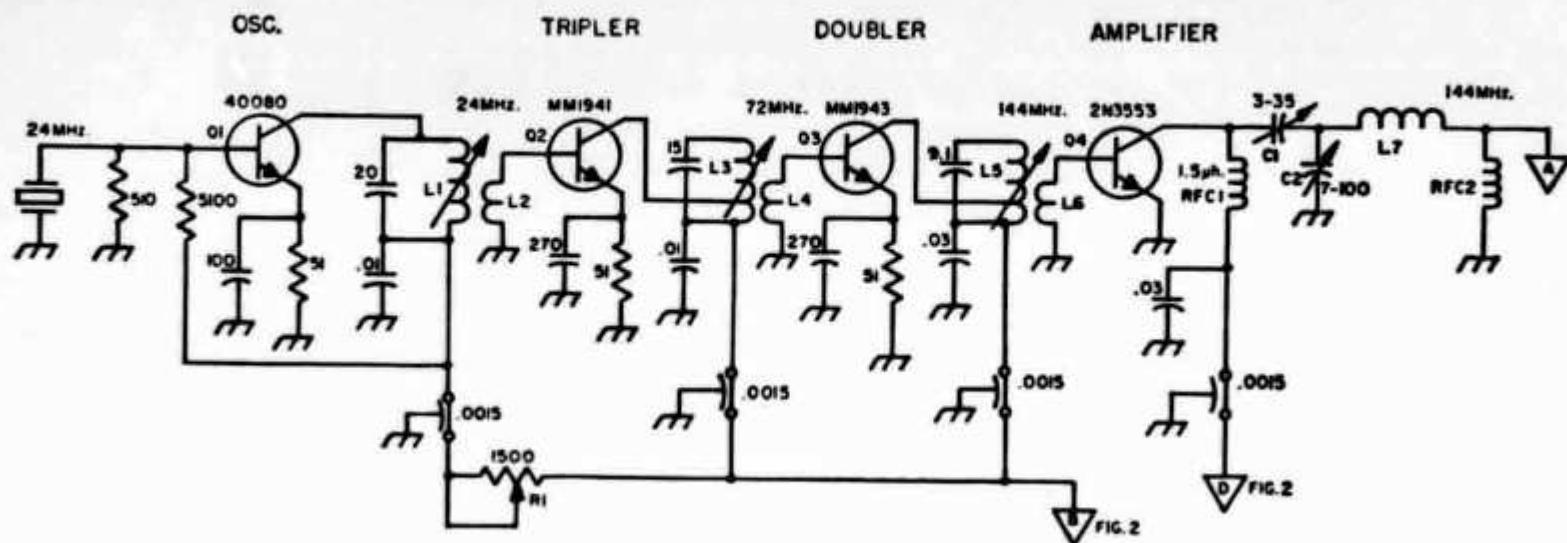


Fig. 1—Schematic diagram and parts information for the 2-meter transistor transmitter. Component numbers not listed below are for text reference only.

C<sub>1</sub> through C<sub>8</sub>—Ceramic trimmer; value on drawing.  
 L<sub>1</sub>—1 to 1.4- $\mu$ H, iron-slug coil (Miller 4305).  
 L<sub>2</sub>—1½ turns insulated No. 28, around low end of L<sub>1</sub>.  
 L<sub>3</sub>—0.3 to 0.39- $\mu$ H, iron-slug coil (Miller 4302) tapped ¾ turns from low end.  
 L<sub>4</sub>—1¼ turns insulated No. 28, around low end of L<sub>3</sub>.  
 L<sub>5</sub>—0.19 to 0.25- $\mu$ H, iron-slug coil (Miller 4301) tapped ½ turns from low end.  
 L<sub>6</sub>—¾ turn insulated No. 28 around low end of L<sub>5</sub>.  
 L<sub>7</sub>—3 turns No. 20, ¼-inch diam., ⅜ inch long.

EXCEPT AS INDICATED, DECIMAL VALUES OF CAPACITANCE ARE IN MICROFARADS ( $\mu$ F); OTHERS ARE IN PICOFARADS (PF OR  $\mu$ PF); RESISTANCES ARE IN OHMS; K = 1000

L<sub>8</sub>, L<sub>9</sub>—Like L<sub>7</sub>, but ½ inch long.  
 L<sub>10</sub>, L<sub>11</sub>—3 turns No. 20, ⅜-inch diam., ⅜ inch long.  
 Q<sub>3</sub>—MM1943. 2N3866 may be substituted.  
 Q<sub>1</sub>—2N3553. 2N3961 may be substituted.  
 R<sub>1</sub>—1500-ohm wirewound linear control.  
 RFC<sub>1</sub>—1.5- $\mu$ H r.f. choke.  
 RFC<sub>2</sub>—Ferrite bead r.f. choke (National R-45-254).  
 RFC<sub>3</sub>—2 turns No. 20, ¼-inch diam., ¼ inch long.  
 RFC<sub>4</sub>—1.0- $\mu$ H r.f. choke (Miller 70F106A1).  
 RFC<sub>5</sub>, RFC<sub>6</sub>—1 turn No. 20, ¼-inch diam., ⅜ inch long.

It will be seen that two bypass capacitors are provided on the collector supply voltage leads throughout the design. The feedthrough types are for low shunt impedance at r.f. Since the overlay transistors have much higher gain at low frequencies than in the v.h.f. range, a large value of bypass is added at each feed through, to reduce the possibility of low-frequency oscillation.

In order to monitor individual currents to the final transistors, separate current shunts, R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub> in Fig. 2, are used with a 1-ma. meter, giving a full-scale current reading of 500 ma. Provision is made for reading relative output power, with

the isolating resistor and crystal diode network on the output lead. The panel meter also reads supply voltage, on a 20-volt scale, and modulator current on a 1-amp. range.

The overlay transistor lineup described was based on a stage-by-stage analysis of power output, power input, frequency, power gain and supply voltage. Obviously many other types of transistors could be substituted for those used here, if the same considerations are made.

#### Power Supply

The output of the power supply is 13.5 volts d.c., so that the transmitter can also be run

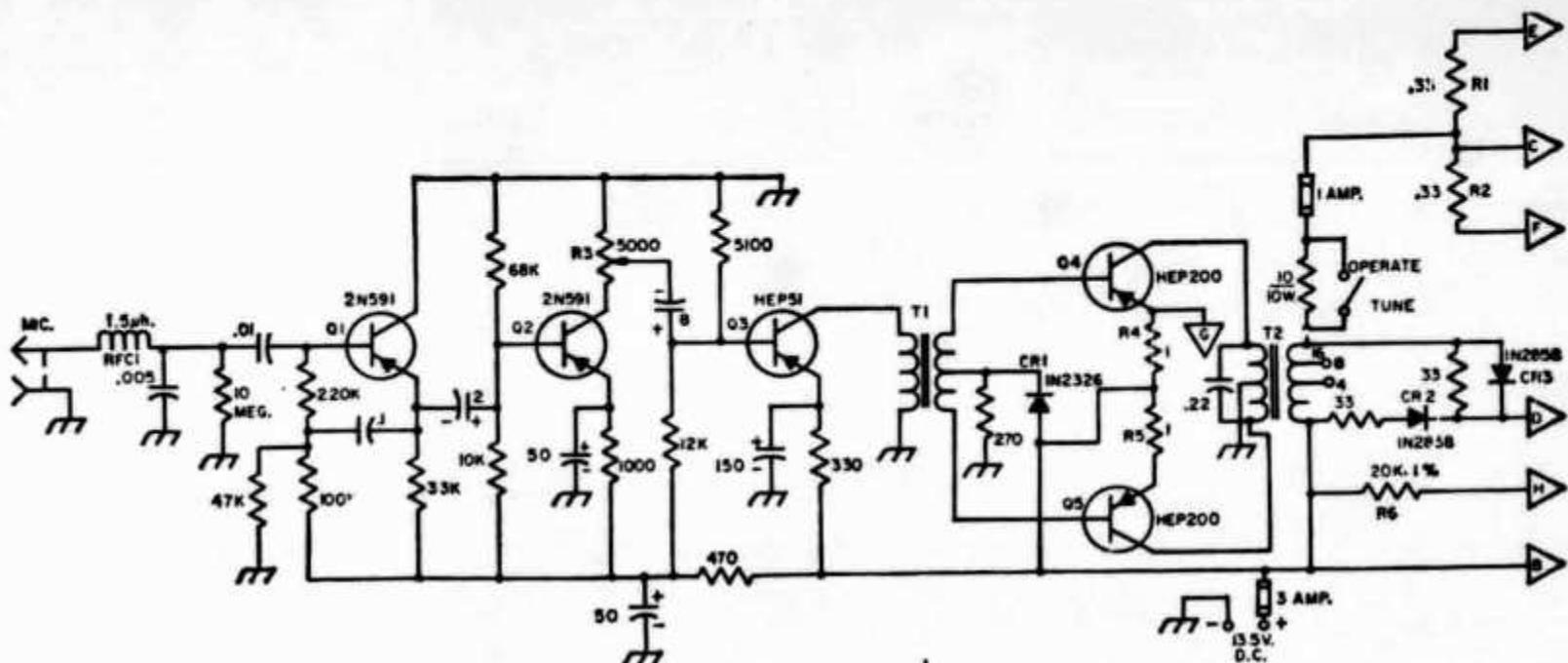


Fig. 2—Schematic diagram and parts information for the modulator. Capacitor values are in microfarads ( $\mu$ F). Polarity marked indicates electrolytic. Working voltage 25 or higher. Component numbers not listed below are for text reference only. Lettered leads go to corresponding points in Fig. 1.

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>—0.33-ohm wirewound,  $\frac{1}{2}$  watt, 5 percent.  
 R<sub>3</sub>—5000-ohm control, audio taper.  
 R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>—1 ohm,  $\frac{1}{2}$  watt, 5 percent.  
 R<sub>6</sub>—20,000 ohms, metal film,  $\frac{1}{4}$  watt, 1 percent.  
 RFC<sub>1</sub>—1.5- $\mu$ H r.f. choke (Miller 4604).

T<sub>1</sub>—Driver transformer, 100 ohms each side,  $\frac{1}{2}$  watt.  
 One winding c.t. (Triad TY61X).  
 T<sub>2</sub>—Output transformer, 10 watts, pri. 32 ohms, sec.  
 16 ohms (Triad TY64X).

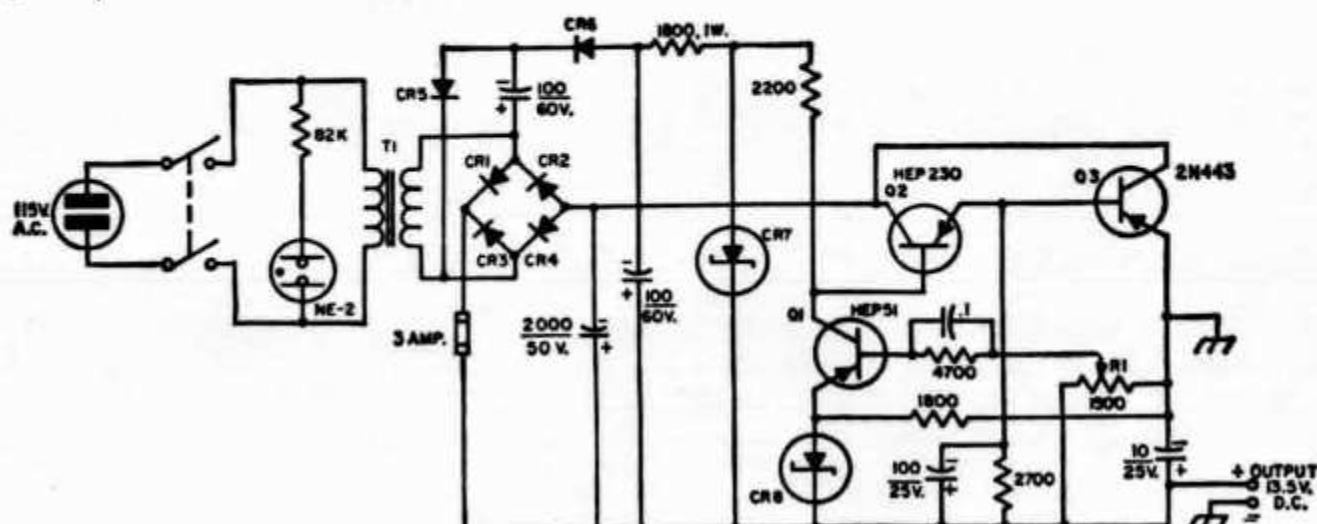


Fig. 3—Power supply information for the 2-meter transmitter. Capacitor values are in microfarads ( $\mu$ F). Polarity marked indicates electrolytic.

CR<sub>1</sub>—CR<sub>4</sub>—15-amp. 50-p.i.v. rectifier.  
 CR<sub>5</sub>, CR<sub>6</sub>—0.5-amp. 200-p.i.v. rectifier.  
 CR<sub>7</sub>—27-volt 1-watt zener diode, 1N3030.  
 CR<sub>8</sub>—6.8-volt 0.4-watt zener diode, 1N754.

R<sub>1</sub>—1500-ohm linear control.  
 T<sub>1</sub>—21-volt 3-amp. power transformer (Microtran M8222 or Transonic TS-2656).

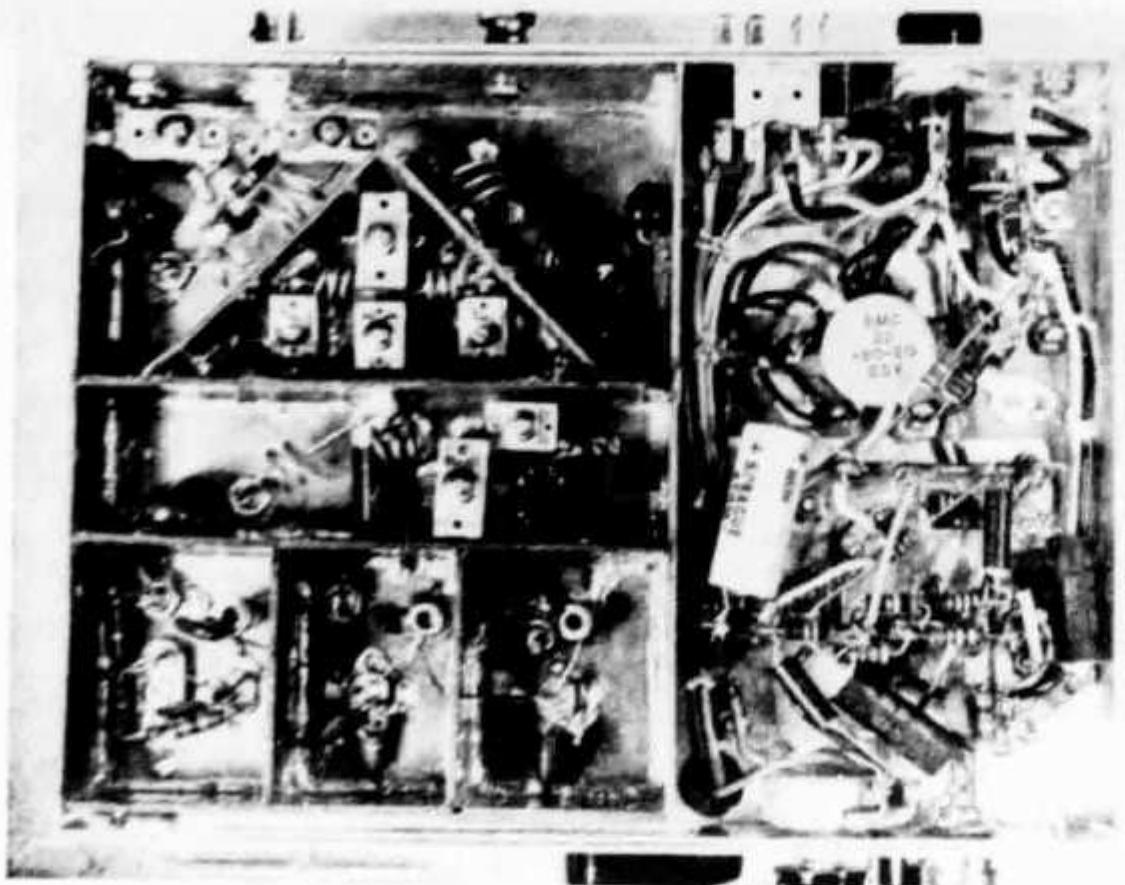
directly from a car storage battery, without appreciable change in operating conditions. The important thing in the choice of the operating voltage is the peak voltage encountered with amplitude modulation. A peak-to-peak collector-voltage swing of more than twice the d.c. voltage often exists where the collector works into a series inductor.<sup>2</sup> Then, with amplitude modulation the modulated voltage varies between zero and twice the d.c. voltage. Consequently, a total peak-to-peak voltage of greater than 4 times the collector d.c. voltage is possible with amplitude modulation. Thus the supply voltage

must be held to approximately one-fourth the maximum  $V_{ce}$  rating for the transistors used in modulated stages.

Voltage regulation is desirable because of the large variations in current drawn by the modulator. The output stage alone swings from 100 ma. quiescent to 850 ma. peak current. This is handled nicely by a car battery, but regulation of some kind becomes necessary with an electronic supply. The supply described is the series-regulation or emitter-follower type.

The transformer provides 21 volts a.c. at a current rating of 3 amperes. The rectified d.c. voltage at the output of the full-wave

<sup>2</sup> Motorola Application Note AN-214, p. 3



Bottom view of the transmitter. The r.f. assembly, left, uses circuit-board material for partitions and shielding. The crystal oscillator, tripler and doubler are at the lower left. The low-level amplifiers are in the middle, and the two-transistor final stage at the top. Modulator circuits occupy the right side.

bridge is 28. Voltage doubling is provided by  $CR_5$  and  $CR_6$  and the two 100- $\mu$ f. capacitors. The reason for voltage doubling will soon be apparent.

The output voltage is sensed by the comparison voltage amplifier,  $Q_1$ , and compared with the reference voltage at the emitter, which is maintained at 6.8 volts by the zener diode,  $CR_8$ . When a load is applied the supply voltage will try to drop, due to internal impedance. However, this change is transmitted to the base of  $Q_1$ , which will draw less collector current, increasing  $V_{ce}$ . This rise in voltage will be transmitted to the output directly through the emitter-follower,  $Q_3$ , without phase inversion, achieving the voltage-regulation effect desired.

The reason for voltage doubling can now be given. The 27-volt Zener diode,  $CR_7$ , provides a stable reference voltage for the 2200-ohm collector load resistor. This is important because any instability would be transmitted directly to the output, since it is the voltage division between the 2200-ohm resistor and the collector-emitter voltage of  $Q_1$  which determines the output voltage. Therefore, considerable improvement in regulation can be gained, making the additional components well worth their cost.

A Darlington configuration is used on the output, to get Beta multiplication for the emitter-

follower. The 100- $\mu$ f. capacitor, when multiplied by the Beta (40) of the output transistor results in an effective capacitance of 4000  $\mu$ f. across the output.<sup>3</sup> Base current limitation is provided by the 4700-ohm resistor, without which excessive base current would flow when the potentiometer arm is at the high end. The 10- $\mu$ f. capacitor across the output and the 0.1- $\mu$ f. capacitor across the 4700-ohm current-limiting resistor provide improved transient response.

A good heat sink is required for  $Q_3$ . In general, the larger the surface area of the heat sink the lower the operating temperature of the transistor will be. The one used here, visible in the photographs on the side of the power supply case, is about the minimum safe size. A heat-conductive compound such as silicone grease, applied between  $Q_3$  and the heat sink, will provide optimum heat transfer.

#### Modulator

The modulator power output should be about 6 watts. As seen in Fig. 2, the input stage,  $Q_1$ , is an emitter-follower, employing "bootstrapping" from emitter to base, which effectively increases the input impedance to better than one megohm.<sup>4</sup> The stage provides good impedance match, with current gain, to the next stage. An r.f. choke and r.f. bypass capacitor in the microphone input circuit prevent feedback in the modulator resulting from r.f. pickup in the first stage. The output of the second common-emitter stage is transformer-coupled to the bases of the two power transistors,  $Q_4$  and  $Q_5$ , for maximum power transfer, impedance matching and phase inversion.

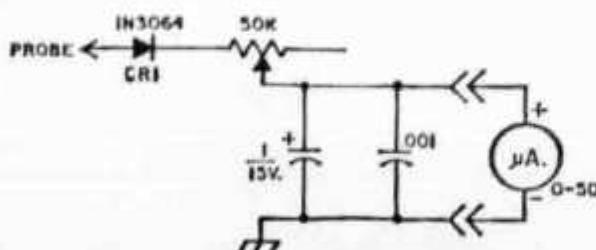


Fig. 4—Circuit of the simple relative-output meter used in lining up the transmitter.

<sup>3</sup> Motorola Power Transistor Handbook, Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix, Arizona, 1961

<sup>4</sup> "Hints and Kinks," December, 1965, QST, p. 47.

The power transistors are biased approximately to cut-off by the junction voltage developed across the 1N2326 diode,  $CR_1$ . This diode's negative temperature characteristic provides a degree of thermal stability. The 1-ohm emitter resistors introduce some degeneration, to keep down distortion, and provide some additional thermal stability.

It is usually desirable to modulate the r.f. driver stages, as well as the final stage, for good modulation characteristics with transistor transmitters. Increased r.f. drive is required for the increased r.f. power output on modulation peaks. The second driver stage is modulated with the final; however, the negative modulation voltage swings of the first driver are limited to approximately half of  $V_{ce}$  by the 1N2858 diode network,  $CR_2-CR_3$ . This prevents removal of drive on the negative modulation peaks to the second driver, and lessens the load variations reflected back to the doubler by the first driver.

It should be mentioned that some degree of decoupling was necessary to prevent low-frequency feedback (motorboating) in the modulator. The 470-ohm resistor, with an additional 50- $\mu$ f. filtering capacitor, gives about a 1-volt drop, and sufficient isolation. The frequency response is 300 to 3000 Hz., plus or minus 3 db. The half-power points should occur at 300 and 3000 Hz., relative to 0 db. output at 1000 Hz.

#### Layout and Construction

The transmitter and power supply are shown in the first photograph. Top and bottom views of the transmitter and modulator are given in the next two. Copper-clad circuit-board material was used throughout the r.f. portion, for stage isolation and r.f. shielding.

Layout is important as to lead length and dress. Connections are made as short as physically possible, to reduce stray capacitance and

inductance. D.c. grounding of the emitter is critical in r.f. power amplifiers for v.h.f. service. To make the emitter-to-ground path as short as possible, a small piece of metal with a hole in the middle was slipped over the emitter pin and soldered to it and to the edge of the TO-60 transistor case. The collector is isolated, so the transistor may be bolted directly to the chassis, for efficient heat-sinking and grounding.

The modulator and power supply could have been built on circuit boards, but most of the "bread-boarding" was done directly on the chassis, so this was not practical. If other similar units are built in the future this will most likely be done, in the interest of neatness and ease of assembly.

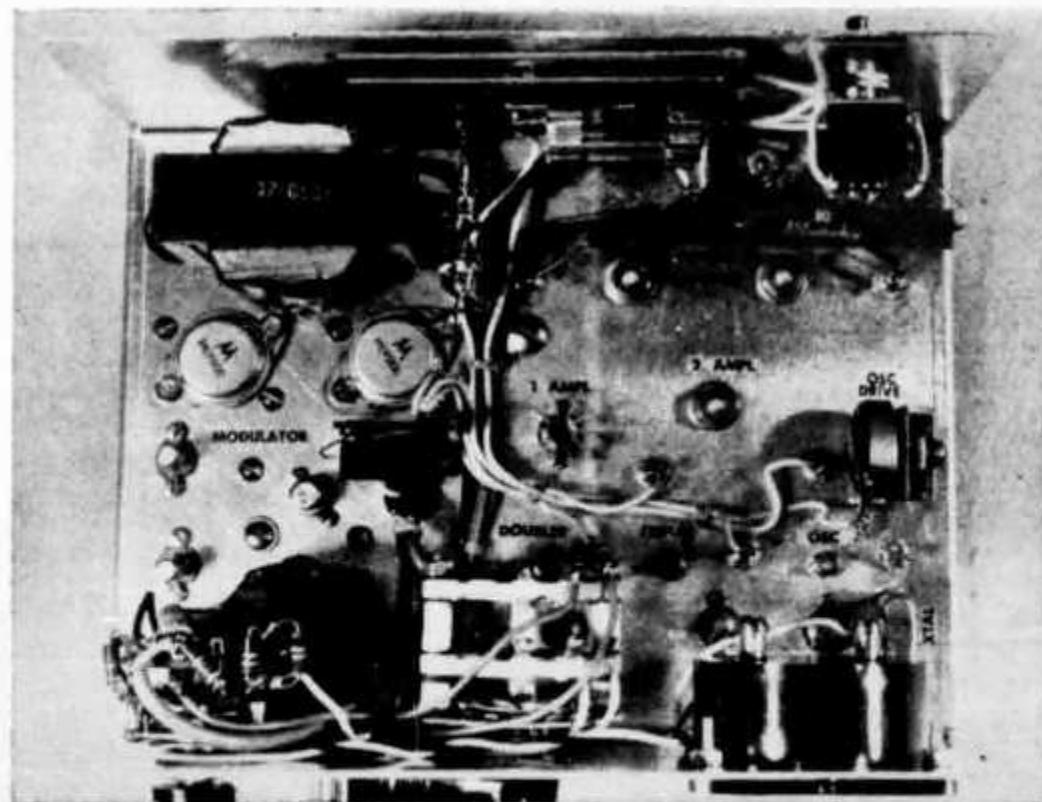
#### Testing and Use

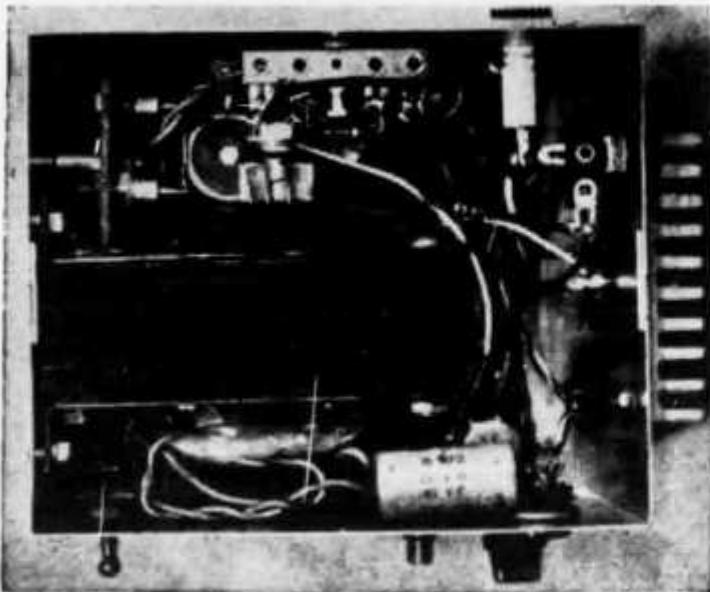
The transmitter and power supply were tested stage by stage during the assembly process, to insure proper operation. As the result of extensive testing and on-the-air use, the following test and initial tuneup procedure can be recommended. A noninductive 50-ohm load of at least 10 watts dissipation capability is required. A Hewlett-Packard 434A Calorimetric Power Meter was used, permitting direct reading of power output. The Heath "Cantenna" or similar dummy loads may be used, though they do not provide absolute power readings directly.

Remove the 1-amp. fuse in the power lead to the final stage, and set the microphone gain to zero. Turn on the transmitter and check the supply voltage, which should be about 13.5. Modulator current should be about 100 ma., with no audio input.

A simple relative-output meter, shown in Fig. 4, can be used as a tuning indicator for the oscillator, tripler and doubler stages. Connect the anode of  $CR_1$  to the base of  $Q_2$ , and adjust  $L_1$  and  $R_1$  for maximum indication. Then connect

Interior of the transmitter. Modulator components are at the left and r.f. circuits at the right.





Bottom view of the transistor power supply. The heat sink on the end of the case is for the 2N443.

the diode to the base of  $Q_3$ , and adjust  $L_3$  similarly. Repeat with  $Q_4$  and  $L_5$ . Recheck all adjustments for maximum reading at the base of  $Q_4$ .

At this point it should be possible to monitor the signal on a 144-MHz. receiver. Set  $C_5$  and  $C_6$  to minimum capacitance. Set  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_4$ ,  $C_7$ , and  $C_8$  to mid-range. Put the 1-amp. fuse back in, set the tune-operate switch in the TUNE position, and the meter switch to RELATIVE OUTPUT. With an insulated alignment tool, adjust  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_4$ ,  $C_7$ , and  $C_8$  for maximum output. After several passes through these adjustments, a relative-output indication of about 0.4 should be obtained, with current to  $Q_6$  and  $Q_7$  running 200 to 250 ma. each.

Switch to OPERATE, and recheck amplifier adjustments. Current to  $Q_6$  and  $Q_7$  should be 450 to 500 ma. each. Adjust  $C_5$  and  $C_6$  for approximately equal current sharing between the two transistors. If their Beta differs widely it may not be possible to balance within 50 ma. If possible, substitute another 2N3632 for the lower-Beta transistor, though this is optional. Current unbalance of 100 ma. has been observed with no adverse results.

A final recheck of all tuning adjustments should give a relative-output indication of about 0.8, indicating an output of 7 watts or better to the load. No trouble has been encountered in working into loads offering up to 3 to 1 s.w.r., though useful output is somewhat lessened.

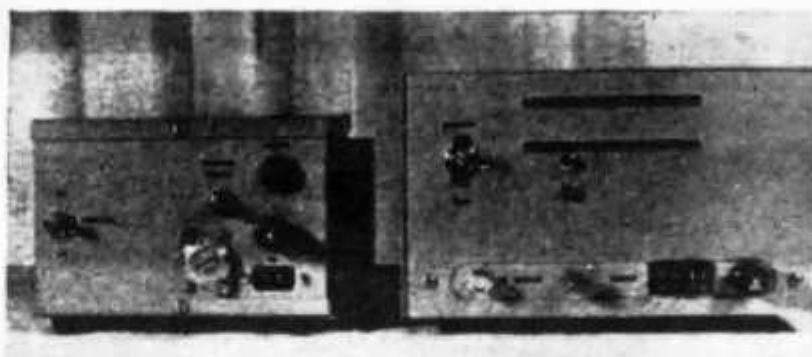
Up to 28 watts output is possible with c.w. or f.m., if a 28-volt supply and higher current levels are used. The modulation transformer secondary should be shorted out, and the supply to the amplifier stages keyed for c.w.

This transmitter project proved to be extremely interesting and timely, and it is hoped that the ideas set forth will help to accelerate the trend to solid-state design in v.h.f. mobile equipment. Because of the much higher power output that can be obtained on f.m., without the complications involved in high-level modu-

lation, the design should be a natural for the devotees of this mode.

Availability of overlay transistors at relatively moderate cost is improving, and mass production and use of some types should bring costs down gradually. Higher power levels are also in view, though the range of this design may be near the practical maximum for amateur equipment running from a 13-volt supply. Improved performance at still higher frequencies is on the way, and is already available if cost is no object.

The performance and overall efficiency of the transmitter were better than anticipated. Amplitude-modulation quality is excellent, and 100 percent modulation is readily obtained. The tune-operate switch was found very helpful for reducing the driver and final voltages and currents during adjustments, or when changing antennas or operating frequencies. As with many



Rear view of the transistor transmitter and its power supply.

such projects, some of the most useful experience comes from mistakes made, even though these mistakes can be costly, especially when working with v.h.f. power transistors! There is very little heat generated anywhere in the transmitter, so long-term reliability is to be expected.

Special thanks are given to Mr. John Hunt, WA6HXE, Motorola District Sales Manager, for his generous assistance.

AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE



## Die Folienantenne

Von Michael Martin, DJ7VVA

Viele Amateure mit Groundplane-Antennen haben sich sicher schon oft über den starken Störpegel geärgert, der vornehmlich in einer Großstadt den Empfang verleidet. Da der Störpegel hauptsächlich vertikal polarisiert auftritt, kann nur eine Drehung der Polarisationsebene Abhilfe bringen. Horizontaldipole haben jedoch eine ausgeprägte Richtcharakteristik (liegende Acht). Gleiche Rundstrahleigenschaften wie die eines Vertikalstrahlers lassen sich mit Horizontalantennen nicht erreichen, man kommt jedoch dem Idealbild sehr nahe, wenn man die Strahlerhälften gegeneinander abknickt. Dabei ergeben sich die Horizontaldiagramme nach Abb. 1. Da sich bei mir nur eine Aufbaumöglichkeit unter Dach ergab, suchte ich nach einem Weg, die Antennenlänge zu verkürzen, ohne die Nachteile von Traps (Schmalbandigkeit, Verluste, Leistungsbegrenzung) in Kauf nehmen zu müssen.

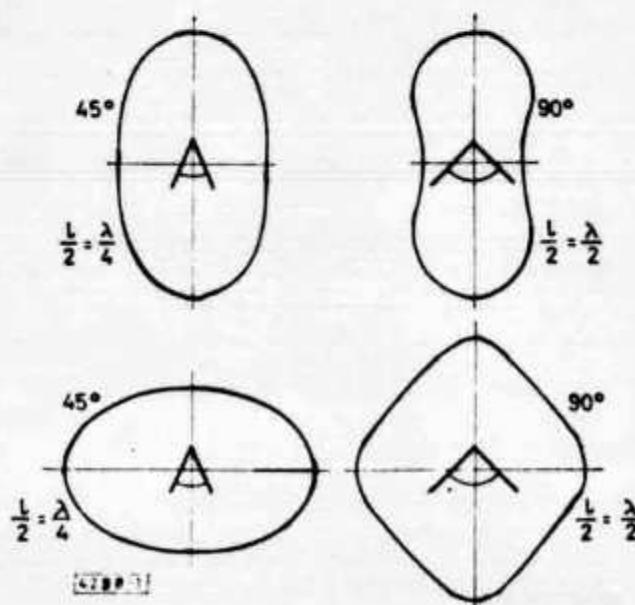
Nach der Antennentheorie hat ein  $\lambda/2$ -Dipol die mechanische Länge

$$l = 0.5 \cdot c/f \quad l \text{ in m, } c = 300, f \text{ in MHz,}$$

wenn der Draht unendlich dünn ist, d. h.  $l/d$  gegen Unendlich geht. Gebräuchlich ist die Antennenformel

$$l = 0.5 v \cdot c/f,$$

wobei der Verkürzungsfaktor  $v$  eine Funktion des  $l/d$ -Verhältnisses ist. Eine wirksame Antennenverkürzung gelingt also nur durch eine Verkleinerung dieses Verhältnisses.



Die Horizontal-Diagramme  
Abb. 1

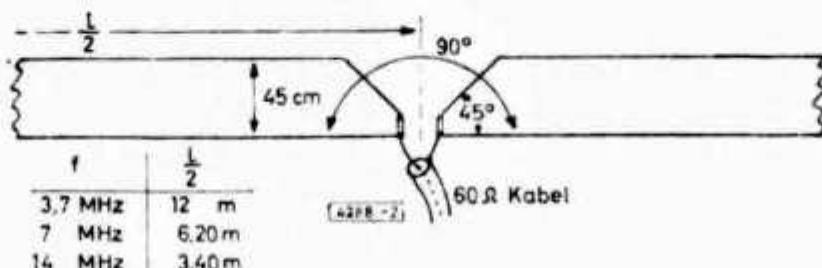
Wegen des Nichtvorhandenseins dicker Alurohre wurde einfache Alufolie verwendet. Eine „extra starke“ Ausführung von  $5/100$  mm Dicke, 45 cm Breite ist zum Preise von ungefähr 3.— DM als 10-m-Rolle in jedem Haushaltwarengeschäft erhältlich.

Beim Versuchsaufbau wurden die um 90 Grad abgeknickten Dipolhälften mit Heftzwecken an die Dachstuhlbalken gehaftet. Am Speisepunkt wurde die Folie zu einem 45-Grad-Winkel zusammengefaltet und zwischen zwei schmalen Blechstreifen eingeklemmt (Abb. 2).

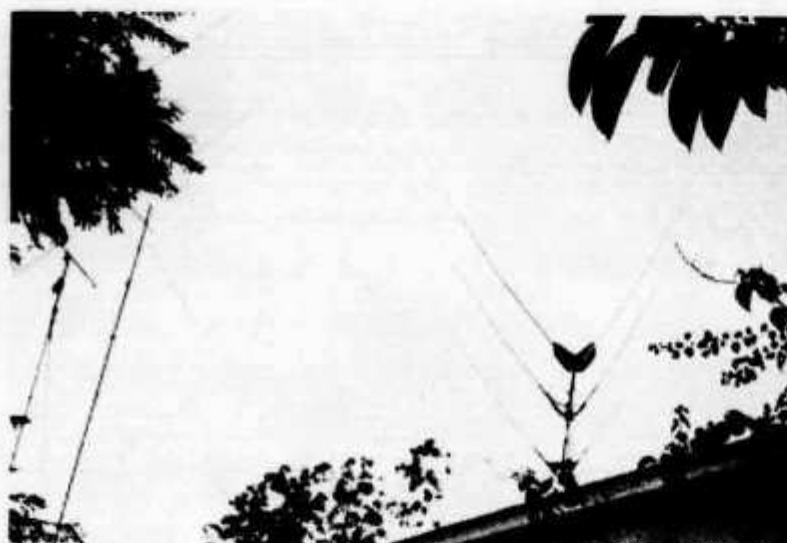
Die exakte Länge wurde mit Sender und Stehwellenmeßbrücke abgeglichen. Das war besonders einfach, da die zu lang bemessene Folie einfach durch

Einfalten auf die richtige Länge gebracht werden konnte. Die Antenne ist extrem breitbandig, und somit muß man das SWR besonders genau ablesen, um festzustellen, ob es sich beim Verkürzen oder Verlängern des Strahlers verbessert oder verschlechtert. Über einen Frequenzbereich von 500 kHz steigt es nicht über 1 : 1,1 an! Eine Verbreiterung des Strahlers auf 90 cm brachte auf 14 MHz nur eine Längeneinsparung von 40 cm, sie dürfte jedoch auf den niedrigeren Bändern wirkungsvoller sein.

Abb. 2.  
Die Folien-Antenne



In meinem Berliner QTH wird eine  $2 \times 6.20$  m lange Folienantenne an einem 20 m langen Lechersystem aus 240- $\Omega$ -Schlauchkabel betrieben. Bei  $1/2$  größer als  $\lambda/2$  geht allerdings die Rundstrahlcharakteristik in eine mehr oder weniger ausgeprägte Richtcharakteristik mit Hauptstrahlrichtung längs der Winkelhalbierenden des Eckendipols über. Das Schlauchkabel-Lechersystem wird über eine Matchbox an die Endstufe angepaßt, wobei bei einer SSB-Ausgangsleistung von 1 kW keinerlei fühlbare Erwärmung des gesamten Antennensystems festgestellt wurde. Die Antenne arbeitet von 40 bis 10 m zu voller Zufriedenheit.



## Delta-Loop- Antenne für 15 m

Die Antenne des  
Verfassers

Von Wolfram Boettcher, YV 4 WT, Maracay/Venezuela, P.O. Box 1020

Diese Antenne läßt sich relativ einfach und schnell aufbauen. Wie aus Abb. 1 ersichtlich, befinden sich die aktiven Elemente der Antenne oberhalb des Booms, demzufolge ist keine große Aufbauhöhe erforderlich. Beim Verfasser befindet sich die Antenne auf einem Mast von 1,70 m Höhe, auf einem 4 m hohen Haus. Trotzdem sind die Rapporte aus Europa immer ausgezeichnet.

Die niedrige Bauhöhe hat den Vorteil, daß man die Antenne ohne Hilfsmittel montieren kann. Die Elemente werden vorher fertiggemacht und dann auf den Boom geschoben und dort festgeklemmt. Als Material für die Elemente dient dünnwandiges Alu-Rohr von  $3/4$ " Außendurchmesser. Für die Querverbindung des gleichschenkeligen Dreiecks Kupferdraht. Der Boom besteht auf 1"-Alu-Rohr, jedoch dickwandig, damit er sich nicht zu sehr durchbiegt.

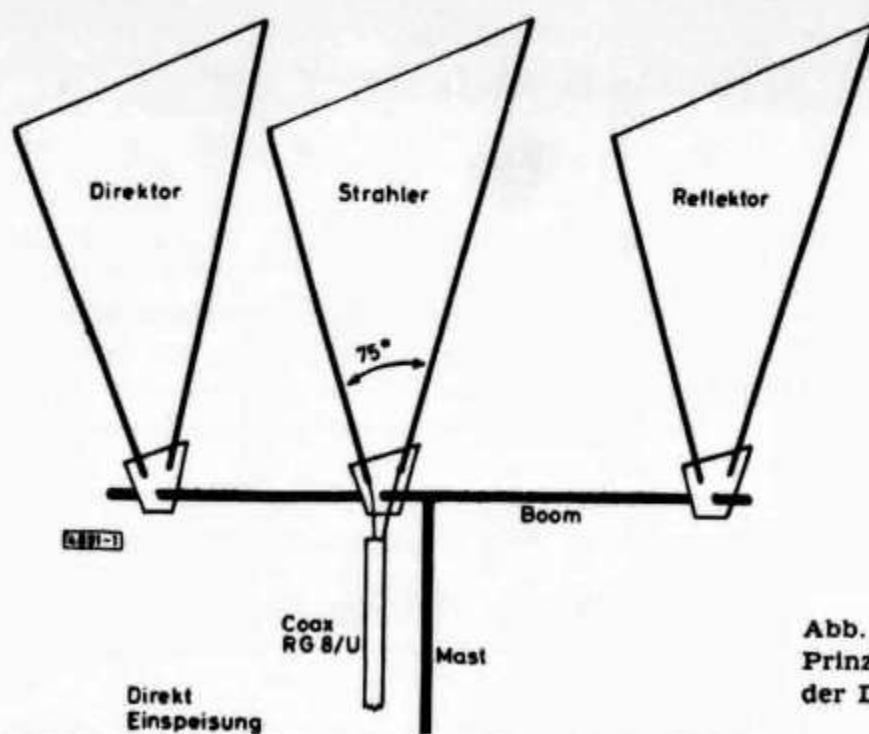


Abb. 1.  
Prinzipdarstellung  
der Delta-Loop-Antenne

Die Isolationsstücke zwischen Element und Boom bestehen aus 15 mm starkem Pertinax. Dünneres Material verwindet sich zu leicht oder zerbricht bei stärkerer Luftbewegung. Die Befestigung der Elemente ist aus den Abb. 2 bzw. 3 zu ersehen.

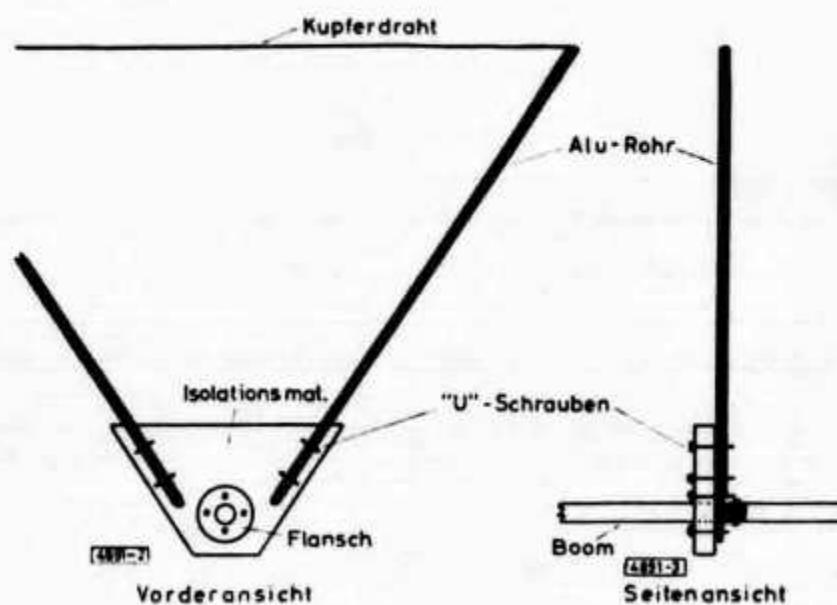


Abb. 2

Abb. 3

Der Umfang bzw. die gesamte Länge der Elemente ist wie folgt:

Strahler	=	$\frac{1005}{\text{MHz}}$	in Fuß
Reflektor	=	$\frac{1030}{\text{MHz}}$	in Fuß
Director	=	$\frac{975}{\text{MHz}}$	in Fuß

#### Abstände der Elemente

Strahler — Reflektor	1,85 m
Strahler — Direktor	1,33 m

Die Einspeisung erfolgt direkt mit üblichem Koaxkabel in die untere Spitze des Strahler-Elementes.

Das Vorwärts Rückwärts-Verhältnis der Antenne beträgt 25 dB. Das Stehwellen-Verhältnis für übliches Koaxkabel liegt bei 1:1,6.

Es empfiehlt sich, die Querverbindung aus Kupferdraht etwas kürzer zu machen als die Elemente, damit der Draht unter Spannung steht. Abb. 4 zeigt die fertige Antenne.

## Linear-PA II nach DL 9 AH

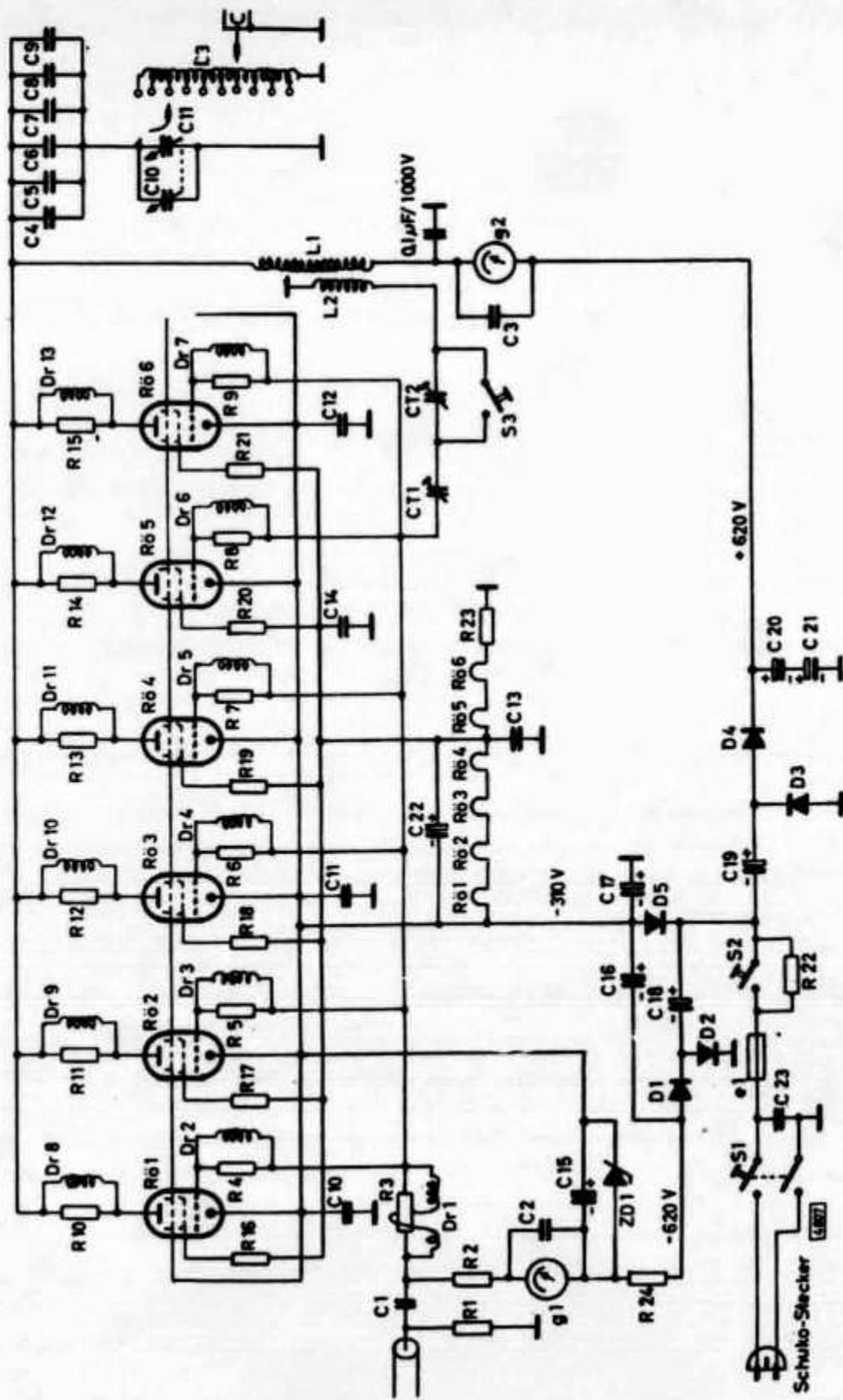
Von Arno Weidemann, DL 9 AH

Im DL-QTC 1969, Heft 10, beschrieb DL 9 AH eine PA, die im Selbstbau bei einem Gestehungspreis von ca. 150 DM einschl. Netzeil einen Output von gut 700 W eff. ergab. Aus Gründen der Lizenzbestimmungen wurden sechs Röhren PL 505 (Vergleichstype PL 509) parallel geschaltet und direkt aus dem Netz versorgt. Die Schaltung wies einige Besonderheiten auf, die den erstaunlich hohen Wirkungsgrad von über 80 % erklären: Eine verlustminimierende Spartrafo-Auskopplung, eine sehr wirkungsvolle einfache Neutralisation, ein gut ausgelegter Schwingkreis und Röhren, die aufgrund ihrer niedrigen Anodenrestspannung im Wirkungsgrad günstig sind. Die gemessene Oberwellendämpfung liegt erheblich über den von der Deutschen Bundespost geforderten Werten; der Intermodulationsabstand ist weit größer als der Durchschnitt anderer kommerzieller Endstufen dieser Größenordnung. Viele OMs, die in der Zwischenzeit diese Endstufe nachgebaut haben, waren nicht nur erstaunt über das recht mühelose Erreichen einer doch recht respektablen Ausgangsleistung von etwa 700 W, sondern sie wunderten sich auch ein wenig über den robusten Betrieb in der Praxis.

Dieser letzte Punkt bewog den Verfasser, die prinzipiell gleiche Anordnung zu einer noch größeren Ausgangsleistung bei gleichen Gestehungskosten zu treiben. Es war klar, daß nur über eine Erhöhung der Anodengleichspannung eine Steigerung möglich war. Die anfangs erwogene Spannungsverdreibachung wurde der bekannten Instabilitäten wegen wieder verworfen. Schließlich bildete sich eine Schaltung heraus, die nicht nur sehr stabil ist (bei 1,5 A Last bricht die Spannung von 920 V auf 880 V zusammen), sondern die trotz ihrer Einfachheit einige andere Punkte auf angenehme Art und Weise mit erledigt. Wie aus der Abb. zu ersehen ist, wurden die Katoden auf — 300 V hochgelegt.

Da die Anoden auf + 620 V verblieben sind, wird zwischen Katode und Anode eine Spannung von 920 V wirksam. Um den Heizfaden potentialmäßig in die Nähe des Katodenpotentials zu bringen, bot es sich an, Gleichstromheizung zu benutzen. Das erbrachte nicht nur durch die Vorbelastung eine weitere Stabilisierung der — 300 V, sondern stellte auch durch die niederohmige Heizfadenkette eine recht stabile Schirmgitterspannung zur Verfügung.

Die Gittervorspannung wird von — 620 V so herunter geteilt, daß sich etwa — 45 V gegenüber Katode ergeben. Die genaue Vorspannung, mit der der Ruhestrom aller Röhren zusammen auf ca. 200 bis 220 mA eingestellt wird, ermittelt man zweckmäßigerweise so, daß man zunächst ZD 1 durch ein Potentiometer von 10 k $\Omega$  ersetzt, den Ruhestrom einstellt und über den parallel zum Potentiometer nachgemessenen Spannungswert die Zenerdiode bestimmt (gegebenenfalls zwei kombinieren). Untersuchungen bei verschiedenen Röhrenfabrikaten haben ergeben, daß nur solche unter diesen erhöhten Anodenspannungsbedingungen einwandfrei arbeiten, bei denen die beiden Anodenblechhälften sauber elektrisch verbunden sind. Die besten Erfahrungen hat der Verfasser mit der Importausführung Ultron gemacht, da hier durch 16fache Punktverschweißung selbst bei noch höherer Anodenspannung keinerlei „Barkhausen-Kurz-Schwingungen“ mehr auftraten. Gegenüber der im Heft 10/69 beschriebenen Anordnung wurden kleine Änderungen vorgenommen. So wurde ein Gitterstrominstrument zusätzlich eingebaut, an dem man bei Vollaussteuerung gerade eben den Gitterstromeinsatz bei Sprachspitzen erkennen kann. Die Neutralisationswicklung L 2 wurde auf einen zweiten Wickelkörper in L 1 geschoben und ein zweiter nur für 15 m wirksamer Neutralisationstrimmer CT 2 eingesetzt. Der im Heft 10/69 beschriebene einfache Neutralisationsabgleich wird erst bei geschlossenem Schalter S 3 mit CT 1 auf 20 m und danach bei geöffnetem S 3 mit CT 2 auf 15 m vorgenommen.



Die Schaltung der Endstufe

Obschon häufig angezweifelt, leistet dieses Endstufe auf 80 und 40 m einen Output von 1,1 kW eff. (schwacher C-Betrieb). Das bedeutet bei weniger als 1,3 kW Input einen Wirkungsgrad von über 80 %. Auf 20 m rutscht der Wirkungsgrad bei einem Output von ca. 850 W schon in die Größenordnung von 70 % ab. Der Grund dafür ist eindeutig trotz 8-mm-Kupferrohr bei L3 in den größeren Wirkverlusten durch „Skin-Effekt“ zu suchen. Versilberung

### Stückliste

#### Kondensatoren

C 1	=	1500 pF/1000 V
C 2 + C 3	=	0,1 $\mu$ F/630 V
C 4 bis C 9	=	3300 pF/1250 V
C 10 bis C 14	=	0,1 $\mu$ F/630 V
C 15, C 16, C 18	=	100 $\mu$ F/380 V
C 17, C 19 bis C 21	=	ca. 1000 $\mu$ F/380 V
C 22	=	300 $\mu$ F/380 V oder mehr
CT 1 + CT 2	=	10 ... 60 pF/500 V, Lufttrimmer
C 23	=	0,056 $\mu$ F/1000 V
C 10 + C 11	=	Rundfunkdrehkondensator 2 X 500 pF mit möglichst großem Plattenabstand

#### Widerstände

R 1	=	200 $\Omega$ (bei 10 W Steuerleistung) 5 X 1 k $\Omega$ /2 W parallel
R 2	=	60 $\Omega$ (ab 40 W Steuerleistung) 10 X 600 $\Omega$ /2 W parallel
R 3	=	3 k $\Omega$ /2 W
R 4 bis R 15	=	50 $\Omega$ /2 W
R 16 bis R 21	=	50 $\Omega$ /1 W
R 22	=	100 $\Omega$ /0,5 W
R 23	=	150 bis 200 $\Omega$ /20 W
R 24	=	25 k $\Omega$ /4 W

#### Sonstiges

D 1 + D 2	=	BY 100 oder ähnliche Parallel zu jeder Diode ein Kondensator von 10 nF/1000 V (nicht eingezzeichnet)
D 3 + D 4 + D 5	=	Je 5 parallel geschaltete BY 100 oder ähnliche
e 1	=	10 A träge
g 1	=	ca. 10 mA Vollausschlag
g 2	=	ca. 2,5/A Vollausschlag
ZD 1	=	ca. ZL 47 (Leistungsdiode 47 V)

#### Spulen

L 1	=	30 bis 35 Wdg. 1,5 mm <sup>2</sup> NYA (Elektrikerdraht) oder besser NYAF 1,5 mm <sup>2</sup> (Litze). Einlagig — Wickeldurchmesser 30 mm
L 2	=	12 Wdg./NYAF 1,5 mm <sup>2</sup> einlagig auf Wickelkörper in L 1 geschoben. Bei gleichem Wickelsinn am Fußpunkt liegendes Ende an CT 2
L 3	=	13 Wdg./Kupferrohr 8-10 mm $\phi$ , Wickelkörper 50 mm $\phi$ . Auf gleichem Wickelsinn am Fußpunkt liegendes Ende an CT 2 jede Wdg. 1 Stck. Kupferrohr 30 mm lang, Innendurchmesser 4 mm, anlöten.
Dr. 1	=	Auf R 3 2 Wdg., zu beiden Seiten je ein herausgebogenes Ohr von 2 cm Länge + 2 weiteren Wdg. NYAF 1,5 mm <sup>2</sup>
Dr. 2 bis Dr. 7	=	6 Wdg. Schließdraht
Dr. 8 bis Dr. 13	=	4 Wdg. Litze NYAZ 1,5 mm <sup>2</sup>

oder Vergrößerung des Querschnittes (evtl. 10 mm  $\phi$ ) gegebenenfalls eine eigene Spule für 20 und 15 m, könnte hier noch eine Verbesserung bringen. Rechnet man ein wenig herum, so stellt man fest, daß im Schwingkreis Leistungen von über 10 kW auftreten können. Unter diesem Gesichtspunkt wird klar, daß alle Verbindungen im Schwingkreis nicht nur mit großem Querschnitt, sondern auch kurz ausgelegt werden müssen.

Bei dieser Betrachtungsweise wird deutlich, daß der gelegentlich ins Gespräch gebrachte Bandumschalter an dieser Stelle wenig sinnvoll wäre und daß tatsächlich die auf den ersten Blick primitive Steckermethode mit Bananensteckern an den einzelnen Windungen von L 3 nicht nur die billigste, sondern auch elektrisch die beste Lösung ist.

Die hier beschriebene Linear-Endstufe arbeitet seit einem Jahr teilweise täglich unter harten Bedingungen (Dauerreden etc.). Von anfänglichen Schwierigkeiten mit verschiedenen Röhrenfabrikaten abgesehen, kann man ihr einen robusten Betrieb bescheinigen. Ist der Steuersender sauber und übersteuert man die Endstufe nicht, was völlig gefahrlos wäre, so kann man Modulationsrapporte zwischen „sehr gut“ und „außergewöhnlich gut“ erwarten.

„Das DL-QTC“

# NEUTRALIZATION

BY JOSEPH TASCHETTA,\* W8IZH

**E**VERY time I decide to build a transmitter, I run into a nightmare, neutralization. Paging through much that has been written on that subject tends to be confusing. I decided, therefore, to take time out and approach the problem in a logical way. To do this I broke it up into four main categories:

- 1-Definition of neutralization.
- 2-Steps to take before neutralization.
- 3-How to neutralize a given circuit.
- 4-Neutralization procedure.

Since many hams shy away from neutralization, it's hoped this article will help them understand this phase of electronics better.

## What is Neutralization?

In an unneutralized r.f. amplifier, there is a feedback of energy from plate to grid. This is because of the plate to grid capacitance within an amplifier tube. Because of this inter-electrode capacitance it is necessary to neutralize an r.f. amplifier to prevent self oscillation regeneration. A neutralizing circuit, therefore, is one which will nullify (or balance out) the effect of this capacitance,  $C_{gp}$ .

One of the objectives of this article is to

\*Senior Engineer, Alpha-Omega, Inc., Lakeside, Michigan, 49116.

show how the  $C_{gp}$  can be cancelled by taking signal voltage from the plate circuit and feeding it back to the grid in proper phase and amplitude to balance the regenerative feedback.

## Steps to Take Before Neutralization

Several preventative measures should be taken when designing an amplifier in order to stabilize it. In r.f. power amplifier circuitry, where the problem is most obvious, achieve the following first:

1. All r.f. leads should be as short as possible. Be sure the layout is well thought out before applying the soldering iron. Figure 1 shows the upper and lower chassis of an HW-100 final. The final cage contains two 6164's, the plate tank coil for all the bands, and the two tuning capacitors. Note how short the leads are in the cage and under the chassis for the final tube wiring.
2. Use complete shielding between the input and output circuits of the final and driver stages. If oscillation occurs after following these two basic steps, it might be necessary to load the grid circuit in order to prevent regeneration.

The grid circuit can be loaded by two basic

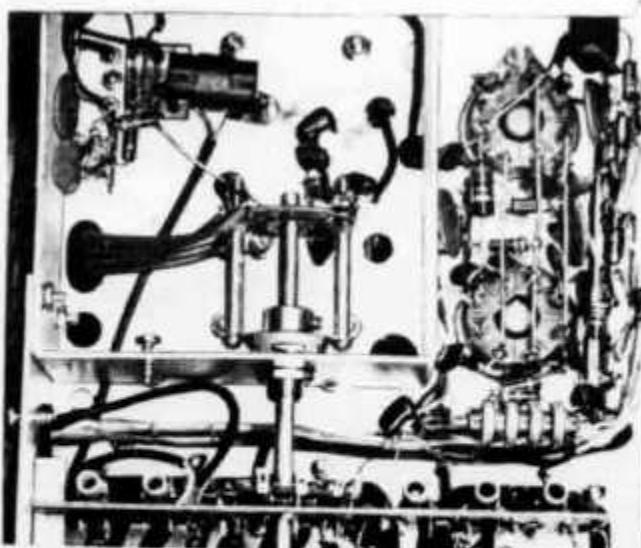
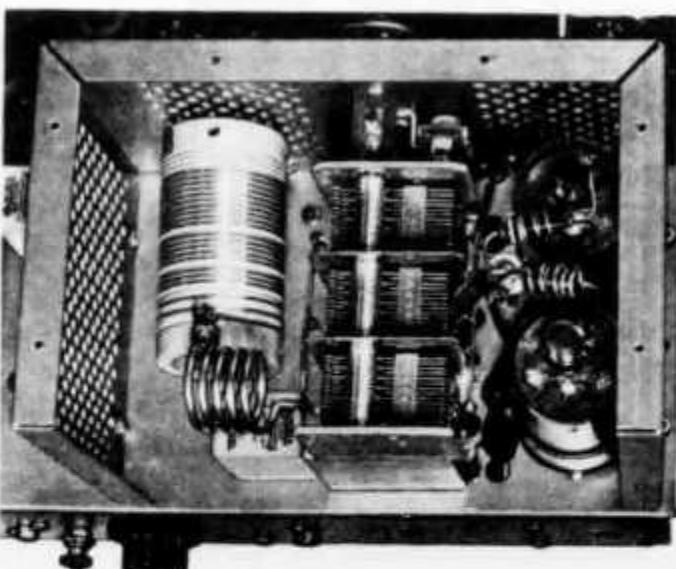


Fig. 1—Top and bottom views of a Heath HW-100 final amplifier. The short leads and tight shielding help to assure stability.

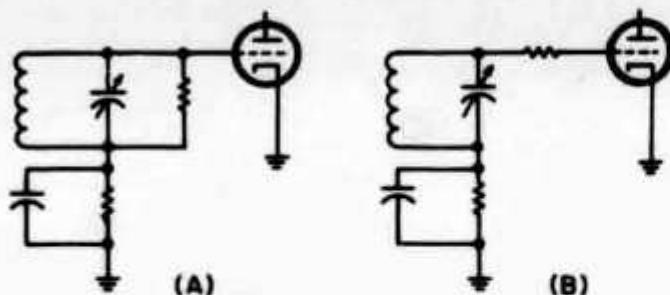


Fig. 2(A)—Simple approach to the prevention of oscillation is the addition of a resistor across the grid tank circuit. (B) A second approach is the insertion of a resistor between the grid and the tank.

methods. The first would be to place a resistor in parallel with the grid tank circuit. (See fig. 2(A).) This will lower the  $Q$  of the tank circuit thereby making it less prone to oscillate. Usually a resistance value of about 10K to 15K is sufficient. The lower the resistance the greater the loading, the lower the  $Q$  and the less tendency there is to oscillate.

The second method of reducing the tendency to oscillate is to place a resistor in series with the grid and tank circuit with a nominal value of about 47 ohms, as illustrated in fig. 2(B). This method does not lower the  $Q$  of the tank but attenuates signal to grid.

#### How To Neutralize a Given Circuit

If the above suggestions are tried and the amplifier still oscillates, neutralization will be in order. There are five basic methods of neutralization:

1. Coil neutralized amplifier.
2. Inductive link coupling.
3. Plate neutralization (Hazeltine).
4. Bridge for grid neutralization (Rice).
5. Grid neutralization, single ended (Bruene).

#### Coil Neutralized Amplifier

Figure 3 shows how a coil neutralized amplifier may be used. The capacitance  $C_{gp}$  couples the energy back from the plate to the grid. A triode amplifier is used in this example since its  $C_{gp}$  is high and it would have to be neutralized.

This circuit becomes neutralized when  $X_L = X_{C_{gp}}$  because the inductive reactance and the capacitive reactance are of opposite sign. (i.e.,  $X_L = jL$ ,  $X_C = 1/jC$ .) In effect the amplifier will now have a high impedance tuned circuit from plate to grid opposing the transfer of r.f. Capacitor  $C_n$  is a small trim-

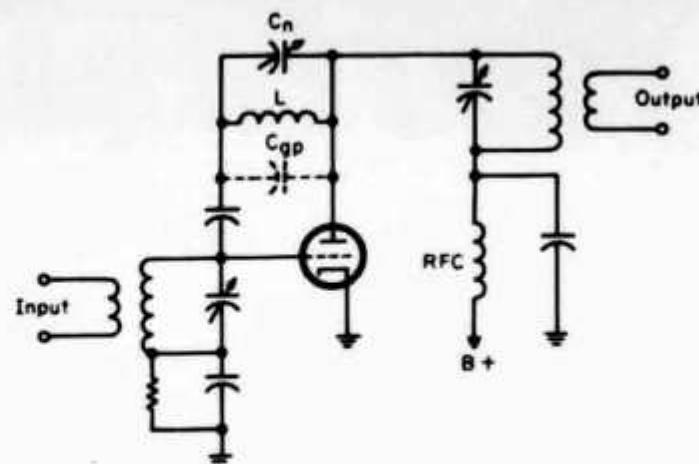


Fig. 3—A simple Class C, grid leak biased, triode power amplifier using coil neutralization.

mer to adjust this resonant circuit for maximum impedance at the operating frequency and thus provide maximum stability.

This type of neutralization is used often in v.h.f. circuits but must be retuned each time the frequency is changed. This is its chief disadvantage.

#### Inductive Link Line Neutralization

Figure 4 shows the use of inductive link line, coupling the input and output tank circuits in proper phase. Adjustment for neutralization can be obtained by changing the distance between the links,  $L_1$  and  $L_2$ , and tank coils. If neutralization can't be achieved at the first attempt, reverse one of the links. Since oscillation of the amplifier is caused by the feedback signal through capacity from plate to grid ( $C_{gp}$ ), the inductive links will cancel this feedback with an equal and opposite magnitude signal.

#### Plate Neutralization—Bridge Method

Figure 5 shows how any r.f. amplifier can be approached for plate neutralization. The

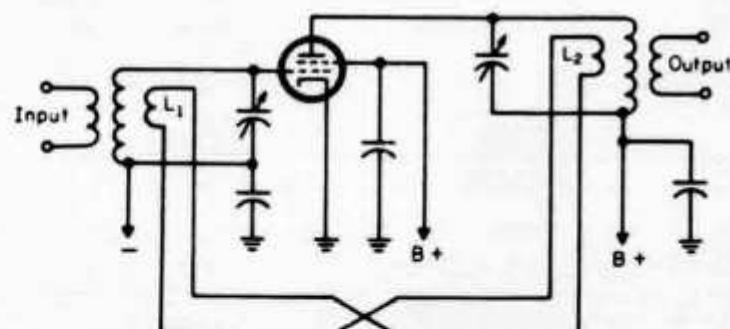


Fig. 4—Inductive link neutralization. Phase shift is gotten by reversing the feedline connections between  $L_2$  and  $L_1$ , and the amplitude of the feedback signal is controlled by coupling between  $L_1$  or  $L_2$  and their corresponding tank circuits.

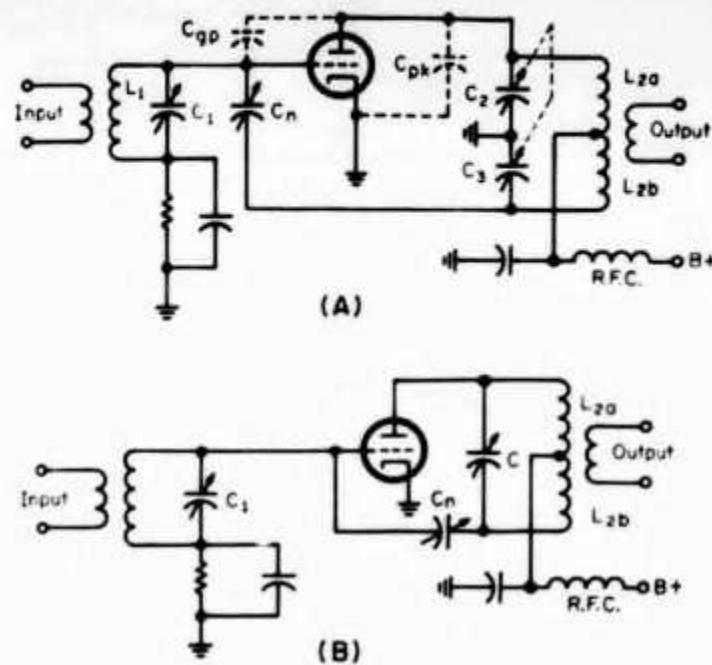


Fig. 5(A)—Circuit of a triode amplifier plate neutralized (Hazeltine) using a split stator tuning capacitor. (B) A similar circuit using a single tuning capacitor. Principle of operation is identical for both circuits.

two circuits are basically the same. Figure 5(A) uses a split stator capacitor and center tapped tank while 5(B) uses a single tuning capacitor with the center tapped tank.

The neutralizing operation of either circuit is based on the transformer action of  $L_2$ . Any signal at the plate end of  $L_{2a}$  will be induced into the lower half of the coil,  $L_{2b}$ , which acts as a secondary. Since the coil is center tapped and thus has a 1:1 ratio the only effect is to reverse the phase of the signal. Now the signal amplitudes are the same at the top and bottom of  $L_2$  but  $180^\circ$  out of phase. Signal from the plate leaks through  $C_{gp}$  to the control grid. Signal from the other end of  $L_2$  leaks through to the grid through  $C_n$ . If  $C_n = C_{gp}$  the two signals will be of

equal amplitude, and, since the two signals are  $180^\circ$  out of phase, they cancel.

The bridge equivalents in fig. 6 show how balance occurs. If the bridge in fig. 6(A) is balanced,  $C_{gp}/C_n = C_2/C_3$  and no feedback from plate to grid will occur.

Figure 6(B) is the bridge equivalent of fig. 5(B). In this configuration neutralization occurs when we have  $C_{gp}/C_n = L_{2a}/L_{2b}$ .

### Grid Neutralization

Figure 7(A) and (B) shows the basic approach for grid neutralization. It is essentially the same as the plate neutralization circuit of fig. 5 except that the phase reversal circuit is in the grid. The bridge equivalent circuit shown in fig. 7(B) essentially is the same as the bridge of fig. 6. For the balance  $C_n$  must equal  $C_{gp}$  if the phase reversing transformer is 1:1.

The only advantage of grid neutralization as shown is that the phase inversion is being accomplished in a lower power circuit than the plate.

### Single Ended Neutralization

Both the grid and plate neutralization circuits shown in fig. 5 require push pull tank circuits for phase inversion in the input or output circuit. Single ended stages can also be neutralized using a system such as shown in fig. 8, particularly suitable for pentodes. The bridge equivalent circuit for fig. 8(A) is shown in fig. 8(B).

This method of neutralization requires that  $C_1$  be smaller than usual, so that the tank circuit is a bit above ground. Capacitor  $C_n$  will work out to be larger than  $C_1$  from the following relationship:

$$\frac{C_n}{C_1} = \frac{C_{gp}}{C_{gk}}$$

### Calculating $C_n$

A typical single ended pentode circuit that is to be neutralized is shown in fig. 9 and is a copy of the final of a Heathkit HW-100. It contains two 6146 tubes paralleled. The cathode is considered to be at ground potential because of heavy bypassing (six .005 mf or 0.03 mf total). The value chosen for  $C_1$  was 680 mmf which, in the range from 10 to 80 meters, places the tuned circuit a little above ground.

Since there are two 6146's in parallel, the values of  $C_{gp}$  and  $C_{gk}$  must be doubled to

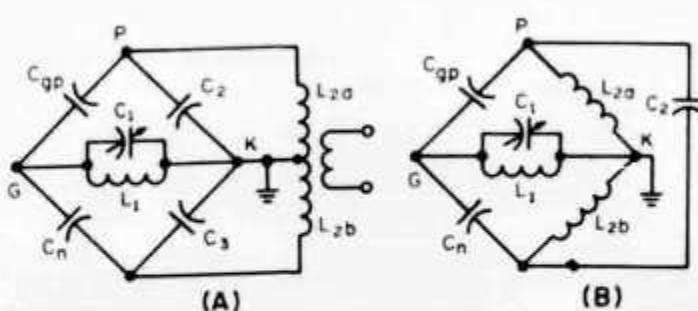


Fig. 6(A)—Bridge equivalent circuit of a split stator plate tank circuit of the plate neutralization type (Hazeltine). (B) The bridge equivalent circuit of a similar type but with a conventional plate tuning capacitor.

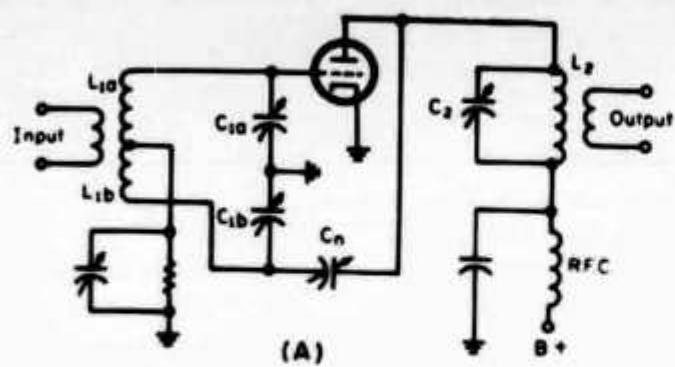


Fig. 7(A)—Circuit of a grid (Rice) neutralized amplifier and (B) its bridge equivalent.

achieve proper calculation. In this example, for 6146's: \$C\_{gp}\$ total = \$2 \times 0.24\$ mmf = 0.48 mmf and \$C\_{gk}\$ total = \$2 \times 13\$ mmf = 26 mmf.

Stray capacitances must be taken into account. The value of \$C\_{gk}\$ must include all strays, even the capacitances of the tuning capacitor, \$C\_2\$, stator to ground. The output capacitance, \$C\_{pk}\$, of the 6CL6 driver must also be added to the capacitance, \$C\_{gk}\$. In this case, the strays across \$C\_{gk}\$ calculate out to be 12 mmf.

The total capacitances are:

$$C_{gp} = 0.48 \text{ mmf}$$

$$C_1 = 680 \text{ mmf}$$

$$C_{gk} = 26 \text{ mmf} + 12 \text{ mmf} = 38 \text{ mmf}$$

$$C_n = \text{Unknown}$$

Using the formula developed for fig. 8, we have:

$$\frac{C_n}{C_1} = \frac{C_{gp}}{C_{gk}}$$

$$\frac{C_n}{680} = \frac{0.48}{38}$$

$$C_n \cdot 38 = 0.48 \times 680$$

$$C_n = 8.59 \text{ mmf}$$

If an adjustable capacitor of approximately 2-10 mmf is available that will withstand the

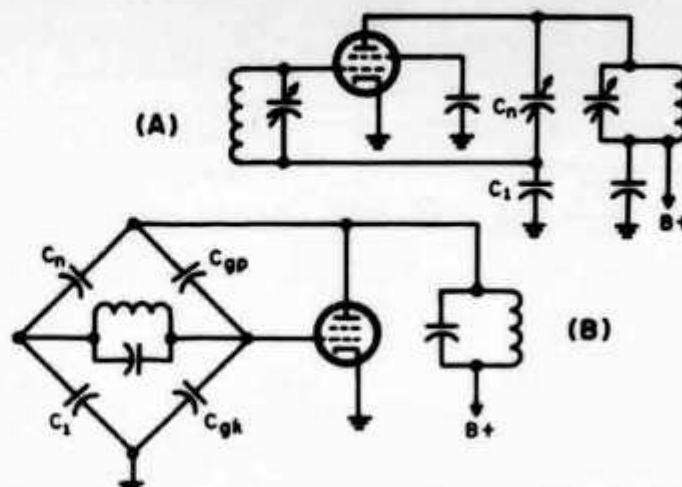


Fig. 8(A)—Single ended neutralization requires no phase inverter type tank circuit. This circuit showing only a.c. portions indicates the general arrangement. (B) Bridge equivalent for the circuit in (A).

voltage found in this application, it can be used directly. If, however, a small mica compression trimmer must be used it should be placed in series with a fixed capacitor to reduce the voltage across the trimmer.

If, for example, a 3-30 mmf trimmer is available, to determine the required value of the series capacitor we resort to the formula:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Since \$C\_T\$ is known along with the value of \$C\_1\$ (the 30 mmf trimmer) the formula is rearranged to solve for \$C\_2\$ as follows:

$$C_2 = \frac{C_1 C_T}{C_1 - C_T}$$

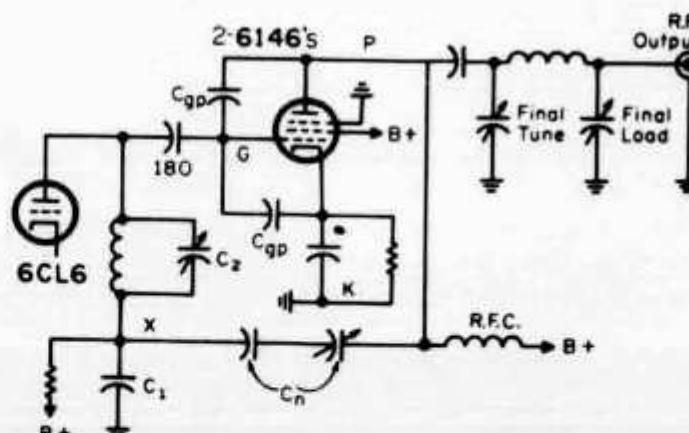


Fig. 9—Partial circuit of the HW-100 final showing the neutralization method of the circuit in fig. 8. The neutralization capacitor \$C\_n\$ consists of two series capacitors as explained in the text.

# Vom Elektron zum Schwingkreis (34)

Eine praktische Einführung in die theoretischen Grundlagen der Amateurfunktechnik

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

## Lösungen der Übungsfragen und Aufgaben

1. Aufbau von Spulendrähten: Kupfer-Lack, Kupfer-Lack-Seide, Kupfer-Lack-Seide-Seide, Kupfer-Seide, Kupfer-Seide-Seide, Kupfer-Baumwolle-Baumwolle. 2. Der Luftspalt verhindert die magnetische Sättigung des Eisenkernes. Die Induktivität sinkt bei Gleichstromvorbelastung nicht so stark ab. 3. Trafokern = kein Luftspalt. Drosselkern = Luftspalt. 4. Die elektrische Güte der Drossel ist bei Permalloy- und Ferritkernen erheblich besser. 5. a) Der Spannungsabfall in der Drossel ist 150 V. b) 75 W werden in der Drossel nutzlos verbraucht. Starke Wärmeentwicklung! Der Innenwiderstand ist zu groß! 6.  $C_{ges} = 2 \text{ pF}$ . 7. abgerundete Drahtlängen: 21,5 m, 10,8 m, 5,4 m. 8. 345 Windungen. Drahtstärke samt Isolation 0,35 mm. CuL 0,3 mm, CuSS 0,25 mm.

Liebe OMs!

Bisher haben wir uns mit dem Verhalten der einzelnen Schaltglieder an Wechselspannung beschäftigt: Widerstand, Kondensator und Spule. Jetzt setzen wir die Schaltelemente zu gemischten Schaltungen zusammen und wollen sehen, was dabei geschieht. Um dabei keine gemischten Gefühle aufkommen zu lassen, wiederholen wir zunächst den Lehrsatz des Pythagoras und die Winkelfunktionen (Merksätze 83, 84 und 86).

## Der Serien-R-C-Kreis

**Strom und Spannung:** Wir schalten eine Kapazität und einen Widerstand in Reihe und legen diese mit trägeheitslos zeigenden Meßgeräten (Oszilloskop) an 220 V Wechselspannung (Abb. 1). Der Strom

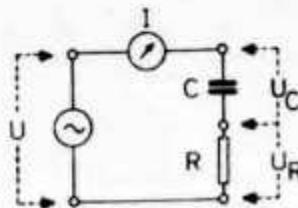


Abb. 1

I fließt durch beide Schaltglieder in gleicher Stärke und Phase. Wir verwenden ihn deswegen als Grundlage unserer Überlegungen und beziehen alle anderen elektrischen Spannungen auf ihn. Im Widerstand R fällt die Spannung  $U_R$  ab. Sie ist mit I in Phase, weil R ein Wirkwiderstand ist. In der Kapazität fällt die Spannung  $U_C$  ab. Sie hinkt dem Strom um  $90^\circ$  nach, weil nach

$$= \frac{30 \times 10}{30 - 10} = \frac{300}{20} = 15 \text{ mmf}$$

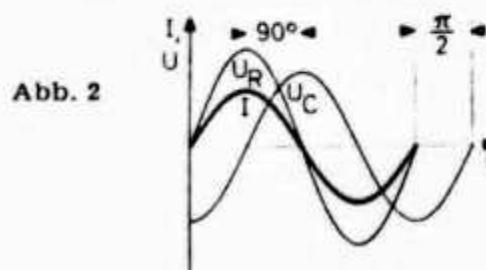
Thus  $C_n$  of fig. 9 would consist of a 3-30 mmf trimmer and a 15 mmf series fixed capacitor.

## Neutralization Procedures

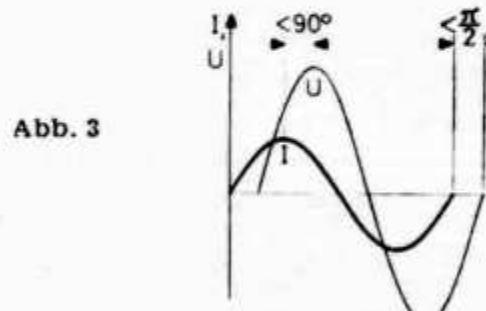
The following steps should be taken to neutralize an amplifier stage properly:

1. Turn off all power to the equipment.

Merksatz 99 in einem Kondensator der Strom der Spannung um  $90^\circ$  vorausläuft. In Abb. 2 sehen wir die Verhältnisse in Form von Sinuskurven dargestellt.



Die Stromkurve I ist die Bezugskurve, an der sich alle anderen Kurven orientieren.  $U_R$  und I sind in Phase;  $U_C$  und I haben  $90^\circ$  oder  $\pi/2$  Phasenunterschied. Die Gesamtspannung U setzt sich aus den beiden Spannungsabfällen  $U_R$  und  $U_C$  zusammen, die sich aber um  $90^\circ$  in der Phase unterscheiden. Die Gesamtspannung muß 220 V sein. In Abb. 3



sehen wir den Strom I und die Gesamtspannung U. Die Phasenverschiebung am Widerstand ist  $0^\circ$ , am Kondensator ist sie  $90^\circ$ . Die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung über den ganzen R-C-Kreis liegt also zwischen  $0^\circ$  und  $90^\circ$ , sie ist kleiner als  $90^\circ$ .

Leider sind die Kurvenschaubilder ziemlich unübersichtlich. Die Vektordarstellung verschafft uns hier mehr Klarheit (Abb. 4). Sie ist wie immer aus den Sinuskurven abgeleitet. Wir lassen großzügig weg, daß die Vektoren mit der Winkelge-

2. Disconnect positive plate and screen voltages from the stage being neutralized and all following stages.
3. Attach the null indicator to the output of the stage. There are many types of null indicators. Either a neon bulb, a flashlight bulb and a loop of wire, or an r.f. probe will do nicely.
4. Turn on power to the equipment.

schwindigkeit  $\omega$  entgegen dem Uhrzeigersinne rotieren. Der Strom  $I$  ist die Bezugsgröße und liegt waagerecht. Der Spannungsabfall  $U_R$  am Wirkwiderstand ist mit  $I$  in Phase und hat deshalb die gleiche Richtung. Der Spannungsabfall  $U_C$  am Kondensator hat  $90^\circ$  Phasenverschiebung ( $I$  eilt  $U$  um  $90^\circ$  voraus), er wird nach

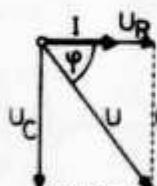


Abb. 4

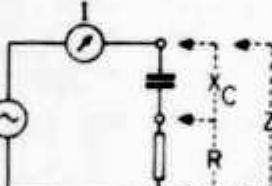


Abb. 5

unten abgetragen. Daher ist die Richtung des Vektors  $U_C$  um  $90^\circ$  von  $U_R$  verschieden. Wir ergänzen  $U_R$  und  $U_C$  zu einem Rechteck. Die Diagonale  $U$  entspricht dann der Gesamtspannung. Zwischen  $I$  und  $U$  liegt der Phasenwinkel  $\varphi$ . Es ist deutlich zu sehen, daß er kleiner als  $90^\circ$  ist.

Mit Hilfe des Satzes von Pythagoras können wir nun die Größe der Vektoren ermitteln und so die elektrischen Größen berechnen. Das rechtsliegende Dreieck  $U$   $U_R$  ( $U_C$ ) ist rechtwinklig.  $U$  ist die Hypotenuse,  $U_R$  und  $U_C$  sind die Katheten. Deshalb ergibt sich:  $U^2 = U_R^2 + U_C^2$  und umgestellt:  $U_C = \sqrt{U^2 - U_R^2}$ , sowie  $U_R = \sqrt{U^2 - U_C^2}$ . Durch Ziehen der Quadratwurzel erhalten wir:

**Wir merken: (102):**

**Serien-R-C-Kreis**

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2}$$

$$U_C = \sqrt{U^2 - U_R^2}$$

$$U_R = \sqrt{U^2 - U_C^2}$$

**Widerstände:** Die Schaltglieder besitzen für den Wechselstrom einen Widerstand (Abb. 5). Der Blindwiderstand des Kondensators ist  $X_C$ , der Wirkwiderstand ist  $R$ . Der Gesamtwiderstand ist  $Z$ . In dem Gesamtwiderstand  $Z$  sind der Wirkwiderstand  $R$  und der Blindwiderstand  $X$  enthalten. Er wird Scheinwiderstand oder Impedanz genannt (latein.: impedire = hindern). Die Wechselstromwiderstände werden mit folgenden Fremdwörtern und Formelbuchstaben bezeichnet.

5. Tune driver plate circuit to resonance.
6. Tune plate tank circuit to maximum indication.
7. Adjust neutralizing capacitor until the null indicator shows minimum.
8. Retune amplifier plate tank to maximum indication.
9. Readjust neutralizing capacitor for minimum indication.

**Wir merken: (103):**

\* Wechselstromwiderstände

Wirkwiderstand = Resistenz  $R$   
(ohmscher Widerstand wie in einem Gleichstromkreis)

Blindwiderstand = Reaktanz  $X$   
(Wechselstromwiderstand allgemein)

Kapazitiver Blindwiderstand = Kapazität  $X_C$   
(Wechselstromwiderstand des Kondensators)

Induktiver Blindwiderstand = Induktanz  $X_L$   
(Wechselstromwiderstand der Spule)

Scheinwiderstand = Impedanz  $Z$   
(Gesamtwiderstand für Wechselstrom)

**Übungsfragen und Aufgaben:**

1. Welche elektrische Größe fließt durch beide Schaltelemente in gleicher Stärke und Phase? 2. Wie groß ist der Phasenwinkel a) im Wirkwiderstand, b) in der Kapazität, c) im ganzen R/C-Glied?
3. Woraus ist die Vektorendarstellung abgeleitet? 4. Wie rotieren die Vektoren, a) Umdrehungssinn, b) Umdrehungstempo?
5. Welche elektrische Größe ist die Grundgröße im Vektordiagramm, nach der sich die anderen Größen orientieren? 6. Ist die Berechnung  $U = U_R + U_C$  richtig?
7. Welcher mathematische Satz erlaubt die Berechnung der Gesamtspannung  $U$ ?
8. Welche elektrischen Größen sind im Vektorschaubild, a) die Hypotenuse, b) die Katheten?
9. Wie heißt der Winkel zwischen den Vektoren  $U$  und  $U_R$ ?
10. Nennen Sie die Fremdwörter und Formelbuchstaben für a) Wirkwiderstand, b) Scheinwiderstand, c) kapazitiven Blindwiderstand, d) induktiven Blindwiderstand!
11. Welchen Widerstand kann man mit einem Gleichstrom-Ohmmeter messen?
12. In einem Serien-R/C-Glied ist  $U_R = 3$  V,  $U_C = 4$  V. Wie groß ist  $U$ ?
13.  $U = 10$  V,  $U_R = 6$  V.  $U_C = ?$
14.  $U = 13$  V,  $U_C = 12$  V.  $U_R = ?$
15. Was heißt: „Die Impedanz der Antenne weist keine Reaktanzen auf“?
16. Die Impedanz einer Kopfhörermuschel hat  $2000 \Omega$ . Welcher Art ist die Reaktanz?
17. Was für eine Reaktanz hat a) eine Siebdrossel, b) ein Elektrolytkondensator? „Das DL-QTC“

10. Repeat steps 8 and 9 until you get no indication of r.f. voltage. The stage is now neutralized.

When the amplifier is properly neutralized, maximum grid current coincides with minimum plate current. Another indication of a properly neutralized amplifier is that maximum r.f. output will be obtained at the plate current dip (minimum plate current). **cq Magazine**

# LA MODULATION CLAMP

R. BEDON FLACK

Beaucoup d'amateurs sont séduits par ce procédé de modulation en raison de sa simplicité, de son bon rendement, et enfin de son efficacité et de sa qualité. Je sais pour en avoir souvent entendu parler sur l'air que beaucoup sont gênés par des difficultés de mise au point qui vont jusqu'à leur faire abandonner ce montage qui les intéresse néanmoins particulièrement. Du fait que tous les émetteurs que j'ai construits sont modulés de cette façon et que je n'ai toujours obtenu que de bons résultats, encore que les problèmes habituels ne m'aient point été épargnés, il m'a semblé que je pourrais rendre service en exposant dans Radio-REF la méthode qui me semble préférable pour établir le schéma d'un modulateur clamp approprié au tube final dont on désire faire varier la tension écran, ainsi que sa mise au point.

J'indiquerai pour finir quelques précautions à prendre pour obtenir de ce montage un fonctionnement parfait.

De manière à être le plus clair possible, je crois qu'il est préférable pour une bonne connaissance du « clamp », de le décomposer, de façon à considérer l'un après l'autre chacun de ses éléments.

## La préamplification

Il s'agit là, à partir de l'énergie fournie par le microphone, de provoquer une variation suffisante de la tension sur la grille du tube clamp. Pour obtenir ce résultat plusieurs solutions pratiques sont possibles, selon le tube clamp qu'il faudra utiliser, et le type de microphone choisi.

Pour le choix du tube clamp lui-même, on devrait pouvoir se contenter de deux tubes tels que EL84 et ECL82.

La préamplification devra donc être capable de faire varier  $V_g$  d'une quinzaine de volts dans le cas du tube EL84, et d'un peu moins en ce qui concerne la pentode ECL82.

**Pour le tube EL84.** On pourra choisir en préamplification un tube 12AU7 (d'autres double-triodes conviendraient tout aussi bien), ce qui donnera le montage de la figure 1.

Je n'indique pas de valeur précise pour R1 et R2. Les variations possibles selon le tube choisi et son état sont trop importantes. Les valeurs seront à déterminer expérimentalement, par exemple avec le montage figure 2.

On cherchera en déplaçant le curseur du potentiomètre la valeur de R1 et R2 pour laquelle  $V_g$  du tube suivant varie comme il le faut (coups de sifflets pas trop forts dans le

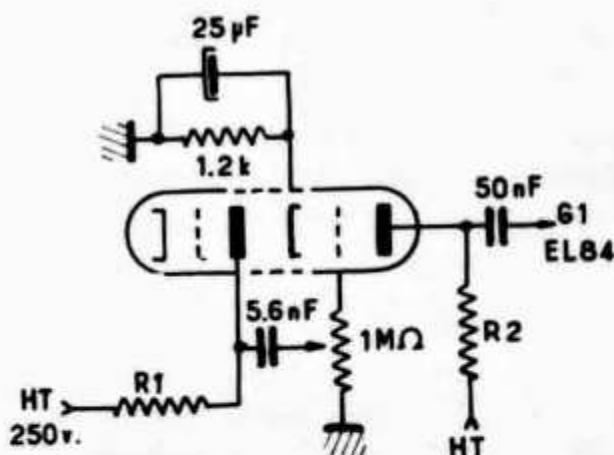


Fig. 1

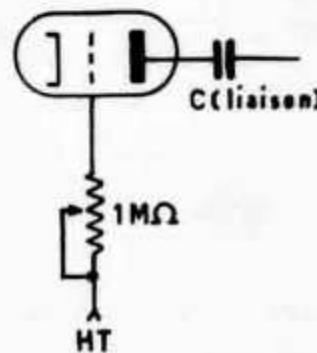


Fig. 2

micro et voltmètre d'au moins 10.000 Ω/V sur la grille du tube suivant). Sur la grille de V2, la variation de tension sera de quelques volts. Il faudra aussi prendre garde à la distorsion qui se produirait pour une valeur trop forte ou trop faible de R1 et R2. Le mieux est de laisser les potentiomètres d'essai en place jusqu'à la fin du montage. On procèdera de la même manière pour obtenir la variation d'une quinzaine de volts nécessaire à la grille du tube clamp.

Si la faible puissance du tube final de votre émetteur vous autorise à n'utiliser qu'une ECL82, vous vous servirez de la partie triode de ce tube en tant que V2 et vous rajouterez un autre étage V1 en utilisant par exemple une pentode; une EF89 vous donnera d'excellents résultats (fig. 3).

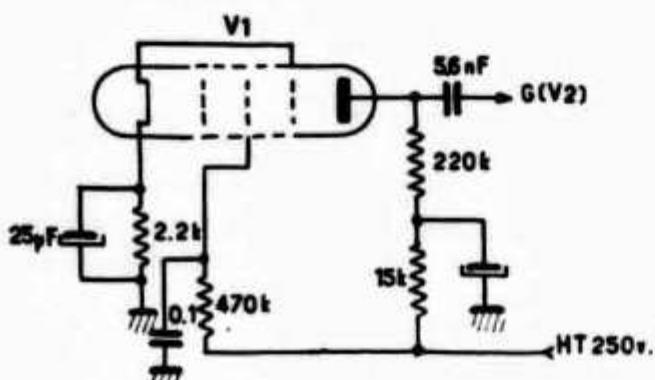


Fig. 3

Je donne ici toutes les valeurs des éléments, car toutes les modifications tentées sur cet étage ne m'ont donné que des résultats moins bons.

La grille de V1 a été laissée jusqu'ici en l'air, car le montage varie en fonction du micro. Nous allons maintenant décrire la façon de compléter cet étage pour y adapter le microphone.

Trois types sont généralement utilisés.

#### Le microphone charbon

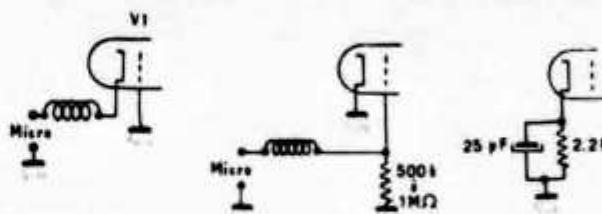
La qualité n'est pas si mauvaise, et l'énergie de la modulation qu'il procure est remarquable; l'essentiel est de bien le choisir, ce qui ne doit pas être une gêne car les fonds de tiroirs et les surplus en regorgent.

La pile et le transformateur constituent un inconvénient certain, c'est pourquoi j'indiquerai ici un moyen de s'en passer, moyen dû à F3GW:

La bobine de choc, qui vous évitera des retours de HF désagréables dans le cas où le micro est monté dans un corps métallique, sera constituée de 50 cm de fil émaillé (8 à 10/10<sup>0</sup> mm) bobiné à spires jointives sur un mandrin de 5 mm de diamètre, isolant de fil coaxial, par exemple.

#### Le microphone cristal

Ce type de micro étant isolant en courant continu, il est nécessaire de monter une résistance de fuite de grille, dont la valeur influe d'ailleurs sur la tonalité :



De gauche à droite : montages pour microphones charbon, cristal et dynamique.

Voilà pour la préamplification. En respectant les précautions indiquées, beaucoup de causes d'insuccès seront éliminées. Il va de soi que tout ce qui précède peut servir à la mise au point d'un modulateur déjà existant et dont le schéma ne correspondrait pas à ceux proposés ici. La plus grande liberté est d'ailleurs possible sur ce point, les schémas donnés dans ce texte n'étant que des exemples. Les procédés de mise au point sont seuls essentiels.

#### Le tube Clamp

Plusieurs remarques sont à faire à son sujet :

La consommation de ce tube devra être bien plus élevée que celle de l'écran du tube final, de façon à ne pas « raboter » les pointes de modulation.

Le tube devra fonctionner dans ses caractéristiques, et surtout avoir une charge appropriée, ce qui évitera quelques causes de distorsion et limitera les chances de « moduler à l'envers ».

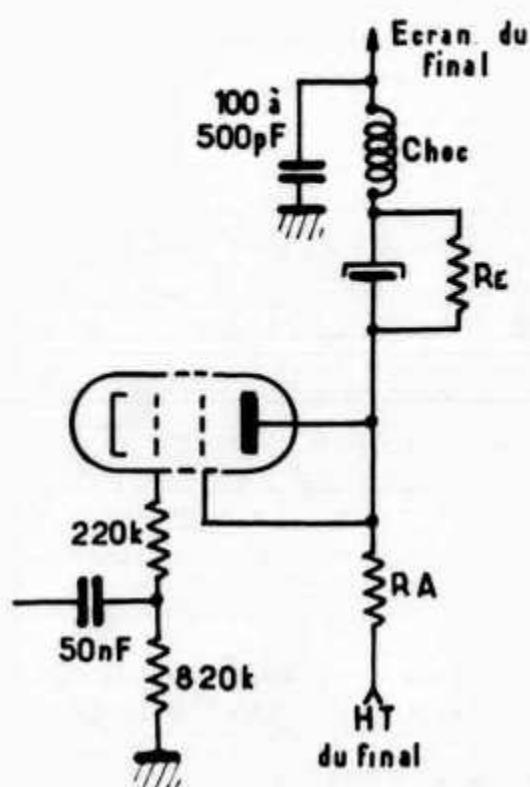
Le tube clamp doit être une triode, mais pour des facilités d'approvisionnement, il est bien préférable d'utiliser une pentode de type courant, montée en triode (lorsque, d'une manière générale, on élaborer un schéma il vaut mieux, dans la mesure du possible, utiliser des tubes courants et faciles à trouver).

Enfin (que F9NL ne m'en veuille pas !) je crois que si l'on n'est pas un câbleur parfait, et qu'on ne dispose pas de composants d'une qualité professionnelle, il vaut mieux ne pas se risquer à placer dans la cathode du tube clamp une polarisation automatique (R + C). J'ai eu récemment entre les mains un émetteur, au fonctionnement par ailleurs remarquable, et qui était équipé de cette polarisation. La modulation était « à l'envers » et affligée d'accrochages. Après des heures de recherches, le seul remède que j'ai pu trouver a été de relier directement la cathode du

tube à la masse. J'ai entendu parler d'autres modulateurs ainsi construits qui présentaient les mêmes défauts. En revanche, je connais deux autres appareils munis de ce perfectionnement qui fonctionne admirablement. Pour ma part, il me semble préférable de l'essayer, de le laisser si tout fonctionne bien, et de l'enlever dans le cas contraire. Voilà tout pour la cathode. Pour le fonctionnement en triode, on reliera l'écran à l'anode.

Le signal sera transmis à la grille par un pont de résistances dont la somme fera environ  $1\text{ M}\Omega$  et dont le rapport sera de  $2/10$ , soit  $220\text{ k}\Omega$  vers la grille et  $820\text{ k}\Omega$  vers la masse.

En ce qui concerne l'anode, l'explication sera beaucoup plus longue. Le montage sera en gros ceci :



On commencera par déterminer  $\text{RA}$ , résistance de charge du tube clamp. On lit sur les catalogues :

EL84 RA : 5.000 ohms

EL82 RA : 7.000 ohms

On choisira donc une résistance d'une valeur voisine, plutôt un peu plus forte que plus faible, et on prendra la précaution d'en prendre une à forte dissipation, vitrifiée si possible, de 10 W environ.

Cette résistance reliera l'anode du tube clamp à la HT appliquée à l'étage final.

Ensuite, et c'est beaucoup plus délicat, il va s'agir de déterminer la valeur de  $\text{RE}$ . Cette résistance fixe la tension appliquée au repos, c'est-à-dire en l'absence de modulation sur l'écran du final. Il semble qu'une valeur raisonnable pour cette tension soit d'environ 80 V. (à ce sujet il est important de ne jamais dépasser en pointe de modulation la tension écran maximale indiquée par le constructeur (200 V en général), sous peine de destruction rapide du tube. On choisit donc  $\text{RE}$ , de forte dissipation également, de manière à obtenir ces 80 V. L'article étant très général, il n'est pas possible de donner une valeur. Disons que pour éviter des accidents coûteux, on pourrait commencer par  $50\text{ k}\Omega$  et descendre ensuite.

Cette résistance étant déterminée, on la shunte par un condensateur de quelques microfards (1 à 5, pas plus), destiné à transmettre la composante alternative constituant la modulation.

Pour finir, il est nécessaire de placer une bobine de choc dans la liaison anode du tube clamp — écran du final, pour bloquer la HF qui viendrait perturber la modulation. Cette bobine sera déconnectée par une petite capacité de 500 pF maximum. Ces éléments devront être soudés au ras du support et le fil du condensateur qui sera relié à la masse ne mesurera pas plus d'un cm.

Voilà tout pour le schéma de principe. J'ajouterais qu'il est possible aussi comme le font d'assez nombreux OM de s'inspirer d'un schéma d'ampli BF (tourne-disque par exemple) et de modifier le montage du tube final, pour en faire un étage clamp. Ce procédé est également excellent mais attention, un micro cristal fournit moins d'énergie qu'une cellule de lecture !

#### Précautions à prendre

Pour un bon fonctionnement de l'ensemble, c'est-à-dire pour une modulation de qualité, exempte d'accrochage et de distorsion, on construira le montage en prenant les précautions qui suivent :

**Blindage.** Une plaque de blindage placée sous le châssis devra séparer efficacement les étages HF des étages BF. Au-dessus du châssis, les tubes seront blindés (à ce sujet, comme un blindage noval ne permettrait pas aux tubes ECL82 et EL84 d'évacuer leur chaleur, on pourra utiliser un blindage de tube de 4 cm de diamètre environ comme il s'en

trouve dans les vieux BCL (on le sciera pour éviter une trop grande hauteur). Les fils allant à la prise micro seront blindés.

### Connexions

Le mieux est de les faire les plus courtes possible, comme en HF en évitant tout enchevêtrement des composants d'un étage dans ceux d'un autre. Tout devra être nettement séparé, et les tubes placés en ligne, de façon à ce que l'entrée du modulateur ne soit pas couplée à sa sortie. L'importance des soudures est capitale. Le moindre « collage » ne manquera pas de susciter des difficultés. On prendra garde en particulier aux masses : la soudure ne doit pas rester en boule, mais s'étaler sur la tôle, sous l'effet de la chaleur du fer.

Le support du tube clamp devra être obligatoirement en stéatite. On a déjà vu beaucoup de tube EL84 brûler la bakélite, ce qui provoque ensuite des amorçages. Pour les autres tubes, il est souhaitable, mais non indispensable qu'il en soit de même.

Je ne crois pas qu'en dehors de tout cela il puisse rester beaucoup de causes d'insuccès. Pour contrôler la qualité du signal BF à la sortie du modulateur, une bonne solution consiste à remplacer la résistance de charge du tube clamp par un transistor de sortie d'impédance convenable et de monter un haut-parleur.

Les tubes clamp préconisés pourront être utilisés dans les cas suivants :

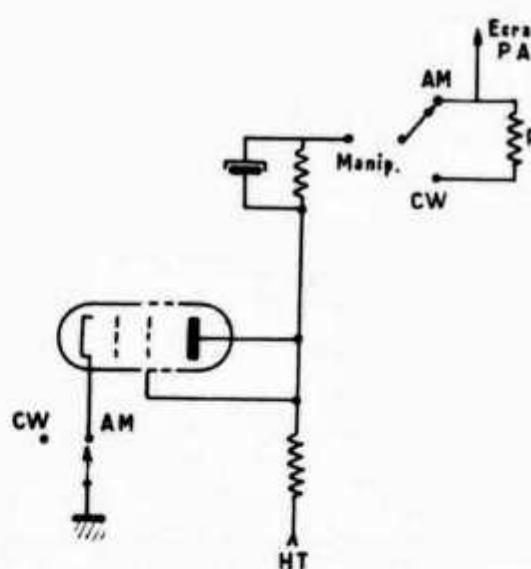
Un tube EL84 modulera sans peine une 829B, QQE06/40, 03/20, 04/20 et un tube ECL82 pourra servir dans le cas de QQE03/20, 04/20, 03/12.

Quand le montage sera terminé, il faudra veiller à ne pas trop moduler. Si vous n'avez pas d'oscilloscope, le mieux est de demander l'avis d'un correspondant, situé à une cinquantaine de kilomètres, qui vous renseignera sur la qualité de votre modulation. Un QSO local, à cause de la trop grande force des signaux, ne pourra pas vous être d'une grande utilité pour contrôler les variations de la portée.

### Télégraphie

Ce modulateur permet de passer facilement en télégraphie par coupure de l'écran de l'étage final, moyennant quelques précautions dont ce tube vous sera reconnaissant.

On commence par débrancher la cathode du tube clamp de la masse. Comme ce tube n'aura plus aucune consommation, la tension sur l'écran atteindra la valeur qu'elle aurait eu en pointe de modulation. Mais cette tension risque d'être trop élevée et les coupures brutes dues au manipulateur risquent de provoquer des amorçages dans le tube final. On réduira donc la tension écran en CW, de la façon suivante :



On choisira R, de forte dissipation, de manière à ramener la tension écran du final à un maximum de 150 V. Attention aux fils des commutateurs, qui ne devront pas passer n'importe où ; il va de soi que le manipulateur sera soigneusement isolé. Un modèle muni d'un capot est, je crois, le meilleur.

### Conclusion

Ainsi construit, ce modulateur peu encombrant, simple et d'un bon rendement vous rendra de grands services.

J'espère que ces quelques indications pourront aider ceux qui se battent avec un montage clamp rebelle et je reste à leur disposition pour le cas où des problèmes subsisteraient encore.

Radio - REF



JX-land, the bleak isle of Jan Mayen at 71°N-8°W, is your QTH of the Month. This is Olonkin city, outpost home of a continuing succession of Norwegian amateurs engaged in scientific work. This year old-timer JXs 1OM 3DH 3XK 4EJ and 5CI conducted a ham course among the transient base populace of 36, turning out new JXs 3NM 4XM 4YM 4ZM 5CM 5HM and others to help assuage DX appetites world wide. (Photo via JX3DH)

# Modern Filter Design

(Continued from OLD MAN 8.—1971)

tabular values of  $C$  by  $1/Rf_{co}$  and  $L$  by  $R/f_{co}$  as shown below:

$$\begin{aligned}C_1' &= C_1(1/Rf_{co}) \\&= (238 \times 10^{-3})(.2045)10^{-6} \\&= .0487 \mu\text{f.} \\C_3' &= C_3(1/Rf_{co}) \\&= (299 \times 10^{-3})(.2045)10^{-6} \\&= .0612 \mu\text{f.} \\C_5' &= C_5(1/Rf_{co}) \\&= (177.3 \times 10^{-3})(.2045)10^{-6} \\&= .0363 \mu\text{f.} \\C_2' &= C_2(1/Rf_{co}) \\&= (44.4 \times 10^{-3})(.2045)10^{-6} \\&= .00908 \mu\text{f.} \\C_4' &= C_4(1/Rf_{co}) \\&= (133.7 \times 10^{-3})(.2045)10^{-6} \\&= .0273 \mu\text{f.} \\L_2' &= L_2(R/f_{co}) \\&= (161.7 \times 10^{-3})(.543) \\&= 87.8 \text{ mh.} \\L_4' &= L_4(R/f_{co}) \\&= (110.8 \times 10^{-3})(.543) \\&= 60.1 \text{ mh.}\end{aligned}$$

These calculations, which are conveniently performed with a ten-inch slide rule, complete the design of the desired filter. The schematic and measured attenuation response are presented in Table I and Fig. 2 found on pages 15 and 16 of the July 1966 issue of *QST*.<sup>2</sup>

## Calculation Example No. 2

The second design example given is for the reader who desires additional practice in calculating the frequency parameters and component values of a filter. The filter to be calculated is the three-sectional elliptic-function filter depicted on page 17 of the January 1966 issue of *QST*.<sup>1</sup> The design parameters of this filter are:  $f_{co} = 30$  MHz., termination resistances = 50 ohms, v.s.w.r. = 1.11, and  $A_s = 51.5$  db. If the calculation procedures of the first example are followed, the reader should have little difficulty in duplicating the attenuation peak frequencies and the component values of the three-section filter. Of course, the data of Table 2-5 for  $A_s = 51.5$  should be used in the calculations.

## Realization of the Filter Design

The design of filters has been greatly simplified by the use of modern filter design techniques; however, the problem of "realization" of the filter, that is, the satisfactory construction of the filter, still remains. It should be emphasized that all the elliptic-function filter catalog data is

based on the use of lossless components and purely resistive filter terminations. Therefore, components of the highest possible  $Q$  should be used and precautions taken to assure that the filter is properly terminated. Also, the tolerance of the components used to form the filter resonant circuits should preferably be within  $\pm 3\%$ .

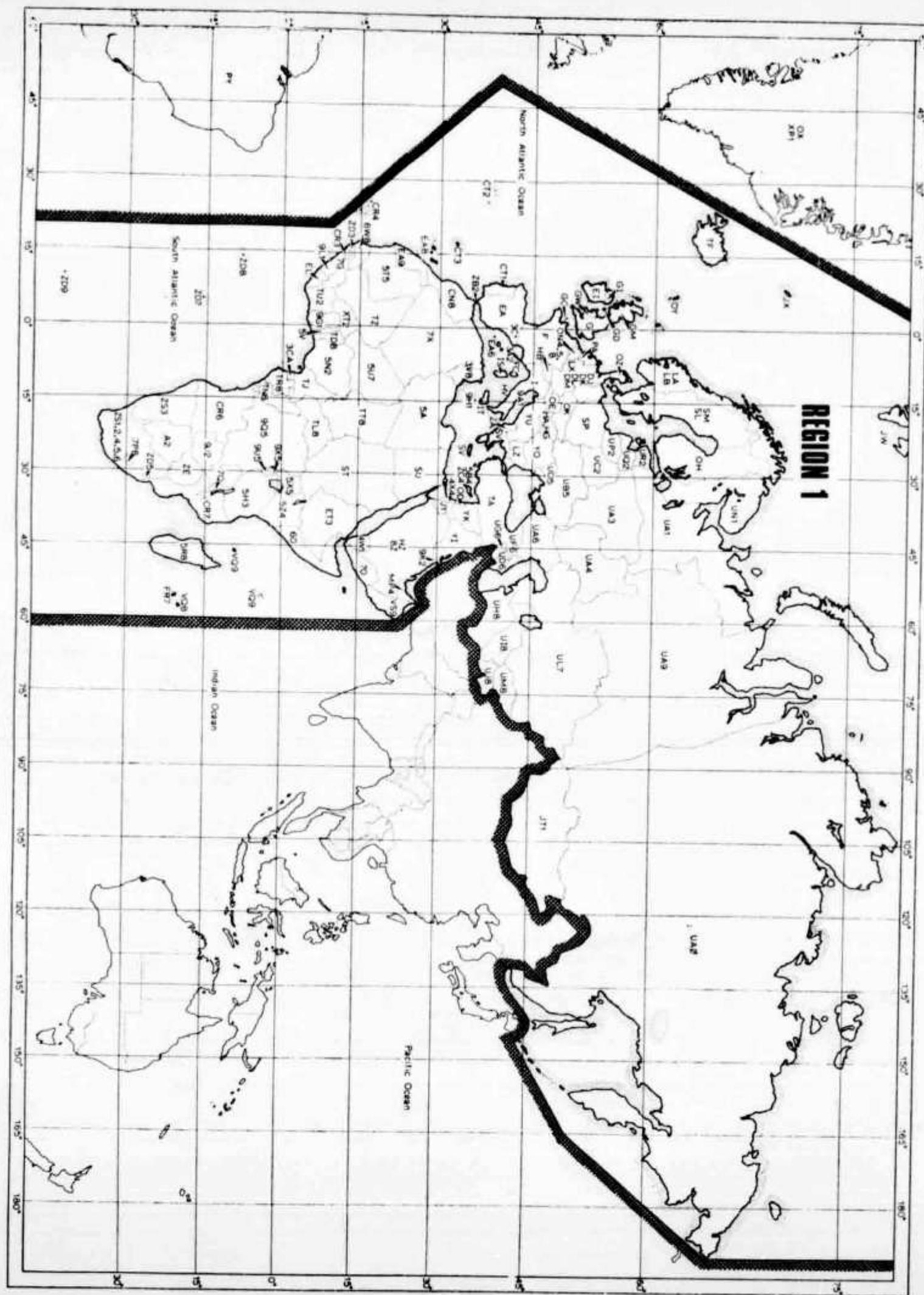
The 44- and 88-mh. surplus toroidal inductors are inexpensive and satisfactory for use in filters covering the one- to forty-kilohertz frequency range. (Note that due to an increase in price, the inductors now cost five/\$2.00 postpaid from Buchanan on the West Coast and Van W2DLT on the East Coast.<sup>5</sup>) Hand-wound toroidal core inductors<sup>6</sup> and hand-wound solenoid-type inductors are usually satisfactory for the low-to-medium and medium-to-high r.f. ranges, respectively. For the capacitance ranges of zero to 1000 pf., 1000 pf. to 0.01  $\mu\text{f.}$ , and above 0.01  $\mu\text{f.}$ , the ceramic NP0 (TCZ), polystyrene, and mylar\* types, respectively, are recommended, although certain limitations of the capacitor types must be respected.

When a filter is used in the transmission line of an r.f. power amplifier, both the source and load should be adjusted to provide the proper resistive terminations to the filter if optimum performance is to be obtained from the filter. For audio filters, which usually are not required to transmit power, the proper resistive terminations of the audio filter are conveniently assured by using resistive pads of 3 to 6 db. between the filter and source or load if there is some doubt as to the exact nature of the termination impedance. The signal losses incurred by the resistive padding can usually be easily compensated by increasing the voltage output of the device driving the filter.

In the event a three-section r.f. filter is going to be constructed from a normalized design taken from the catalog and the builder would like some assurance that the catalog data is not in error, it is suggested that the filter be scaled to a cutoff frequency and termination resistance of 3 kHz. and 500 ohms, respectively, instead of the customary 30 MHz. and 50 ohms. After quickly constructing the audio "checkout" filter (breadboard construction is quite satisfactory in this case), its response can be easily measured using inexpensive audio frequency test equipment such as a Heathkit audio oscillator and a.c. VTVM. If the catalog tabular data is correct and some care is taken to obtain close-tolerance filter components, the measured attenuation response of the audio checkout filter should very closely match the expected attenuation response curve. The more difficult construction of the desired r.f. filter may then proceed with the assurance that the correctness of the catalog tabular data has been verified.

W3NQN

IARU REGION 1



# Adressen und Treffpunkte der Sektionen

## Adresses et réunions des Sections

### Aargau

Hansruedi Weber (HB9AJK), Bannhaldenweg 15,  
5600 Lenzburg

Jeden 1. Freitag des Monats um 20.00 im Rest.

Aarhof, Wildegg

Sked: jeden Montag, 20.15, auf 145,2 MHz

### Associazione Radioamatori Ticinesi (ART)

Rolando Covelle (HB9JE) via ai monti 6500 Bellinzona.

Ritrovi: Gruppo Bellinzona, tutti i sabati 13.10, Grotto Torcett. Locarno, ogni giovedì 20.30 Rist. Oldrati au Lac. Lugano, ogni mercoledì, 20.30, Rist. Tivoli, Breganzone. Mendrisio e Chiasso, ogni mercoledì, 20.00, locale del gruppo, Tremona

### Basel

René Hueter, Neuwillerstrasse 5,  
4153 Reinach BL.

Restaurant Helm, jeden Freitag um 20.30. Monitorfrequenzen: 29,6 MHz und 145,6 MHz  
(vertikal polarisiert)

### Bern

Paul Badertscher (HB9ACR), Neubrückstrasse 92,  
3012 Bern

Restaurant Schanzenegg, letzter Donnerstag des Monats 20.30

Rest. zum untern Juker, übrige Donnerstage 20.00

### Biel-Bienne

Ernst Klein (HB9AMK), Bielstrasse 40, 2560 Nidau  
Rest. Rebstock, Neumarktstrasse 46, Biel.

Jeden 2. Dienstag des Monats um 20.00

### Fribourg

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

### Genève

R. Ganty (HB9ASA), 23, Ave. Ste. Cécile,  
1217 Meyrin.

Centre Marignac, 28 av. Eugène Lance, Grand Lancy (autobus no 4) chaque jeudi dès 1830.

### Jura

Roland Corfu (HB 9 IB), 41 rue du Temple,  
2800 Delémont BE

Réunions mensuelles selon convocations personnelles

### Lausanne

J.-C. Jaccard (HB9UG), Av. Vallonnette 24,  
1012 Lausanne

Buffet CFF, Lausanne, chaque vendredi à 20.30

### Luzern

Peter Braun (HB 9 AAZ), Grosswangerstrasse,  
6218 Ettiswil LU

Restaurant Rebstock (Hofkirche), 3. Samstag des Monats um 20.00

### Radio Club Ticino (RCT)

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

### Rheintal

Jak. Schaub (HB9AHY), Schläppliweg 10, Räfis SG.  
Hotel Stadthof Chur, 4. Donnerstag des Monats 20.00. Hotel City Buchs, 2. Freitag des Monats 20.00. Sked: jeden Montag 21.00 auf 145,6 MHz.

### Seetal

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

### St. Gallen

Walter Rohrer (HB9UQ), Viktor-Hardung-Strasse 41, 9011 St. Gallen  
Hotel Montana, Rosenbergstrasse 55, 2. und letzter Mittwoch des Monats.

### Solothurn

Ernst Schneider (HB9ABT), Ursprungstrasse 36, 4912 Aarwangen  
Restaurant St. Stephan, jeden Mittwoch.  
Offizieller Stamm, letzter Mittwoch des Monats.

### Thun

Walter Kratzer (HB9FP), Obere Hauptgasse 10, 3600 Thun  
Restaurant Zollhaus, Allmendstrasse 190, Lichtenfeld. 2. Donnerstag des Monats 20.00.

### Valais

Georges Marcoz (HB9AIF), 1961 Aproz, Réunion selon convocation personnelle.

### Winterthur

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

### Zug

Armin Donauer (HE9GCH), Euw, 6314 Unterägeri ZG  
1. Donnerstag d. M., 20.00 Rest. Löwen am See

### Zürich

Aldo Bernasconi (HE9EZA), Dorfstrasse 51, 8800 Thalwil  
Clublokal «Freizeitanlage Pro Juventute», Bachwiesenstrasse 40, Zürich 9, jeden Dienstag ab 20.00. Monatsversammlung am 1. Dienstag des Monats. Rundspruch jeden Mittwoch um 21.00 auf 144,5 MHz.

### Zürichsee

Ulrich Hofer (HB9ALQ), Rankstrasse 39, 8703 Erlenbach  
Hotel Sonne, Küsnacht ZH, jeden 2. Freitag des Monats um 20.00

## **ABENDSCHULE für AMATEURE und SCHIFFSFUNKER**

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

**Suche:** Transceiver SB 101, HW 100, TS 510, o. ä.  
**Verkaufe günstig:** RX JC 700-R, 80—10 m, AM, SSB, CW, Ufb Zustand. HB9ASC, Chr. Hunziker, Sunneblick, 8714 Feldbach, Telefon 055 5 10 05.

**Zu verkaufen:** 1 TX Sommerkamp, FL-100 B, 1 RX Collins 75-S-1, 1 RX Home Made-Doppelsuper,

1 UKW Stereo Tuner mit Decoder. Preis nach Anfrage. Hansruedi Weber, HB9AMA, Oberdorfstr. 11, 8808 Pfäffikon, Telefon 055 55 6 14.

**A vendre:** Transceiver Aviation Sun-Air 360 135-117, Condensateurs Hammorlund Emission TC1 OOB - TC35OC - TO45OB - Switching Choke. 1 Radio Compas Lear 190-1725, 1 HF Wilcox 704R, 1 dictaphone Envoy 578. **Je cherche:** 1 Transceiver pour utilisation bande 28—30 MHz, état indifférent, évent. échange. S'adresser à: HB9RB, J. Jacot-Guillarmod, Rugin 21, 2034 Peseux, Téléphone 038 31 20 23.

**Zu verkaufen:** 1 neuwertiger RX IC-700R Fr. 600.— 1 RX Hallicrafters SX42 Fr. 120.— M. Kellenberger, Schlieren, Telefon 051 79 96 97.

**A vendre:** Platine TX 144 Sefrac NT7B, 10 W pep (neuf sans xtal) et Rack 30×13×20 et Démultiplication Jackson. J-L Zimmermann, HB9MAS, 7 rue Barthelemy-Menn, 1205 Genève.

## **HAM-KLINIK HB9ADP ex 5A1 TY**

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den  
**SSB-Spezialisten**

**Erik Seidl, Unterwilrain 52, 6014 Littau**  
Telefon 041 23 99 83, Abends ab 19.00 Uhr

## **Antennen**

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

Verlangen Sie unseren Amateur-Katalog mit Preisliste

**W. Wicker-Bürkl**

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

**TRIO**

**Heinz Mattmüller**

HB9AOD

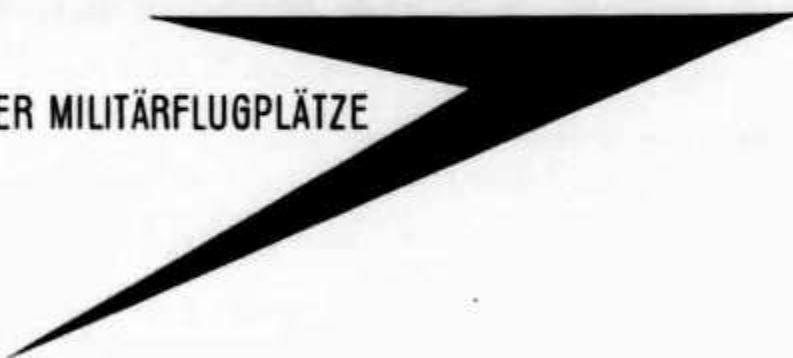
Baselstrasse 118 4132 Muttenz  
Telefon 061 42 68 30

**OM's**

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

**AMF**

ABTEILUNG DER MILITÄRFLUGPLÄTZE



Wir suchen

**EM**

**FEAM**

und

**Radioelektriker**

für die Ausführung von Reparaturen, Revisionen, Kontrollen und Messungen an Funkgeräten, Bordverstärkeranlagen, Navigationsanlagen und Richtstrahlanlagen. Für die Erledigung dieser Aufgaben stehen Ihnen modernste Geräte und Einrichtungen zur Verfügung.

Wir freuen uns, Ihnen unseren Betrieb einmal ganz unverbindlich zeigen zu dürfen. Ein Telefonanruf schafft den nötigen Kontakt.

**Abteilung der Militärflugplätze 8600 Dübendorf**

Telefon 01 85 63 11 und 01 85 65 81

### **Vorbereitungskurs für die Lizenzprüfung**

Aufgrund der grossen Nachfrage in den letzten beiden Jahren führen die Sektionen Zürich und Zürichsee auch diesen Winter wieder einen Vorbereitungskurs für die Lizenzprüfung durch.

Kursbeginn: Mitte November. Dauer: 26 Lektionen à 2 Stunden. Kosten: Für Morsen und Technik je Fr. 100.—. Kursabende Morsen: Montag, Technik: Donnerstag. Kursort Zürich.

Interessenten erhalten nähere Auskünfte bei:

**USKA Sektion Zürichsee, U. Hofer, Rankstrasse 39, 8703 Erlenbach**

# SONDERANGEBOT

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

## AUSZUG AUS UNSEREM SONDERANGEBOT 1971

### Bausätze (Kits) mit genauem Schaltschema und Einzelstückliste

**Nettopreise Fr. (ohne Wust)**

<b>Bausatz Nr. 3</b>	<b>Eisenloser NF-Leistungsverstärker 10 W 9 Halbleiter</b>	<b>33.—</b>
	Der Verstärker hat hohe Wiedergabegüte und geringen Klirrfaktor.	
	Betriebsspannung 30 V	Ausgangsleistung 10 W
	Lautsprecher-Anschluss 5 Ohm	Eingangsspannung 63 mV
	<b>Druckschaltung gebohrt</b>	Dim. 105 × 163 mm
	<b>2 Kühlflächen für Leistungstransistoren für Bausatz Nr. 3</b>	6.75
		5.50
<b>Bausatz Nr. 6</b>	<b>Klangregel-Teil mit Lautstärkeregler für Bausatz Nr. 3</b>	<b>14.50</b>
	<b>3 Transistoren</b>	
	Betriebsspannung 9-12 V	Eingangsspannung 50 mV
	Frequenzbereich bei 100 Hz:	+ 9 dB bis -12 dB
	Frequenzbereich bei 10 kHz:	+ 10 dB bis -15 dB
	<b>Druckschaltung gebohrt</b>	Dim. 60 × 110 mm
		3.50
<b>Bausatz Nr. 7</b>	<b>Eisenloser NF-Leistungsverstärker</b>	<b>43.—</b>
	<b>6 Halbleiter 20 W</b>	
	Betriebsspannung 30 V	Ausgangsleistung 20 W
	Lautsprecher-Anschluss 4 Ohm	Eingangsspannung 20 mV
	<b>Druckschaltung gebohrt</b>	Dim. 115 × 180 mm
		8.—
<b>Bausatz Nr. 8</b>	<b>Klangregel-Teil für BAUSATZ 7</b>	<b>14.50</b>
	Betriebsspannung	27—29 V
	Frequenzbereich b. 100 Hz	+ 9dB bis -12dB
	Frequenzbereich b. 10 kHz	+ 10dB bis -15dB
	Eingangsspannung	15 mV
	<b>Druck-Schaltung, gebohrt</b>	60 × 110 mm
		3.50
<b>Bausatz Nr. 12A</b>	<b>Stabilisiertes Netzteil 30 V max. 700 mA</b>	<b>26.50</b>
	<b>Preis für Trafo</b>	<b>19.—</b>
	Das stabilisierte Netzteil passt zu Bausatz Nr. 3 und allen anderen Geräten mit einer Betriebsspannung von 30 V und einem Betriebsstrom von max. 700 mA. Der Wechselspannungsanschluss ist 110 oder 220 V.	
	<b>Druckschaltung gebohrt</b>	Dim. 110 × 115 mm
		5.50
<b>Bausatz Nr. 13A</b>	<b>Netzteil 30 V max. 1,5 A</b>	<b>26.50</b>
	<b>Preis für Trafo</b>	<b>23.50</b>
	Das Netzteil passt zu Bausatz Nr. 7 und zu <u>zwei</u> Bausätzen 3, also für Stereo-Betrieb. Der Wechselspannungsanschluss ist 110 oder 220 V.	
	<b>Druckschaltung gebohrt</b>	Dim. 110 × 115 mm
		5.50
<b>Bausatz Nr. 14</b>	<b>Mischpult mit 4 Eingängen</b>	<b>19.50</b>
	An diesem Mischpult können 4 Tonquellen gemischt werden, z. B. 2 Mikrofone und 2 Gitarren, oder 1 Plattenspieler, 1 Rundfunktuner und 2 Mikrofone. Die einzelnen Tonquellen lassen sich durch die am Eingang liegenden Potentiometer genau einstellen. Der Verstärker arbeitet zweistufig.	
	Betriebsspannung 9 V, Eingangsspannung ca. 2 mV, Betriebsstrom max. 3 mA, Ausgangsspannung ca. 100 mV, <b>Druck-Schaltung, gebohrt</b> 50 × 120mm	4.25
<b>Bausatz Nr. 15</b>	<b>Regelbares Netzgerät</b>	<b>31.—</b>
	Der Bausatz lässt sich stufenlos regeln und arbeitet mit 4 Silizium-Transistoren. Der Wechselspannungsanschluss am Trafo beträgt 110 V oder 220 V.	
	Regelbereich	6—30 V
	max. Belastung	1 A
	<b>Preis für Trafo:</b>	<b>23.50</b>
	<b>Druck-Schaltung, gebohrt</b>	110 × 120 mm
		6.—

**TRANSISTOREN- UND DIODEN-SORTIMENT****Bestell-Nr. TRAD 5**

20 Stück Silizium- und Germanium- PNP- und NPN-Transistoren

10 Stück Silizium- und Germanium-Dioden

**30 Stück Halbleiter**

Diese Halbleiter sind ungestempelt und entsprechend gekennzeichnet

**NEU****Insgesamt 4.25****TRANSISTOREN-SORTIMENTE****Bestell-Nr.**

TRA 2	40 Stück Germanium-Transistoren, ähnlich AC 176	7.25
TRA 7 B	5 Stück Germanium-Leistungs-Transistoren, ähnlich AD 162	4.—
TRA 27	10 Stück Silizium-Transistoren BC 157	5.—
TRA 31	10 Stück Germanium-Leistungs-Transistoren, ähnlich TF 78/15 2 W	5.—
TRA 32	5 Stück Germanium-Leistungs-Transistoren, ähnlich AD 161	4.—
TRA 33	10 Stück Silizium-HF-Transistoren BF 194 R	5.50
TRA 35	10 Stück Silizium-PNP-Transistoren BC 158	5.—
TRA 36	5 Stück Germanium-Leistungs-Transistoren AD 130	7.25
TRA 38	100 Stück Germanium-Transistoren, ähnlich AC 121, AC 126	16.50
TRA 39	100 Stück Germanium-Transistoren, ähnlich AC 175, AC 176	17.75

**THYRISTOREN- und TRIAC-SORTIMENTE****Bestell-Nr.**

TH -20	10 Stück Thyristoren 1 A 20—400 V	9.50
TRI-20	5 Stück Triac 3 A 20—200 V	12.50

**ZENERDIODEN-SORTIMENTE****Bestell-Nr.**

ZE 13	10 Stück verschiedene Werte	10 W	9.—
ZE 15	10 Stück verschiedene Werte	250 mW—10 W	13.—

**ELEKTROLYT-KONDENSATOREN-SORTIMENT****Bestell-Nr.**

ELKO 11	10 Stück HV-Elkos, Roll- und Alu-Becher sortiert	11.—
---------	--	------

**Bausatz Nr. 16 Netzspannungsregler**

Der Bausatz arbeitet mit zwei antiparalle geschalteten Thyristoren und eignet sich gut zum stufenlosen Regeln von Glühlampen, Handbohrmaschinen u. a.

Anschlussspannung	220 V	25.—
max. Belastung	1300 W	
Druck-Schaltung, gebohrt	65 × 115 mm	4.80

**Funkentörsatz für Bausatz Nr. 16**

Der Entstörsatz wird mit einem Einbauschema geliefert und besteht aus einer Drossel und einem Kondensator.

**Verlangen Sie bitte unsere neue Preisliste 1971 und das vollständige Sonderangebot 1971 kostenlos**

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

**EUGEN QUECK****8810 HORGEN Tel. 051 821971**

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

# Sorgen mit der Lizenzprüfung?

Begreiflich, denn sicher haben Sie auch schon erfahren, dass es kaum vollständige deutsche Literatur zu vernünftigem Preis gibt. Ein Kurs kommt aus zeitlichen Gründen nicht in Frage.

Wir haben nun aber gute Nachricht für Sie.

Die Unterlagen des technischen Vorbereitungskurses sind nun endlich in Buchform erschienen. 240 Seiten stark. Ausführlich und doch klar verständlich.

Für Newcomer und Oldtimer, die ein Grundproblem zu lösen haben. Preis: Fr. 36.— (inkl. Porto und Verpackung) Vorauszahlung auf Postcheck 80 - 66969 (Jakob Rub, Elektrotechniker, 8633 Wolfhausen).

## USKA Sektion Zürichsee



**Antennen für Kurzwellenfunk**

Alle Typen ab Lager Basel sofort lieferbar

Generalvertretung für Schweiz und Liechtenstein  
Electronic und Feinwerktechnik

**KG Leuenberger & Co CH-4000 Basel**

Telefon 061 22 19 59 HE9HQD Eulerstrasse 77

**neu**

Yagi-Antennen  
für 2-m- und  
70-cm

**Wenn Sie Ihre Lokal-Verbindungen**

**und Sektions-QSOs auf 40 m abwickeln,**

**tragen Sie damit zur Erhaltung der Bänder bei!**



The World's Largest Selection  
Of Amateur Radio Equipment

# NEU



**HW-101** Nachfolger des HW-100, mit wesentlichen Verbesserungen

- 80, 40, 20, 15 und 10 m-Band
- Input 180W PEP SSB, 170W CW
- robuste Endstufe mit 2×6146
- Empfindlichkeit unter 0,35"V für 10 dB SN/N
- stabiler, transistorierter VFO mit FET
- HW-101 Bausatz Fr. 1590.—

Aus unserem Sonderangebot:

HD-15	Phone-Patch	125.—	—.—	
HG-10B	VFO Steuersender zu DX-60B	195.—	—.—	
HW-100	SSB/CW-KW-Amateur-Transc.	—.—	1500.—	
HWA-17-1	Mobil-Spannungswandler zu HW-17	125.—	—.—	
SB-500	2 m-Transverter	850.—	980.—	
SB-640	Externer LMO	460.—	460.—	Die Preise verstehen sich rein netto.
SBA-1C0-1	Mobilhalterung zu SB-101	50.—	—.—	Beschränkter Vorrat.
SBA-300-2	400 Hz CW-Filter zu SB-300	—.—	80.—	Bestellen Sie daher
SBA-310-1	2,4 kHz SSB-Filter	—.—	95.—	noch heute!
SBA-310-2	2,1 kHz SSB-Filter	—.—	165.—	

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

**Schlumberger**

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

AZ 3652 Hilterfingen



## NOVOTEST

20 000  $\Omega$  / VDC – 4 000  $\Omega$  / VAC

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

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

8 Bereiche	100 mV ... 1000 V-DC
7 Bereiche	1,5 V ... 2500 V-AC
6 Bereiche	50 $\mu$ A ... 5 A-DC
4 Bereiche	250 $\mu$ A ... 5 A-AC
6 Bereiche	0 $\Omega$ ... 100 M $\Omega$

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



ab Lager lieferbar Fr. 98.—

Fr. 110.—

## COLLINS

- 32S—3 Kurzwellen-Sender für SSB- und CW-Betrieb. Frequenzbereich 3,4 ... 5 MHz und 6,5 ... 30 MHz in 14 200-kHz-Bändern. 1 mechanisches Filter mit 2,1 kHz Bandbreite. 100 Watt Ausgangsspitzenleistung.
- 75S—3B Kurzwellen-Empfänger für AM, SSB, CW und RTTY. Frequenzbereich wie Sender. 100 kHz Eichquarz und mechanisches Filter für SSB-Empfang. Netzanschluss: 115-230 V / 50-400 Hz.
- KWM-2 Kurzwellen-Sende-Empfänger für mobilen oder stationären Betrieb. Frequenzbereich und Betriebsarten wie obenstehend. 1 mechanisches Filter 2,1 kHz. Ausgangsleistung: 100 Watt.
- 51S-1 Kurzwellen-Empfänger mit durchgehendem Frequenzbereich 200 kHz ... 30 MHz für SSB-, CW, RTTY- und AM-Betrieb. Mechanische Filter für SSB, Quarzfilter für CW. Netzanschluss: 115 V oder 230 V, 50—60 Hz.

Ausführliche Unterlagen  
durch die Generalvertretung:

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