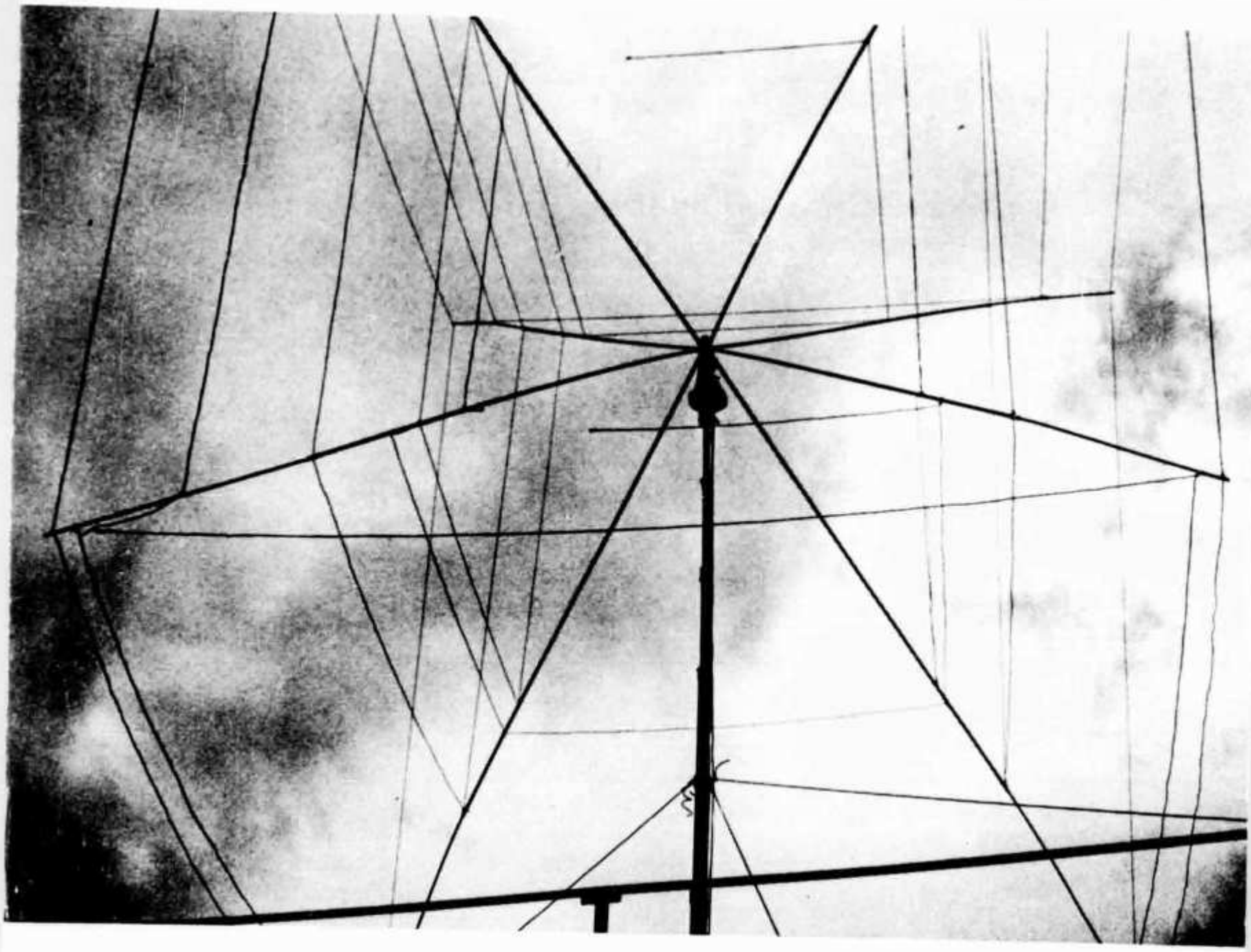
OLD MAN



5

1972

Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

DRAKE 4-LINE

Neue Preise nach Abwertung:

DIGITAL RECEIVER DSR-1 mit Digital Synthesizer auf 100 Hz ablesbar, Bereich 10 kHz—30 mHz. Volltransistorisiert. Höchste Leistung. RICHTPREIS Fr. 9900.—

RECEIVER R-4-B: Das Spitzengerät für den DXer. Teilweise Integrated Circuits, FET, und weitere Verbesserungen. Inkl. Quarze für 80 / 40 / 20 / 15 + 28,5-29 Mc + 10 zusätzliche Quarzsockel für je 500 kHz Bereiche (160-m-Band, WWV, BC, Ships etc.) 4 Trennschärfe-Stufen, 0,4-1,2-2,4-4,8 kHz. **Passbandtuning!** Rejection Notch. Eingebauter Calibrator 100 und 25 kHz. Noise-Blanker — Hervorragend kreuzmodulationsfest — 1-kHz-Skala-Genauigkeit
Doppel-Super: 5645 kHz + 50 kHz AMATEUR NET Fr. 2390.—

TRANSMITTER T-4-XB: 200 Watt PEP auf USB/LSB und CW, Controlled CarrierMod. für AM. Quarze für alle Amateurbänder 80 / 40 / 20 / 15 m + 28,5-29 Mc plus 4 weitere 500-kHz-Bereiche mit Zusatzquarzen — Umschalter für Transceiver mit DRAKE R-4-A und R-4-B. Alle Kabel mitgeliefert. Sidetone für CW, VOX, PTT. Semi-BK auf CW. Masse und Aussehen wie R-4-A/-B AMATEUR NET Fr. 2450.—

TRANSCEIVER TR-4: 300 Watt PEP für USB/LSB — 260 W auf CW. Auch AM. Alle Bänder 80 bis 10 m komplett ohne Zusatzquarze. VOX — PTT. Semi-BK auf CW — Eingebauter 100-kHz-Calibrator. mit Noise-Blanker AMATEUR NET Fr. 3495.—

NETZGERÄT AC-4: für TR4 und T4XB 110/220 V AMATEUR NET Fr. 555.—

12-V-GERÄT DC 4 für TR4 und T4XB AMATEUR NET Fr. 670.—

MATCHED SPEAKER MS 4: Grösse und Aussehen wie R4A/B und TR4, T4XB, mit Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4 AMATEUR NET Fr. 138.—

REMOTE VFO RV-4: Erlaubt im gleichen Band Empfang, Senden oder Transceive auf anderer Frequenz als TR4, ohne den VFO des TR4 zu verändern. In passendem Gehäuse mit Lautsprecher und Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4. AMATEUR NET Fr. 595.—

LINEAR AMPLIFIER L-4-B: 2000 Watt PEP für SSB, 1000 Watt AM, CW und RTTY. Class B Grounded Grid — Broadband tuned Input — AGC — Eingebautes Wattmeter — sehr leiser Ventilator. Mit getrenntem Silizium-Netzteil. 2 Tubes 3-500 Z! Für Industrie und Export NET Fr. 3995.—

RECEIVER 2-C: Etwas einfachere Ausführung des R-4-B. Triple Conversion, 500 kHz Bereiche auf allen Amateurbändern, 1-kHz-Genauigkeit, 0,4 / 2,4 / 4,8 kHz Trennschärfestufen. AM — CW — USB — LSB. AMATEUR NET Fr. 1295.—

RECEIVER SPR-4: Volltransistorisiert. AM 4,8 kHz, USB/LSB 2,4 kHz, CW 0,4 kHz. 10 Bereiche à 500 kHz, programmierbar bis 24 Bereiche. 2000 m bis 10 m. AMATEUR NET Fr. 2350.—

2 METER CONVERTER SC-2 mit FET und Xtal control. 4×500 kHz AMATEUR NET Fr. 369.—

TRANSMITTING CONVERTER TC-2: SSB, AM, CW für jeden 20 m Exciter. Osc. Injection vom SC-2, 180 Watt eingebautes Antennen-Relais. Kein Umstecken AMATEUR NET Fr. 1585.—

ANTENNE MATCH BOX: MN-4 mit eingebautem RF-Wattmeter und VSWR-Meter für alle Amateurbänder bis 200 Watt Leistung. AMATEUR NET Fr. 545.—

ANTENNE MATCH BOX: MN-2000. Bis 2000 W Leistung. AMATEUR NET Fr. 995.—

RF WATTMETER W 4: 200 + 2000 Watts forward + reflected power. AMATEUR NET Fr. 315.—

RF WATTMETER WV 4: wie W4 aber 20-200 MHz AMATEUR NET Fr. 365.—

Teilzahlung möglich (bis 3 Monate ohne Zuschlag)

Prospekte und Vorführung durch die Generalvertretung für die Schweiz und Liechtenstein:

Radio Jean Lips (HB 9 J)

Dolderstrasse 2 — Telefon (01) 32 61 56 und 34 99 78 — 8032 Zürich 7

OLD MAN 5

40. Jahrgang **Mai 1972**

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

Redaktion: Rudolf Faessler (HB9EU), Tonishof, 6318 Walchwil ZG, Tel. 042 771606 — Correspondant romand: B. H. Zweifel (HB9RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Corrispondente Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — Inserate und Hambörse: Josef Keller (HB 9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 533416 — DX: Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse, 6033 Buchrain LU, und Felix Suter (HB9 MQ), Hauptstrasse 13, 5742 Kölliken AG.

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

Erscheint monatlich

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

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Union Suisse des Amateurs sur Ondes courtes
Clubrufzeichen HB9AA
Briefadresse: USKA, 8607 Seegräben ZH

Ehrenpräsident: Heinrich Degler (HB9A), Rotfluhstr. 53, 8702 Zollikon — Präsident: Walter Blattner (HB9ALF), Via Varenna 85, 6604 Locarno — Letztjähriger Präsident: Hans Scherrer (HB9ABM) Neugasse 44, 9000 St. Gallen — Vizepräsident: Jack Laib (HB9TL), Weinfelderstr. 29, 8580 Amriswil — Sekretär: Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben — TM: René Oehninger (HB9AHA), Im Moos, 5707 Seengen — UKW-TM: Dr. H. R. Lauber (HB9RG) Postfach 114, 8033 Zürich — IRO: Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Grellingerstr. 7, 4153 Reinach BL — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch (HB9TU), Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

Sekretariat, Kasse: Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben ZH, Tel. 01 773121, Postscheckkonto: 30-10397, USKA, Bern. Deutschland: Postscheckkonto: 700 91, USKA, Karlsruhe.

QSL-Service: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 38362, Postscheckkonto 60-3903, Luzern — Bibliothek: Heinz Genge (HB9 KI), Winkelstr. 2, 4153 Reinach BL — Award Manager: Henri Bulliard (HB9RK), Box 384, 1700 Fribourg — Jahresbeitrag (OLD MAN inbegriffen): Aktive Fr. 35.—, Passive Fr. 25.—, Jun. Fr. 12.50. OLD MAN-Abonnement In- und Ausland: Fr. 20.—.

Aus der IARU

Die grosse Arbeitslast, die mit der Betreuung beider Ämter verbunden ist, bewog Robert W. Denniston (W∅DX), als Präsident der ARRL und der IARU zurückzutreten. Sein Nachfolger wurde Harry J. Dannals (W2TUK), der allerdings von der statutengemässen Möglichkeit Gebrauch machte, nur das Amt des Präsidenten der ARRL zu übernehmen. Als Präsident der IARU wurde Robert W. Denniston, nun Vizepräsident der ARRL, nominiert und am 30. März 1972, nach Durchführung eines Wahlverfahrens unter den IARU-Mitgliedern, als gewählt erklärt. Nach der Entlastung von den Geschäften der ARRL wird sich der Präsident der IARU eingehender den ständig wachsenden Aufgaben seines Amtes widmen können.

Das WAC (Worked All Continents)-Diplom wird von der Internationalen Amateur Radio Union, dem Dachverband der nationalen Amateurvereinigungen, ausgegeben. Der Bewerber muss Bestätigungen für Verbindungen mit sechs Kontinenten (Europa, Afrika, Asien, Nordamerika, Südamerika, Ozeanien) vorlegen. Die Verbindungen müssen vom gleichen Standort aus getätigt worden sein, wobei Verschiebungen innerhalb eines Kreises mit einem Radius von 35 km toleriert werden. Spezielle WAC-Diplome werden für folgende Betriebsarten bzw. Bänder ausgegeben: Telephonie (AM), SSB, RTTY, SSTV, 1,8 MHz, 3,5 MHz, 50 MHz. Anträge sind unter Beilage der sechs QSL-Karten an den Verbindungsmann zur IARU der USKA zu senden. Das Diplom wird unentgeltlich abgegeben. (HB9DX)

Toptour Hamclub

Die in der letzten Nummer des OLD MAN enthaltene Mitteilung, über den Toptour Hamclub ist dahingehend zu berichtigen, dass es sich nicht um eine Reiseorganisation handelt, sondern lediglich eine Zusammenarbeit mit solchen Organisationen angestrebt wird. In einem soeben im amerikanischen «CQ» erschienenen, ausführlichen Artikel (erhältlich beim Bibliothekar HB9KI) können sich Interessenten näher über Zweck und Ziel des Clubs informieren. (HB9EU)

Rund um die UKW

UKW-Erstverbindungen

(Stand: 1. März 1972)

432 MHz

1.	HB1LE — DL6MHP	5. 6. 1956	Tropo
2.	HB1KI — HB1LE/FL	17. 8. 1956	Tropo
3.	HB1RG — I1ACT	2. 7. 1958	Tropo
4.	HB1RG — F9CW	29. 7. 1958	Tropo
5.	HB1KI — OE9IM	14. 3. 1960	Tropo
6.	HB9RG — OK1EHP	19. 10. 1963	Tropo
7.	HB1QQ — LX1SI	20. 10. 1963	Tropo
8.	HB9SV — 9A1NU	20. 10. 1963	Tropo
9.	HB9RG — KP4BPZ	13. 6. 1964	MB
10.	HB9RG — PA∅GER	11. 9. 1966	Tropo
11.	HB9RG — G3LQR	11. 9. 1966	Tropo
12.	HB9RG — ON4HN	11. 9. 1966	Tropo
13.	HB9RG — SP6LB/6	11. 10. 1970	Tropo

1296 MHz

1.	HB9RG — DJ3ENA	8. 12. 1959	Tropo
2.	HB9SV — I1TMH/P	16. 2. 1964	Tropo
3.	HB9RG/P — F2TU/P	4. 7. 1964	Tropo
4.	HB9RG — W1BU	28. 9. 1964	MB

2300 MHz

1.	HB9RG — DJ3EN	29. 12. 1967	Tropo

10 000 MHz

1.	HB1FU — HB1JP	22. 10. 1956	Tropo

Liste der H22-Diplome VHF

1		HB1RD	Anton Widmer, Zürich	1956
2	HB9BZ		Karl Beilstein, Uster	1956
3		HB1IR	Paul Rudolf, Bremgarten	7. 4. 1958
4		HB1LE	Rudolf Furrer, Winterthur	16. 7. 1958
5		HB1LF	Heinrich Litschi, Luzern	4. 1. 1960
6	DJ3ENA		Kurt Eckert, Hinterzarten	30. 9. 1960
7		HB1IV	Ernst Siegrist, Emmen	12. 1. 1961
8		HB1RH	Hans Müller, Kloten	15. 9. 1961
9	HB9RF		Hans Rätz, Hedingen	15. 9. 1961
10	HB9RG		H. R. Lauber, Zürich	15. 9. 1961
11	DL6ET		Willi Maier, Tuttlingen	1. 12. 1963
12	HB9QQ		Pierre Pasteur, Rümlang	1. 12. 1963
13	HB9IN		Max Cescatti, Wetzikon	24. 4. 1965
14	HB9NL		Frank Acklin, Büron	12. 12. 1968
15	DL9GU		Edy Krahe, Lampertheim	12. 12. 1968
16		HB9AIR/P	Paul Rudolf, Niederglatt	31. 1. 1970
17		HE9HHH/P	Peter Waldner, Binningen	31. 1. 1970

HB9MDD berichtet:

UKW-Verbindung mit Dänemark-Sporadic E oder Bluff?

Am 14. März 1972 um 21.40 MEZ konnte ich mit aussergewöhnlich hoher Feldstärke OZ4EQ (30 km südlich von Kopenhagen) auf 145,0 MHz in F3 arbeiten. Doch hegen einige OMs, wie auch ich selbst, einige Zweifel an der Echtheit der Verbindung. So kam das Signal von OZ4EQ bei HB9IN in Wetzikon erstens nicht aus Richtung Norden und zweitens nur sehr schwach an. Verschiedene weitere Tatsachen lassen es als möglich erscheinen, dass OZ4EQ zur betreffenden Zeit hier in der Gegend gewesen sein könnte und in Ermangelung einer Ferienlizenz sein eigenes Rufzeichen benutzt hätte. Auf jeden Fall werden noch Nachforschungen angestellt werden, um die Echtheit dieser Verbindung abzuklären.

Unser Titelbild: 5-Band Quad von OE6AI, 3,5—30 MHz. Gewicht 12 kg!

DX-News

Zahlreiche Expeditionen und der WPX-Contest vom 25.—27. März haben in der letzten Berichtsperiode vermehrte Aktivität auf die Bänder gebracht. Besonders während des WPX-Contests hat dabei das 28 Mc-Band bemerkenswert gute DX-Bedingungen gezeigt. Auf dem 1,8 Mc-Band dagegen waren nur noch wenige W's zu arbeiten. Die 160 m-Expedition nach FS7 konnte nur gehört, aber nicht gearbeitet werden.

Die von mexikanischen Amateuren vom 14.—25. März unter dem Rufzeichen 6D4EB, 6D4FFC und 6D4J durchgeführte Expedition auf Revilla Gigedo Isl. musste einige Startschwierigkeiten überwinden. Zeitweise bediente sie sich eines «Masters of Ceremonies». Da sich die Bedingungen im Laufe der Expedition verbesserten, hat sie vielen HB's zu einem neuen Land verholfen. Während des WPX-Contests war die Station KG6SL sehr aktiv und konnte auf dem 28 Mc-Band von 8—14 Uhr mit hervorragendem Signal gehört werden. Auch KC6BK war mit bedeutend schwächerem Signal um 10 Uhr auf diesem Bande vertreten. Während und nach dem Contest sorgte ferner WA2BVU/3D6 für ein seltenes Rufzeichen und regen Betrieb. Über Ostern war eine Gruppe deutscher Amateure unter den Rufzeichen 3A⌀GA und 3A⌀CC in Monaco tätig, wobei aber auf den DX-Bändern die Europäer etwas zu kurz kamen. Am 1. April tauchte FW⌀AB auf (kein Aprilscherz!) und war bis am 4. April relativ leicht zu arbeiten. Es konnten aber einige Stationen beobachtet werden, die FW⌀AB nach dem 1. April auf dem gleichen Bande noch einmal arbeiteten, hi! Am 11. April war VP2SN in CW zu erreichen. Gegenwärtig ist W9IGW/CE⌀ seit dem 9. April vor allem in CW und vorwiegend mit USA auf verschiedenen Bändern zu hören. Es scheint für Europäer ausserordentlich schwierig zu sein, mit ihm in Verbindung zu kommen.

Ausser den erwähnten Rufzeichen waren in der Berichtsperiode die Prefixe 4N⌀ (YU), 6X (8R), HD (HC), 9H3, FL⌀, 5K (HK) und PZ5 anzutreffen. Russland setzte die Serie der Jubiläumsrufzeichen mit UD5⌀, UF5⌀, und UL5⌀ fort. Am 1. April war nur 5Y3GT, QTH Preamp, Name Tube als Joker zu hören.

Vy 73 es gd dx de HB9MO

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0400—0600: 4N⌀DX (799), HC2GG/1 (502), 4X4GV (798) **0600—0800:** VE1's (s), VP9BK (798), ZL4KE (792)

7 Mc-Band: 0400—0600: PJ9JR (083), PY7BRK (077), 4X4GV (087) **0600—0800: VP2AAA** (006), FM7 AJ (083)

14 Mc-Band: 0400—0600: 8P6EC (195), VP2LY (170) **0600—0800:** VP2LY (195), W9IGW/CE⌀ (025), HD1 RF (180), XE1IIJ (165), 6X5BT (195), YA2ZL (205) **0800—0900:** 9H2D (230), YN1RD (200), HK⌀BKX (190), San Andres Isl., UF5⌀A (190), JY6AMF (245), KH6ALM (205), FW⌀AB (115), KS6DU (225), KG6SL (170), VK9LV (s) N. G., VK9HB (245) Papua, **0900—1100:** 3A⌀GA (295), VK9LV (110), VK9HB (245), KS6DH (230), FW⌀AB (300), KH6HDT (310), **1500—1700:** 7X2BK (135), FB8XX (110), FL⌀QQ (195), XU1AA (245), JD1ACH (195), 9M2IR (185) **1700—1800:** CT3AN (125), JW7FD (120) Bären Insel, OY5NS (120), 5H3NN (185), FB8ZZ (120), DU1 ZAC (185), VU2KV (200), XU1AA (195), VK9XI (185) Xmas Isl. **1800—1900:** FR7ZN (200), XT2AF (125), YA1WC (170) **1900—2000:** JX6RL (185), VP2GN (195), 6W8DY (170), ET3ZU (195), 4S7DA (120), UD5⌀B (235) **2000—2200:** OY5NS (2000), TG5UZ (332), VP2GN (195), ZD8KO (185), 5N2AAU (170), VQ9MC (180), CR4BS (332)

21 Mc-Band: 0800—1000: 5X5NK (290), 5H3MM (280), 5N2LA (280), UF5⌀D (305), UI8MN (320) **1000—1100:** 3A⌀GA (295), ZB2CK (330), HM4GF (310), **1200—1400:** 8R1J (310), CR3ND (350), VQ9 NEW (355), EL2DF (295), MP4MBB (355) **1500—1700:** FR7AM/G (265), HS1AFP (250) **1700—1900:** 6D4FFC (245/295), ZS3AA (255), HS1AFP (270), FL⌀QQ (260), **1900—2100:** ZB2CG (265), KZ5JF (240), TG9DX (290), W9IGW/CE⌀ (025/295) San Felix Isl. KX6ED (025)

28 Mc-Band: 0800—0900: CR6TP (560), 5H3LV (525), ZS3AW (525), UL5⌀A (550), UF6FAX (020), JA's, VS6CO (540), 9M2DQ (550), HS4AFN (550), RA⌀ABE (525), VK3XB (520), KG6SL (525) **0900—1000:** 5H3LV (525), JA's (CW, s), DU1FH (545), UF5⌀A (610) **1000—1100:** FB8XX (580), WA2BVU/3D6 (540) Swaziland, TR8VE (s), FL8MM (550), VQ9F (570), 5X5NK (540), VS6CO (540), DJ9VE/VU (505), KR8EA (580), VK8CW (500), 9V1QJ (515), **1100—1200:** WA2BVU/3D6 (540), FH8CG (575), FL8 MM (550), 9X5MS (700), 9Q5IH (550), CR4BC (565), 9K2BQ (550), KR6QZ (510), HL9VK (570), RA⌀ABX (605), JD1ABZ (515), DU1EJ (560), UD5⌀C (530), UF5⌀A (580), VS6CO (550), 9M2DQ (635), VK6CF (565) **1200—1300:** CR6CA (580), ET3JH (530), FR7 ZM (515), RA⌀ABE (540), VU2HLU (545), JY6HA

Von 144,00 bis 144,15 MHz n u r Telegrafie und Satellitenverkehr!

(510), UM8MAA (525), UK8JAD (520), VK9AP (525) N. G. **1300—1400:** KZ5EE (500), TG9KJ (510), 9X5 MS (550), FR7AL (510), WA2BVU/3D6 (525), EL2 DF (520), 5H3MM (510), UD6BR (585), DU1AK (500) VU2HLU (530), YA1CW (560), KG6SL (550), **1400—1500:** CT2AC (620), KP4USM (600), VP2LAT (530), FM7AA (570), KZ5EE (525), 9L1JT (500), TY3ABF (660), 9X5MS (600), WA2BVU/3D6 (525), 7Q7AA (545), VU2JM (640), KG6SL (525) **1500—1600:** ZP5 TU (555), 5K4DF (510), DU1AK (540), YB3AAY (570) **1600—1700:** CT2AO (545), XE1IIJ (570), VP8HJ (515), 9Y4T (590), PZ5CW (520), HK4KL (540), 7Q7AF (550), 5T5DY (500), FL8MM (540), ET3ZU (595), YB3AAY (570) **1700—1800:** 9Y4HR (560), VP2 GBL (545), VP2VAG (520), KZ5JM (510), OA4ZP (505), HP1MN (560), 7Q7AF (535), WA2BVU/3D6 (570), CR5XX (590), 5H3MM (590), M1B (550), VU2 HLU (565) **1800—1900:** CT2AK (590), CE8AO (550), HR3AC (515), 9Y4T (560), HK4ZCX (600), KL7CL (550), 6Y5CV (550), 9L1JT (575), VQ9NEW (600), 7Q7AF (525) **1900—2000:** VP2EEE (595), CX5BT (555), 9Y4T (560), 6D4FFC (590), PJ2AW (570), HK⌀BKX (500).

Logauszüge von HB9AOU, HB9AQW, HB9ATG, HB9NL, HB9SK, HB9UD, HB9MO und HE9FUG.

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9AQW: KR8 EA, PJ8KG, HP1JC, CN8BF, KH6BB, ET3DS, CT3 AS **HB9NL:** VP2A, ZD9BM **HB9UD:** CN8BB, UG6 AD, HB⌀XUO, ZD3D **HB9MO:** KS4CJ, 9V1QJ, XW 8BP, ET3GK, VP5NB, K3WEU/6Y5L, JD1ABS, HS4 ACN, FL8NP, VP2A, FK8BG, HL9VK, VK9BA, AC6 H, PJ⌀CW, 5H3MB, 5H3LV/A, 4W1AF. **HE9FUG:** FB8ZZ, KS4CJ

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. Mai 1972 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse 35a, 6033 **Buchrain.**

DX-Calendar

Formosa, BV2AA, 14275, 0730. BV2AB, 14200, 1300. **British Phoenix Isld.** VR1AB machte im März QRT. VR1AC, 14250, 0850 und 0915, bleibt bis September 1972. QSL via K3RLY. **Philippine Isld.** durch DU1ZAC, 14210, 1825, 14220, 1930. QSL via W7 HVB. **Ogasawara Isld.** JD1ACH, 14277, 0730, 28045 0930, 21045, 1050. QSL via JA3GZN. JD1ACF, 14020, 1030. **Mariana Isld.** KG6SH, 14258, 1530. QSL via JA2KLT. KG6SW, 14220, 0855, 14250, 1835. **Marshall Isld.** KX6IY, 14245, 2000, via Nordpol. QSL via WB5EEN. **Oman,** MP4MBC, 14170, 1620, 21050, 1700. **Cameroon,** TJ1BB, 28590, 1345, 14304, 1840, 21307, 2320 sowie auch 14204 um Mitternacht. **Macquarie Isld.** VK⌀KA, 14201, 1800. VK⌀RC, 14200, abends. QSL für beide Stationen via VK3-Büro. **Turks Isld.** VP5RF, 14012, 2200, 14005, 2215, 3506, 0200. **Voltaic Rep.** XT2AF, 21185, 1540, 14115, 1950, 14210, 0100. QSL via VE2DLQ. **Cambodja,** XU1AA, 14193, 1700 bis 1830. Die Operateure sind VO2AH und OH2SF. **New Hebrides,** YJ8BD, 14170, 2015. QSL via I1IJ. YJ8BL, 14285, 1015, 21335, 1130. QSL via W6NJU. YJ8GH, 21240, 1120 bis 1220. **Sao Thomé Isld.** CR5XX, 7086, 2140, sowie 14195, 21295 und 28590. QSL via WA3HUP. **New Caledonia,** FK8CD, 14120, 0800, 14195, 1435. QSL via VE6TP. **Glorioso Isld.** FR7AM/G, 14116, 1750, 14111, 1830, bleibt bis 15. Mai 1972. **Swan Isld.** KS4BH, 14221, 0615, 14006, 0600, 14331, 2000, 14058 um Mitternacht. **Ivory Coast,** TU2DI, 1415, 0847, 14123, 1830. TU2DJ, 14230, 2330. QSL via K4AEB. **Tonga Isld.** A35FX, 14035, 0920. QSL via ZL2AFZ. **Gilbert Isld.** VR1AA, 14128, 0730, 14196, 0730, 14027, 0815. QSL via K3RLY. **Kure Isld.** KH6 EDY, 14320, 0540, 14278, 0705. **Trucial Oman,** MP4 TDM, 14250, 1920. QSL via K1DRN. **Gabon Rep.** TR8VE, 21190, 1830, 14120, 2200, 7083, 2150 bis 2235. **Tobago Isld.** 9Y4MFY, 14202, 0500. QSL via WA2MFY.

QSL-Adressen

TJ1BB, via Box 4, Yokadouma, Cameroon. — **YJ8GH,** G. S. Huckin, Box 26, Tanna, New Hebrides. — **KM6BI,** Box 45, FPO San Francisco, 96614. — **TU2DI,** Box 208, Adzope, Ivory Coast. — **9K2CA,** Box 69, Kuwait. — **VQ9DM, VQ9NEW,** via Box 234, Mahé, Seychelles Isld. — **VP2LAW,** Box 91, Castries, St. Lucia. — **VP2MZ,** Box 45, Plymonth, Monserrat. — **VP2SBH,** Box 603, Kingstown, St. Vincent. — **VP2LL** via VE3TL — **VP2LI** via WA9UCE — **VP2AR** via WA8TDY — **VP2AJI** via W2BJT — **FO8BQ** via WA6MWG — **FP8CT** via VE5NM — **FP⌀CA** via K2OJD — **FP⌀LK** via WB2RLK — **SV⌀WQ** via WB4USO — **TY7ATF** via K3RLY — **VK3UV/9** via W7VRO — **9L1WS** via W4LF.

Wenn Sie Ihre Lokal-Verbindungen und Sektions-QSOs auf 40 m abwickeln, tragen Sie damit zur Erhaltung der Bänder bei!

Swiss DX Century-Club Members (DXCC)

(Offizieller Stand, November 1971)

HB9J	348	HB9MU	165	HB9KO	109	**Fone**	
HB9MQ	341	HB9AAW	165	HB9AIM	108	HB9J	337
HB9TL	333	HB9ZE	162	HB9FT	108	HB9TL	330
HB9KB	332	HB9ZT	162	HB9GN	108	HB9AHA	290
HB9EU	325	HB9IM	161	HB9IH	107	HB9AAA	276
HB9EO	322	HB9DO	161	HB9MW	107	HB9ZU	249
HB9PL	315	HB9HZ	160	HB9PM	107	HB9KU	236
HB9DX	311	HB9AMO	159	HB9ALB	107	HB9ADE	206
HB9JG	307	HB9AOU	155	HB9CS	106	HB9TE	204
HB9MO	302	HB9NT	153	HB9KP	106	HB9FE	202
HB9AHA	296	HB9UE	151	HB9ADO	106	HB9MD	196
HB9MD	282	HB9CE	148	HB9AFI	106	HB9EU	181
HB9X	279	HB9AGO	143	HB9AC	105	HB9LA	170
HB9NL	264	HB9ABN	140	HB9FD	105	HB9RB	166
HB9UL	264	HB9PQ	140	HB9BZ	105	HB9JW	146
HB9AAF	261	HB9DK	139	HB9PV	105	HB9NT	144
HB9IK	252	HB9ACQ	139	HB9ABU	105	HB9AKQ	141
HB9MX	250	HB9DB	137	HB9EQ	104	HB9FU	131
HB9NU	249	HB9AHF	134	HB9SJ	104	HB9RS	131
HB9TT	246	HB9RS	130	HB9PP	104	HB9ACQ	127
HB9ET	240	HB9DI	129	HB9AHS	104	HB9ALE	124
HB9AIJ	230	HB9NY	129	HB9AED	104	HB9VJ	121
HB9QO	226	HB9IX	126	HB9AAX	104	HB9BR	120
HB9AT	225	HB9P	125	HB9HC	103	HB9DY	120
HB9TE	222	HB9ANZ	125	HB9NO	103	HB9AMV	120
HB9TU	221	4U1ITU	123	HB9OQ	103	HB9X	112
HB9YL	221	HB9AAH	123	HB9LN	103	HB9US	112
HB9KC	220	HB9ALE	123	HB9ABH	103	HB9CX	109
HB9UD	204	HB9ADC	122	HB9ABO	102	HB9DT	109
HB9RX	202	HB9AGI	122	HB9BX	101	HB9JZ	107
HB9T	200	HB9FE	120	HB9EK	101	HB9HM	102
HB9BJ	200	HB9EC	120	HB9EW	101	HB9LF	101
HB9US	198	HB9RM	119	HB9RK	101	HB9ALB	101
HB9OA	193	HB9ADM	119	HB9DH	100		
HB9CX	182	HB9IL	112	HB9WH	100		(HB9MQ)
HB9ADP	179	HB9ACM	112	HB9XO	100		
HB9QU	172	HB9MC	111	HB9AAG	100		
HB9ADD	170	HB9FI	110	HB9ADM	100		
HB9RB	170	HB9OD	109				
HB9FU	167	HB9EI	109				

Sektionsnachrichten / Rapport des Section

Sektion Bern

Am 24. Februar fand die Jahresversammlung der Sektion Bern in Anwesenheit von 23 Mitgliedern statt. In seinem Jahresrückblick 1971 gab der Präsident Paul Badertscher, HB9ACR, den Ausdruck seiner Genugtuung bekannt, über die bemerkenswerte Eintracht, die bei den Berner OMs herrscht, und über das aktive Mitmachen vieler Mitglieder. Er rief die Sektionstätigkeiten in Erinnerung: einige Besichtigungn und Vorführungen (z. B. Amateurfernsehen), 12 Peilübungen, die Sektionspeilmeisterschaft, technische und nichttechnische Vorträge, den 29,6-MHz-Contest, das Hamfest am Geistsee, den traditionellen Altjahresabend, usw.

Der Mitgliederbestand nahm um 18 zu, um Ende Jahr die Zahl von 148 zu erreichen: 93 Aktive, 49 Passive und 6 Jungmitglieder. Zum ersten Mal erreichte die Summe der Mitgliedsbeiträge die 1000-Franken-Grenze! Die Kasse schloss mit einem Einnahmenüberschuss ab. Da keine grossen Ausgaben vorgesehen sind, wurde beschlossen, den Mitgliedsbeitrag für 1972 bei 7 Franken zu belassen (Fr. 3.50 für Jungmitglieder).
Infolge Rücktritt von HB9ACR wurde Carlo de Maddalena, HB9QA, als neuer Präsident einstimmig gewählt. Der Sekretär/Kassier Lucien Vuilleumier, HB9ADM, und der Verkehrsleiter Franz Adolf, HB9AII, wurden wiedergewählt, ebenfalls einstimmig. Als Rechnungsrevisoren wurden Fritz Roder, HB9DZ, wieder und Armin Lüdi, HB9ACV, (bisher Ersatz) neu gewählt ;als neuer Ersatzrevisor wurde Ernst Salvetti, HB9KV, bestimmt. (HB9ADM)

Sektion Basel

Am 17. März fand im Stammlokal der Sektion die gut besuchte Generalversammlung statt (60 Teilnehmer). Protokoll und Jahresberichte des Vorstandes wurden mit Applaus verdankt. Trotz des relativ ruhigen Vereinsjahres konnte Sektionspräsident René Hueter, HE9EVP, einige Höhepunkte aufzählen. Die Sektion hat heute 129 Mitglieder, wovon knapp die Hälfte lizenzierte Sendeamateure sind. Im Sektor Aktivität berichtete der KW-TM HB9AKU über verschiedene Veranstaltungen technischer und geselliger Art. UKW-TM HB9AEW konnte die Fertigstellung des «UHF-Relais HB9B» melden.
Die Kasse (HB9YI) schloss zwar mit einem kleinen Defizit ab, welches aber beim gegenwärtigen Vermögensbestand kein Anlass zur Beunruhigung bietet. Der Jahresbeitrag wurde somit auf Fr. 10.— belassen. Mehr zu reden gab das sektionsinterne Mitteilungsblatt, welches das Budget am meisten belastet.
Unter dem Tagespräsidium von HB9GU wurden die bisherigen Vorstandsmitglieder in ihren Ämtern bestätigt. Für den zurücktretenden HB9AKU übernimmt HB9AOD (bisher Vizepräsident) das Amt des TM, während HB9MCM neu als Vizepräsident gewählt wurde. Das Wirken des scheidenden TM, HB9 AKU, wurde bestens verdankt.
Als Sieger des Mobil-Rallye wurden HB9AEV und HE9ULR mit einem Zinnteller ausgezeichnet. Sektionspeilmeister wurde der neue USKA-Bibliothekar HB9KI, vor HE9RNP und HE9ULR. Congrats!
(Nach Bericht von HE9HHH)

Beim Sekretariat erhältlich:

Logbücher	Postcheckkonto	NN
Normal-USKA-Log	Fr. 3.—	Fr. 4.—
Kleinlog für 1000 QSOs	Fr. 2.—	Fr. 3.—
Briefumschläge		
Format C 6, mit Aufdruck USKA 500 Stück	Fr. 35.—	Fr. 37.—
Format B 5, mit Aufdruck USKA 250 Stück	Fr. 35.—	Fr. 37.—
Abzeichen		
Je Stück (USKA-Rhombus) (obligatorisch)	Fr. 3.50	Fr. 4.50
USKA-Rhombus, Cliché 22×10 mm, Ausleihe pro Monat	Fr. 3.50	Fr. 4.50
Mehrfarbiger, zweiseitiger USKA-Wimpel	Fr. 4.—	Fr. 5.—
Werbebroschüre «Was ist Amateur-Radio»	gratis	

Preise inkl. Normalporto!

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

LA PROPAGATION IONOSPHERIQUE A GRANDE DISTANCE

S. CANIVENC F8SH

1. ANGLES D'ELEVATION :

Avant de nous attaquer aux définitions des angles nécessaires au fonctionnement d'un circuit quelconque, nous allons définir les relations qui existent entre ces angles et l'angle d'incidence sur la couche ionisée participant à la propagation. Ces relations seront utiles pour définir l'angle critique, c'est-à-dire l'angle d'élévation à ne pas dépasser sur un circuit donné.

4.1. Relation entre l'angle d'élévation et l'angle d'incidence sur une couche ionisée. Définition de l'angle d'élévation critique :

L'angle d'incidence sur la couche ionisée participant à la propagation est fréquemment utilisé dans les calculs de FMU. Dans le cas d'une terre courbe, cet angle est lié à l'angle d'élévation Δ du circuit, en propagation à grande distance, par la relation :

$$\cos \Delta = \sin i_o \left(1 + \frac{h}{R}\right) \qquad (4)$$

avec :

h : hauteur de la base de la couche ionisée ;

R : rayon de la terre (6370 km) ;

i_o : angle d'incidence ;

On sait, de plus, d'après (1) que la FMU est reliée à la fréquence critique par la loi de la sécante. On peut donc écrire, d'après (4) :

$$\Delta = \text{arc cos} \left[\left(1 + \frac{h}{R}\right) \cos i_o\right] \qquad (5)$$

En portant (1) dans (5), il vient :

$$\Delta_e = \text{arc cos} \left(1 + \frac{h}{R}\right) \sqrt{1 - \frac{f_o^2}{f^2}} \qquad (6)$$

avec les mêmes notations qui ci-dessus.

La formule (6) représente **l'angle d'élévation critique,** c'est-à-dire celui au-dessus duquel il n'y a plus propagation à incidence oblique pour la fréquence f.

On peut encore évaluer la formule (6) à partir de la distance orthodromique D entre les deux extrémités du circuit, ce qui donnerait :

$$\Delta_e = \text{arc cos} \frac{D\left(1 + \frac{h}{R}\right)}{\sqrt{D^2 + 4h^2}} \qquad (7)$$

D et h étant exprimés en km.

Ces relations permettent de définir, à incidence oblique :

a) pour une fréquence de fonctionnement donnée, l'angle d'élévation limite nécessaire pour exciter un mode donné ;

b) pour un angle d'élévation donné, la fréquence limite supérieure (FMU) à partir de laquelle il n'y a plus réflexion ;

La définition de l'angle critique pour un mode donné (modèle plus fréquemment utilisé sur le circuit) implique que le diagramme vertical des antennes d'émission et de réception soit tel que très peu d'énergie soit émise ou reçue aux angles d'élévation supérieurs à cet angle.

4.2. Angles de départ :

On peut définir à l'émission, pour un circuit donné :

1) **L'angle de départ de l'antenne,** qui est l'angle d'élévation compris entre le maximum du lobe principal et le sol et qui est utilisé sur le circuit ;

2) **L'angle de départ du circuit,** qui est une quantité essentiellement variable et qui dépend de deux paramètres, qui sont :

a) La longueur du circuit (distance orthodromique entre les deux extrêmités du circuit) ;

b) La hauteur de la couche ionisée utilisée ;

La longueur du circuit étant une quantité fixe, les variations subies par l'angle de dé-

part du circuit seront essentiellement celles amenées par les variations de la hauteur de la couche ionisée.

Les variations de l'angle de départ du circuit peuvent être classées en :

1) Variations à **long terme,** qui sont des variations lentes, parmi lesquelles ont peut distinguer :

— les variations journalières ;

— les variations saisonnières ;

— les variations undécennales (dues à l'évolution de l'activité solaire) ;

2) Variations à **court terme** qui sont des variations plus rapides et qui sont dues aux fluctuations de densité électronique dans la région de réflexion (gradients d'ionisation).

On peut également classer dans les variations à court terme, les variations brusques amenées par l'apparition temporaire d'une couche occultante (E ou E sporadique par exemple), comme c'est le cas sur certains circuits transéquatoriaux ou transpolaires.

L'angle de départ des antennes est toujours défini en fonction de celui du circuit et doit coïncider avec ce dernier dans certaines limites.

4.2.1. L'angle de départ du circuit :

La définition précise de l'angle de départ d'un circuit est surtout valable lors de l'utilisation des modes géométriques, lorsqu'il n'existe aucune restriction à l'utilisation de ces modes. Nous avons vu que c'est ce qui se passe, en général, sur les distances égales ou inférieures à 4.000 km, lorsque le mode utilisé est stable (10). Au-delà de cette distance, l'utilisation de modes d'ordre supérieur devient obligatoire, sauf dans certains cas particuliers. Des phénomènes de diffusion peuvent alors apparaître dans la ou les régions de réflexion et l'énergie parvient à l'extrémité réception sur une très grande étendue angulaire aussi bien verticale qu'horizontale. Nous examinerons plus loin en détail ce phénomène.

La figure 6 extraite de l'article de T.W. Bennington (11) montre les relations mode-distance pour des distances allant jusqu'à 20.000 km et pour une hauteur médiane de la couche F2 de 320 km. Du fait de la variation saisonnière de la hauteur des couches ionisées, les angles de départ subiront, ainsi que l'indique cette figure, une certaine variation,

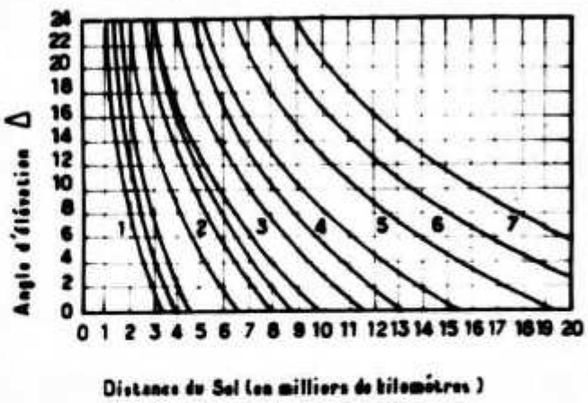


Figure 6

qui sera surtout sensible pour les distances moyennes (de l'ordre de 2.000 km environ). Sur ces distances, en effet, les angles de départ varieraient de 10° en hiver à 15° en été sur des circuits Est-Ouest. Dans le cas de circuits Nord-Sud, dont les points de contrôle se trouveraient dans les deux hémisphères, les angles de départ resteraient pratiquement constants tout au long de l'année, du fait de l'inversion des saisons de chaque côté de l'Equateur.

La figure 6 pourrait laisser croire qu'il suffit de calculer le diagramme de rayonnement des antennes situées aux deux extrémités du circuit de façon à obtenir un maximum du diagramme de rayonnement aux angles d'élévation indiqués pour une distance donnée pour que les performances obtenues sur ce circuit soient optimales. Cette façon de raisonner serait simpliste, car elle ne tiendrait pas compte des phénomènes annexes qui peuvent venir détériorer le fonctionnement du circuit. En réalité, il faut distinguer deux cas de fonctionnement :

1) Intensité maximum du signal à la réception. C'est le cas de l'amateur. Dans ce cas, la figure 6 prend toute sa valeur, car une interruption du fonctionnement du circuit n'a pas de conséquences graves.

2) Nombre d'heures maximum de fonctionnement du circuit. C'est le cas de la plupart des circuits officiels et commerciaux pour lesquels des questions de rentabilité jouent et qui ne peuvent supporter que des temps d'interruption réduits.

Dans ce dernier cas, les très nombreuses mesures effectuées depuis un certain nombre d'années, ont montré que l'angle de départ doit être le **plus faible possible** dans tous

les cas de propagation. Il arrive même fréquemment que le niveau du signal à la réception soit plus important lorsqu'on utilise des antennes ayant de très faibles angles de départ que lorsqu'on utilise des antennes dont les angles de départ ont été optimisés pour les modes géométriques. Nous avons vu, en effet, plus haut, qu'au-delà de 4.000 km, la définition des modes de propagation devient très imprécise. L'énergie transportée par l'onde peut très bien alors ne pas arriver par le mode dominant, mais par une trajectoire beaucoup plus complexe.

On peut dire, cependant, que les modes utilisant les angles de départ les plus faibles sont ceux qui, comme nous le verrons plus loin, sont les moins affectés par les variations ionosphériques, pourvu qu'il n'existe pas de gradients d'ionisation importants près des points de contrôle du circuit.

La présence d'E sporadique aura tendance à amener l'apparition de modes instables et surtout imprévisibles sur les circuits sur lesquels son apparition est fréquente, tels les circuits Nord-Sud (Es tropical). Dans ces circonstances, les modes utilisant les angles de départ les plus faibles seront aussi ceux qui, généralement, auront la stabilité la plus grande.

Dans le cas d'utilisation de modes F2 purs et pour des distances supérieures à 8.000 km, les angles d'élévation nécessaires pour exciter des modes stables vont de 4° à 8° environ.

Nous avons vu, plus haut, les diverses variations subies par les angles d'élévation au cours de la journée, de la saison, etc. On peut donc dire que, pour un circuit donné, il n'existe pas un seul angle favorable, mais toute une gamme d'angles centrée sur un angle moyen dit **angle dominant.**

Lorsque, sur un circuit donné, la propagation sera susceptible de se produire suivant plusieurs modes, entraînant ainsi que nous le verrons plus loin, l'apparition de parcours multiples, il faudra alors définir, si ces parcours multiples sont préjudiciables au bon fonctionnement du circuit. Une étendue angulaire dite **angle de garde** entre les modes, égale à la différence entre la valeur supérieure de la variation angulaire pour le mode d'ordre le plus faible et la valeur inférieure de l'angle d'élévation valable pour le mode immédiatement supérieur. Plus l'angle de garde sera important, moins les deux modes auront de chance de se recouper, donc moins il y aura de chances d'apparitions de parcours multiples.

En principe, si l'on se basait sur une propagation uniquement par modes géométriques, on ne devrait pas faire de distinction entre les angles de départ et d'arrivée. Nous verrons plus loin, cependant que :

— le ou les angles d'élévation à l'émission (angles de départ) peuvent être déterminés lors de l'étude préalable du circuit en fonction des paramètres de ce dernier et des impératifs de transmission ;

— le ou les angles d'élévation à la réception, qui sont en principe, déterminés lors de l'étude préalable du circuit, mais peuvent pratiquement être assez différents des angles d'élévation à l'émission et ceci pour un certain nombre de causes telles que :

a) Inclinaisons locales de la courbe utilisée qui produisent une variation aléatoire de l'angle d'arrivée. Nous verrons en détail plus loin, les effets de ces inclinaisons ;

b) Diffusion par une couche intermédiaire. L'énergie parvient alors à l'antenne de réception par un certain nombre de trajectoires ayant des angles d'élévation différents ;

c) Trajectoires empruntées par l'onde qui peuvent, pour d'autres causes, être différentes de celles prévues ;

d) Modifications amenées par des obstacles à plus ou moins grande distance de l'antenne de réception. Nous verrons, dans un article ultérieur, comment l'environnement des antennes d'émission et de réception peut amener une modification de leur diagramme vertical et agir sur leur efficacité.

Le choix des angles de départ (ou d'arrivée) sur des circuits à grande distance n'est donc pas aussi simple qu'il peut paraître. On peut dire qu'il est essentiellement guidé par deux considérations qui peuvent être pratiquement contradictoires :

a) Excitation du ou des modes donnant lieu à l'intensité maximum du signal à la réception ou au nombre d'heures maximum de trafic ;

b) Obstacles situés au voisinage des antennes et plus particulièrement dans la zone proche de ces dernières.

Cette dernière considération peut très bien l'emporter sur la première, dans certains cas, surtout si l'on ne peut choisir, pour des motifs quelconques, le site d'installation des an-

tennes. Le problème ne se pose évidemment pas lorsque dans la direction de transmission, les obstacles existants ne sous-tendent pas, depuis l'antenne, un angle d'élévation supérieur à la moitié de l'angle nécessaire à la transmission.

Dans le cas contraire, il faudrait alors se livrer à une évaluation, dans la direction de transmission, de l'étendue angulaire verticale du ou des obstacles. Si ceux-ci sous-tendent un angle d'élévation plus important que l'angle de départ envisagé, il faudra alors, en fonction des caractéristiques du circuit, procéder à une nouvelle évaluation de l'angle de départ de l'antenne, de façon à permettre l'excitation d'un mode d'ordre plus élevé (le mode d'ordre immédiatement supérieur, en général), bien que les angles de départ des trois premiers modes soient, sur les circuits à grande distance, très rapprochés les uns des autres.

Soit, par exemple, un circuit de longueur 6.000 km pour lequel l'angle de départ est de 5° pour le mode 2F2. Si, dans le voisinage de l'antenne existe un obstacle sous-tendant un angle supérieur à cet angle, ce mode ne pourra plus être utilisé du fait des mauvaises conditions d'excitation. Il faudra alors utiliser le mode 3F2 pour lequel l'angle de départ est de 13°.

Soit, encore un circuit de longueur 10.000 km pour lequel l'angle de départ est de 3° pour le mode 3F2, et, de 8° pour le mode 4F2. Si, dans le voisinage de l'antenne existe un obstacle sous-tendant, un angle d'élévation supérieur à ce dernier angle, c'est le mode 5F2 pour lequel l'angle d'élévation est de 13° qu'il faudra utiliser si l'on veut conserver des conditions correctes d'excitation.

L'utilisation de modes d'ordre supérieur implique, ainsi que nous l'avons vu plus haut, une augmentation du nombre de réflexions sur l'ionosphère et sur le sol et aura pour conséquence une augmentation de l'affaiblissement total de propagation sur le circuit. Pour assurer un service déterminé (et ceci quel que soit le type de service) il faudra, pour rester dans des conditions de fonctionnement correctes (déterminées par le rapport signal-bruit à la réception) non seulement modifier le diagramme vertical des antennes aux deux extrémités du circuit, mais encore augmenter, dans certains cas, la puissance de l'émetteur et le gain des antennes ou les deux simultanément en partageant l'augmentation totale de puissance rayonnée exigée entre ces deux équipements.

Nous avons également vu plus haut que les modes d'ordre les plus faibles et particulièrement ceux utilisant de très faibles angles de départ sont bien souvent les plus avantageux. Les mesures effectuées sur plusieurs circuits à grande distance entre la Grande-Bretagne et les Etats-Unis d'une part, entre la Grande-Bretagne, l'Australie et l'Inde d'autre part, ont montré que les modes excités avec des angles d'élévation très faibles (inférieurs à 8° environ) donnent lieu, en général, à la réception à des niveaux supérieures de 6 à 8 dB au cours de la journée par rapport à ceux donnés par le mode d'ordre immédiatemet supérieur. La nuit, cette différence tomberait à une valeur voisine de 4 à 6 dB.

L'utilisation de très faibles angles d'élévation procure un autre avantage, qui n'est pas le moindre, et qui est l'augmentation de la durée d'exploitation du circuit. Ceci se constate surtout au cours des périodes d'ouverture et de fermeture du circuit, c'est-à-dire au moment où les signaux deviennent exploitables (rapport signal-bruit correspondant au mode d'exploitation utilisé) et celui où leur exploitation ne peut plus être assurée.

La période d'ouverture sur un circuit Est-Ouest est caractérisée, ainsi que nous l'avons indiqué au cours d'un article précédent par l'apparition d'inclinaisons dans la région de réflexion, dans la direction de l'émetteur, inclinaisons qui se traduisent par une diminution de l'angle d'arrivée du circuit. Une antenne dont la sensibilité maximum est concentrée aux angles d'arrivée très faibles permettra d'utiliser au maximum ce phénomène et assurera une augmentation de la période de trafic. Cet avantage diminuera avec le déplacement du phénomène d'inclinaison vers l'Ouest et disparaîtra au moment de son passage au-dessus de la station d'émission. Cet effet est appelé **« effet de lever de soleil »**.

La période de fermeture sur un circuit Est-Ouest est également caractérisée par une diminution de la densité électronique à l'extrémité émission et une augmentation de la hauteur de la hauteur de la couche ionisée (couche F) provoquant également une diminution des angles d'arrivée du circuit. Ces conditions favorisent l'utilisation d'antennes à faibles angles d'élévation et permettent certainement d'expliquer les larges différences de niveau reçu par des antennes situées à différentes

hauteurs au cours de la soirée, au moment de la fermeture du circuit, ainsi que l'augmentation de la durée de la période de réception.

Il peut arriver, cependant que le mode d'ordre le plus bas ne soit pas forcément celui donnant lieu au niveau de signal le plus important. C'est ce qui se passe, en général, avec des antennes fonctionnant en polarisation horizontale, dont le diagramme vertical comporte un zéro à l'angle d'élévation nul, quelle que soit la hauteur utilisée. A moins d'utiliser une antenne de très grande hauteur (telle qu'on ait des angles d'élévation égaux ou inférieurs à 5° environ), on se trouvera nécessairement dans une région du diagramme où la sensibilité est minimum. On constatera alors que le mode immédiatement supérieur excité par l'antenne donnera lieu à un niveau nettement plus élevé. C'est ce qui se passerait, dans certains cas, pour des distances de l'ordre de 4.000 km.

Des travaux récents (12) ont montré également que l'utilisation d'angles de départ très faibles (environ 2,5°) peuvent permettre le maintien du trafic sur un circuit donné même pendant une perturbation ionosphérique sévère.

Des effets d'occultation peuvent se produire (lorsque la FMU d'une couche inférieure est supérieure à celle de la couche utilisée normalement (FMU de la couche E, par exemple, ou de la couche E sporadique supérieure à celle de la couche F), qui amènent une interruption du fonctionnemnt du mode le plus faible utilisé sur le circuit. Ces effets d'occultation sont d'autant plus importants que l'angle d'élévation utilisé est plus faible. Cependant, dans presque tous les cas d'occultation, il n'y a pas interruption du fonctionnement du circuit, du fait qu'il y a propagation par l'intermédiaire d'un mode **parallèle** (shunt mode), qui est, en général, un mode composite E + F ou Es + F. L'utilisation d'un mode parallèle entraîne avec une antenne conçue pour utiliser les modes à faibles angles d'élévation, une diminution de la sensibilité de l'antenne, l'angle d'élévation du circuit étant alors plus important, à moins que le diagramme vertical ne comporte plusieurs maxima.

Il est à remarquer cependant que, quel que soit le mode de transmission utilisé sur un circuit, le niveau maximum du signal à la réception n'est pas forcément le critère le meilleur des performances du circuit. En effet, lorsqu'on compare deux types d'antennes travaillant sur un même circuit, pour des modes de transmission tels que la télégraphie à grande vitesse, le radiotélétype ou encore le fac-simile, le critère le plus important n'est pas le niveau maximum reçu, mais le taux d'erreur en cours de transmission, qui est lié, non seulement au rapport signal-bruit, à la réception, mais encore à l'apparition de parcours multiples sur le circuit. On obtiendra un taux d'erreurs plus faible avec une antenne fournissant un niveau de signal moins élevé, mais permettant une réduction du fading et des parcours multiples. On a constaté, en effet, que les antennes à très faibles angles d'élévation permettaient encore l'exploitation d'un circuit même lorsque le niveau reçu était inférieur de 10 dB par rapport à celui reçu par des antennes ayant des angles d'élévation plus importants (13).

Ces dernières permettent, en effet, la réception simultanée de plusieurs modes, dont les trajectoires sont différentes et par conséquent, les retards différents. Ceci entraîne à la réception une augmentation importante du taux d'erreurs et réduit la période d'exploitation du circuit.

---

(10) Cette distance est celle pour laquelle l'angle de départ d'une antenne en polarisation horizontale est nulle, en tenant compte d'une hauteur moyenne de couche ionisée de 350 km environ.

(11) T.W. Bennington. **Long-Distance HF Broadcasting.** Wireless World vol. 64, nº 7, juillet 1958, pp. 331-336.

(12) W.F. Utlaut. **Effect of Antenna Radiation Angles. Upon HF Radio Signals Propagated Over Long Distances.** J. Rés. N.B.S., vol. 65D, mars-avril 1961, pp. 167-174.

(13) F. Kift. **The Propagation of High-Frequency Radio Waves to Long Distances.** Proc. I.E.E., vol. 107, part. B, nº 32, mars 1960, pp. 127-140.

A.T. Iow, B.V. Harris. **Vertical Wave-Arrival Angle Measurements of HF Transmissions During the Period December 1960 to July 1961.**

I.E.E. Conv. HF Communications, Londres, 25-27, mars 1963, pp. 52-60.

Radio-REF

•

Treffpunkt der HBs **Jeden Sonntag um 0900 HBT auf 3780 kHz**

Der DL ø BS-FET-Einkreiser

Von Hans-Joachim Brandt, DJ 1 ZB

Der Einkreis-Geradeausempfänger, einst das Standardgerät des Rundfunks und des Amateurfunks, kann den hohen Ansprüchen unserer Zeit nicht mehr genügen. Aber bei allem Respekt vor dem oft zitierten „Stand der Technik" sollten gerade wir Amateure nicht die Möglichkeiten vergessen, die in einfachen Schaltungen stecken. Der Einkreiser ist ein typisches Beispiel dafür, erlaubt er doch nach wie vor eine optimale Empfangsleistung bei minimalem Aufwand.

Aus dieser Einstellung heraus haben die Initiatoren der QRPP-Versuche der Station DL ∅ BS [1] einen ∅-V-2 als Empfänger vorgesehen, da dieser für die Reichweite eines 1-W-Senders völlig ausreichend sein mußte. Zuerst wurde ein 1961 vom Verfasser entworfener Transistor-Einkreiser [2] benutzt. Durch Umbau auf neuere Bauelemente entstand daraus das im folgenden beschriebene Gerät. Es arbeitet mit einem Feldeffekt-Transistor und zwei npn-Transistoren und verbraucht nur etwa 5 mA aus einer 9-V-Mikrodyn-Batterie. Die „Störstrahlung" bei A 1- und SSB-Empfang liegt bei 0,5 ... 2 mV an 60 Ω.

Der FET-Detektor

In der ersten Stufe wird als Empfangsgleichrichter ein Feldeffekt-Transistor (Ts 1) verwendet, der sich für diese Aufgabe wesentlich besser eignet als ein bipolarer Transistor. Es handelt sich aber nicht um eine Audionschaltung, wie man auf den ersten Blick meinen möchte, sondern um die FET-Version des Anodengleichrichters. Die für den Gleichrichtereffekt nötige Gate-Vorspannung wird mit dem Source-Widerstand Rs eingestellt. Der Arbeitswiderstand Rd im Drain-Kreis bestimmt die Nf-Ausgangsspannung und die Rückkoppeleigenschaften. Da die Daten von Feldeffekt-Transistoren auch innerhalb einer Type merklich streuen, müssen für Rs und Rd u. U. etwas abweichende Werte eingesetzt werden, um optimale Ergebnisse zu erhalten. Die Betriebsspannung des FET-Detektors ist mit einer Planar-Zenerdiode auf 5,6 V stabilisiert, damit sich vor allem der Rückkopplungseinsatz bei nachlassender Batteriespannung bis ca. 6 V herunter nicht verändert.

Wegen seiner guten Hf-Eigenschaften und des niedrigen Nf-Rauschens wird im Mustergerät der FET 2 N 4416 verwendet. Es können jedoch auch andere Typen ausprobiert werden. Plastic-FETs sind etwas nachteilig, da die Schaltung zu dem von Röhren her bekannten „Audionbrummen" neigt, so daß die RC-Kombination am Gate und gegebenenfalls der ganze Transistor abgeschirmt werden müssen.

Der Schwingkreis

Dem einzigen Schwingkreis dieses Empfängers ist die gleiche Sorgfalt zu widmen wie dem eines guten VFO, denn Stabilität und einwandfreie Abstimmung hängen ja von ihm ab. Für jedes Band wird eine eigene Spule auf einem Keramikkörper verwendet. Kunststoffkörper sind ungeeignet, da sie bei höherer Temperatur bleibende Formänderungen erleiden können, die für eine gute Frequenzkonstanz untragbar sind. Die Bandspreizung wird beim 80-m-Band mit einer Parallelkapazität Cp, bei den anderen Bändern mit einer Kombination aus Parallel- und Serienkapazität (Cp und Cs) vorgenommen. Für diese Kondensatoren kommen nur Bauformen mit einem kleinen Temperaturkoeffizienten in Frage, z. B. NPO-Keramik (schwarzer Farbpunkt) oder Glimmer. Der Spulenabgleich mit dem angegebenen VHF-Kern ergibt bei den stark gespreizten Bändern einen völlig ausreichenden Variationsbereich.

Der Drehkondensator ist eine Ausführung mit doppelt gelagerter Achse (Hopt Type 370), damit die Skalenabstimmung keine Hysterese aufweist, die bei einseitig gelagerten Drehkondensatoren leicht durch ein geringfügiges Taumeln der Rotorachse entstehen kann. Der Rotor ist zur Vermeidung von Krachgeräuschen, die beim Abstimmen mit angezogener Rückkopplung entstehen können, isoliert zu montieren. Er darf nur über den vorgesehenen

Schleifer mit dem Metallchassis verbunden sein, und das möglichst kurz und induktivitätsarm.

Die Rückkopplung

Die Entdämpfung des Schwingkreises erfolgt über einen Drehkondensator und die Rückkopplungsspule Lr, die praktisch die Verlängerung der Schwingkreisspule L darstellt (über den Erdanschluß hinaus im gleichen Wickelsinn). Diesem Verfahren wird in vielen Amateurhandbüchern eine verstimmende Wirkung auf den Schwingkreis nachgesagt. Das trifft jedoch nicht zu, wenn die Kapazität vom Drain-Anschluß des FET gegen Masse durch kapazitätsarme Montage des Rückkopplungs-Drehkondensators und der Leitungsführung klein gehalten wird.

Bei dieser Schaltung lassen sich die Rückkopplungswindungen unabhängig von der Resonanz des Schwingkreises dimensionieren, außerdem wird der FET mit der vollen Schwingkreisspannung angesteuert, was bei den ECO-artigen Rückkopplungsschaltungen nicht der Fall ist. Die vom ECO-Audion bekannte Potentiometer-Regelung der Rückkopplung ist bei dieser Schaltung schon deshalb nicht zweckmäßig, weil damit die ganze Arbeitspunkteinstellung verschoben werden würde.

Im Mustergerät wird für die Regelung der Rückkopplung ein Hartpapier-Drehkondensator von 180 pF verwendet. Diese Kapazität ist für das 80-m-Band recht günstig. Auf den höheren Bändern aber kann der genaue Rückkopplungseinsatz mit der Zahl der Rückkopplungswindungen allein nicht mehr bestimmt werden. Deshalb wird bei ihnen ein passender Kondensator Cr in Reihe geschaltet (Keramik oder Styroflex). Es ist jedoch ohne weiteres möglich, die Rückkopplung auf allen Bändern mit einem Luftdrehkondensator von nur 25 pF einzustellen, wenn die Rückkopplungswindungen entsprechend erhöht werden. Dies ist auf lange Sicht die mechanisch und elektrisch bessere Lösung.

Die Antennenankopplung

Die richtige Dimensionierung der Antennenankopplung ist beim Einkreisempfänger einer der entscheidenden Punkte für die wirkliche Verwendbarkeit im praktischen Funkbetrieb. Macht man die Ankopplung zu fest, wird der Kreis breit und die Abstimmung stark antennenabhängig, außerdem wird das Gerät nachts auf den unteren Bändern völlig übersteuert. Macht man sie zu lose, leidet die Empfindlichkeit. Auch bei loser Ankopplung kann eine auf Resonanz abgestimmte Antenne noch ein „Schwingloch" hervorrufen, d. h. einen Bereich, in dem die Rückkopplung nicht arbeitet.

Es hat sich daher als zweckmäßig erwiesen, eine ohmsche Mindestdämpfung von 6 . . . 10 dB an den Empfängereingang zu legen, aufgebaut als T-Glied mit einem Wellenwiderstand von 60 Ω. Der Widerstand dieses Dämpfungsgliedes wird dann für jedes Band getrennt mit experimentell ermittelten Koppelkondensatoren (Keramik oder Styroflex) in den Schwingkreis hineintransformiert, am einfachsten unter Mitbenutzung der Rückkopplungsspule. Als erstes Kriterium für die Bemessung der Kondensatoren (Ca) kann man den Rückkopplungseinsatz heranziehen, der deutlich 10 . . . 30 Grad später erfolgen soll als bei unbelastetem Kreis.

Neben der definierten Entkopplung zwischen Antenne und Schwingkreis bietet das Dämpfungsglied noch weitere Vorteile. Die Antenne kann den Kreis nur um wenige Kilohertz verstimmen, so daß eine Skaleneichung möglich wird. Da der Eingangswiderstand des Empfängers recht genau ist, lassen sich starke Ortssender durch vorgeschaltete Sperrkreise, Hoch- oder Tiefpässe wirksam unterdrücken. Außerdem kann man bei starken Eingangssignalen ein zusätzliches Dämpfungsglied von maximal 30 . . . 40 dB vor den Empfängereingang schalten. Dazu genügt ein zweipoliger Schalter mit Stufen von 6 oder 10 dB. Diese Maßnahme, die manche 2000-DM-Geräte noch nötig haben, ist natürlich auch für diesen kleinen Empfänger eine wirksame Hilfe.

Der Nf-Teil

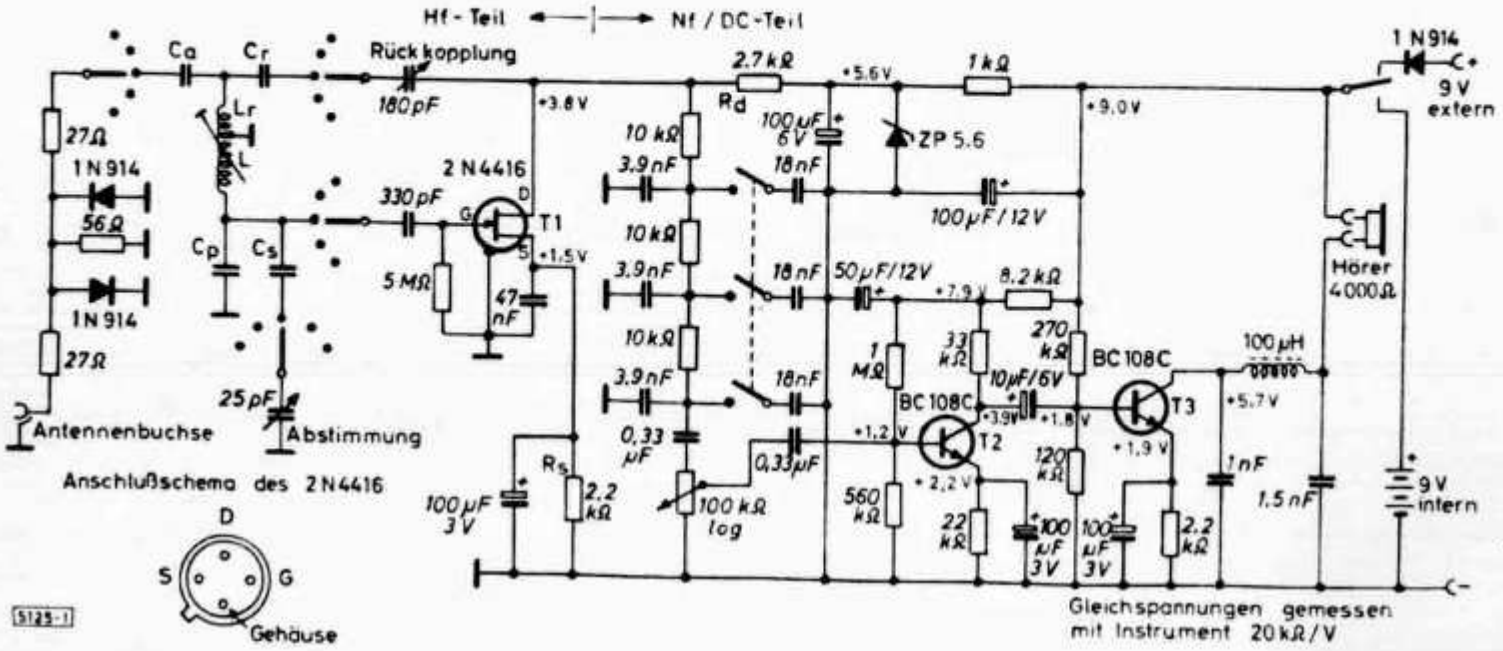
Im Ausgang des FET-Detektors liegt zunächst ein dreigliedriger umschaltbarer RC-Tiefpaß, der nicht nur die bei der Rückkopplung entstehende Hochfrequenz von den Nf-Stufen fernhält, sondern auch eine Begrenzung der Nf-Bandbreite vornimmt. Es ist durchaus zu empfehlen, eine breite Schaltstellung für Sprache (ca. 3 × 3,9 nF) und eine schmale für Telegrafie (ca. 3 × 22 nF) vorzusehen.

Auf den Lautstärkeregler folgt ein zweistufiger Nf-Verstärker (Ts 2, Ts 3), der für die Transistoren BC 108 C (höchste Stromverstärkungsgruppe) ausgelegt worden ist. Der Ausgang für den hochohmigen Kopfhörer (4000 Ω) enthält ebenfalls Kondensatoren zum Beschneiden der hohen Tonfrequenzen sowie eine Hf-Drossel. Diese verhindert bei angezogener Rückkopplung das Eindringen von Hochfrequenz von der u. U. ungeschirmten Empfangsantenne über die Kopfhörerschnur und vermeidet damit eine mögliche niederfrequente Rückkopplung (Heulton) über alle Stufen des Empfängers [2].

Aufbau

Der Aufbau des Gerätes verlangt einige Überlegung und Sorgfalt, da sonst die einwandfreie Funktion in Frage gestellt ist. Mancher Newcomer hat schon seine Enttäuschung bei dem Versuch erlebt, die gesamte Verdrahtung als gedruckte Schaltung zu entwerfen.

Denn die wesentlichen Vorteile der gedruckten Schaltung, gedrängte Bauweise und exakte Reproduzierbarkeit der Verdrahtung, sind fertigungstech-



Die Schaltung des Gerätes

nischer Art. Eine kompromißlose Hf-gerechte Leitungsführung aber ist selten möglich, vor allem wenn große, mehr zur Konstruktion gehörende Bauteile wie Drehkondensatoren und Bandschalter mit einbezogen werden müssen. Die Masseverbindungen werden besonders leicht vernachlässigt und führen dann wegen ihres induktiven Charakters zu unerwünschten Effekten.

Der Hf-Teil des Empfängers, im **Schaltbild** deutlich abgetrennt, wird am besten auf Aluminiumblech aufgebaut und bestimmt wegen der großen Bedienelemente maßgeblich die ganze Konstruktion. Alle Spulen werden um den Bandschalter gruppiert. Um die zugehörigen Kondensatoren aufzunehmen, ist jeder Spule ein mehrpoliger Lötstützpunkt oder eine Kammlötleiste zugeordnet. Ihre Verschraubung hält gleichzeitig zwei Masselötfahnen, an die die Erdanschlüsse der Spule und des Kondensators Cp geführt werden. Die Zuleitungen vom Bandschalter zu den Drehkondensatoren und dem FET sollen möglichst kurz ausfallen. Der FET sitzt auf einem dreipoligen Lötstützpunkt, dem ebenfalls eine doppelte Masselötfahne untergeschraubt ist, an die das FET-Gehäuse und die Hf-Abblockung der Source (47 nF) führen. Da die

Verdrahtung aller „heißen" Verbindungen mit in die Frequenzabstimmung eingeht, ist sie möglichst mit steifem Draht auszuführen.

Beide Drehkondensatoren müssen isoliert montiert und angetrieben werden. Am einfachsten schraubt man sie mit ihrer Achsmuffe in eine etwa 4 mm starke Pertinaxplatte, die von einem stabilen Winkel oder von der Frontplatte her mit Abstandsbolzen gehalten wird. Der Rückkopplungsdrehkondensator wird über eine Isolierachse aus Hartgewebe oder Kunststoff bedient. Der Rotor des Abstimmdrehkondensators dagegen wird besser über eine starre Isolierkopplung (Mentor Nr. 721) mit dem Skalenantrieb verbunden. Dessen

Schwingkreistabelle

KW-Band	10	15	20	40	80	m
Cp	15	33	47	100	100	pF
Cs	18	12	12	15	—	pF
Ca	33	33	39	100	470	pF
Cr	47	39	47	82	—	pF
Spulenkörper	K 6	K 6	K 11	K 11	K 12	10 mm ⌀
L	8	9	16	26	64	Windungen
Lr	2	2	2	2	5	Windungen
Draht CuL	0,5	0,5	0,5	0,5	0,35	mm ⌀

Abgleichkern M 8×1,25 GW 8/17×1,25 FCZ-FUV, Farbe grau, Kennfarbe hellblau
oder GW 8/17×1,25 FR, Farbe rotbraun, ohne Kennfarbe

Spulenwindungen in einer Lage ohne Abstand wickeln. Anfang und Ende mit Nähgarn festbinden. Erdanschluß beim Wickeln durch Anbringen einer selbsthaltenden verdrillten Schlaufe herstellen. Zum Schluß die ganze Wicklung mit UHU-plus festlegen.

Metallteile müssen entweder gut geerdet oder eindeutig isoliert sein. Sonst kann es erforderlich werden, die Muffe des Skalentriebes mit einem Schleifkontakt an der Frontplatte zu erden. Dazu eignen sich gut Federhebel für Mikroschalter.

Für den Antennenanschluß eignet sich am besten eine Koax-Buchse SO-239, da sie auch einen Bananenstecker aufnehmen kann. Ihre Masseverbindung zu den Erdpunkten der Schwingkreisspulen sollte nicht durch ein Stück Draht, sondern über eine Metallfläche erfolgen. Außerdem ist zu empfehlen, das Gerät im endgültigen Stadium in ein Metallgehäuse einzubauen. Ohne das Gehäuse und die eindeutige Koax-Erdung kann über die Spulen und die Erdleitung unkontrollierbare Hf-Energie eindringen, und etwaige vorgeschaltete Filter oder Dämpfungsglieder bleiben dann wirkungslos.

Der Nf- und Gleichstromteil des Empfängers und die Mikrodyn-Batterie sollten etwas abgesetzt vom Hf-Teil angeordnet werden. Die Verdrahtung ist unkritisch. Die Zuleitungen zum Lautstärkeregler sind abzuschirmen.

Inbetriebnahme

Nach dem Einschalten der Betriebsspannung werden zunächst die im Schaltbild angegebenen Gleichspannungen kontrolliert. Bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler muß ein leichtes Rauschen hörbar sein, das in Stellung Telegrafie des RC-Tiefpasses deutlich dunkler wird.

Die Abgleichkerne der Spulen werden zunächst so weit eingedreht, daß sie etwa in Höhe des Masseanschlusses liegen. Dann wird probiert, ob in jedem Bereich die Rückkopplung einsetzt, was an einem leichten Knacken im Hörer und einem zusätzlichen Rauschen zu erkennen ist. Sollte das nicht der Fall sein, können die Serienkondensatoren im Rückkopplungskreis (Cr) vorerst kurzgeschlossen werden.

Arbeitet die Rückkopplung, dann kann man bei angeschlossener Antenne bereits irgendwelche Sender empfangen. In diesem Stadium kann man versuchsweise die Widerstände Rs und Rd durch 10-kΩ-Potentiometer ersetzen und versuchen, ob sich bei anderen Werten eine größere Lautstärke oder ein besserer Rückkopplungseinsatz ergeben. Nach bisherigen Untersuchungen liegt der optimale Arbeitspunkt verschiedener FET-Typen bei 0,3 ... 0,7 mA Drainstrom. Die Potentiometer werden dann wieder durch entsprechende Festwiderstände ersetzt. Wenn die Rückkopplung beim festen Anziehen zum Knurren neigt, so ist für Rd ein nächsthöherer Wert zu nehmen.

Der Spulenabgleich erfolgt am besten mit einem geeichten Empfänger. Der Einkreiser wird dabei als Sender benutzt. In beide Antennenbuchsen werden kurze isolierte Drähte gesteckt und lose übereinandergelegt. Dann stellt man beide Skalen auf das niederfrequente Bandende und verdreht den Abgleich des Einkreisers, bis das Pfeifen der Rückkopplung im anderen Gerät erscheint. Die Banspreizung ist so ausgelegt, daß bei richtigem Abgleich des unteren Bandendes das ganze Amateurband erfaßt wird. Sollten jedoch Streuungen in der Schaltkapazität zu Abweichungen führen, sind die Kondensatoren Cp oder Cs entsprechend abzuändern.

Anschließend werden die geeigneten Serienkondensatoren (Cr) für den Rückkopplungskreis ermittelt. Auch die Antennen-Koppelkondensatoren (Ca) können dann auf ihren optimalen Wert geprüft werden. Nach einer letzten Kontrolle des Spulenabgleichs sind die Kerne mit Wachs zu vergießen. Bei Keramikspulen ist das einfach. Man legt ein Stück Kerzenwachs in die Spule und erwärmt es mit dem Lötkolben, bis alles gut verläuft.

Betriebserfahrungen

Die Empfindlichkeit dieses Einkreisers steht der moderner Überlagerungsempfänger kaum nach, so daß weltweiter Empfang auch mit einfachen Drahtantennen möglich ist. Auch die Trennschärfe ist nicht so schlecht, wie gemeinhin angenommen wird. Die Selektionskurve eines rückgekoppelten Kreises ist recht spitz, so daß sich nebeneinanderliegende Sender mit nicht allzu unterschiedlicher Signalstärke ohne weiteres trennen lassen.

Mit größerem Abstand von der Resonanzfrequenz allerdings verläuft die Selektionskurve immer flacher, so daß selbst weit abliegende Stationen, wenn sie stark genug einfallen, den Empfang beeinträchtigen können. Treten diese Störungen regelmäßig auf, lohnt sich der Bau geeigneter Sperrkreise oder anderer Filteranordnungen, mit denen sie sich in den meisten Fällen genügend unterdrücken lassen.

Ein solcher Empfänger ist daher auch heutzutage für den Newcomer durchaus zu empfehlen. Anstatt auf ein teures Gerät zu sparen und solange (oft bis zur Lizenzprüfung) den Amateurfunk rein theoretisch zu betreiben, kann man schon mit einem Einkreiser recht gut das Geschehen auf den Amateurbändern verfolgen, Betriebstechnik, Landeskenner und Abkürzungen lernen sowie die Funkausbreitung studieren. Außerdem ist ein Empfänger, der auf wenigstens zwei Bändern betriebsklar ist, mit eine Voraussetzung für die Erteilung einer DE-Nummer.

Aber auch der lizenzierte Amateur, der einmal gern mit kleiner Sendeleistung arbeiten möchte, kann einen Einkreiser mit Erfolg betreiben. Denn die in Frage kommenden Gegenstationen lassen sich damit anstandslos aufnehmen. Für diesen Fall sind die beiden antiparallel geschalteten Dioden (1 N 914) im Empfängereingang vorgesehen, um den Hf-Teil vor etwaigen, vom eigenen Sender herrührenden hohen Antennenspannungen zu schützen. Der Sender muß allerdings so aufgebaut sein, daß das Einpfeifen mit geringer Energie möglich ist und sich die eingestellte Frequenz beim Hochschalten und Abstimmen der Leistungsstufen nicht verändert. Neben den QRPP-Versuchen an der Station DL ∅ BS hat der Verfasser diesen Empfänger wiederholt mit einem 15-W-Transistorsender beim Europa-Fieldday benutzt und in der QRP-Klasse erste Plätze belegt.

„cq-DL"

Literatur

[1] Das DL-QTC, Heft 4/1968, Seite 225.
[2] H.-J. Brandt: Transistoreinkreiser mit Kollektorgleichrichtung. Funkschau, Heft 10/1964, Seite 257.

Vertikal polarisierte 2-m-Antenne mit Rundstrahlcharakteristik

Von H. Gerle, DJ 3 EC

Im OV T 16 wurde überlegt, nachdem einige OMs in FM mobil QRV wurden, welche Form von Antennen für die Feststationen zu verwenden sind.

An die Antenne wurden folgende Forderungen gestellt:

- einfache Montage an einer Mastspitze, Balkongeländer etc.;
- geringer seitlicher Platzbedarf;
- alle Teile sollen galvanisch untereinander verbunden sein, damit eine einwandfreie Blitzerdung möglich ist.

Auf Grund dieser Forderungen wurde eine Antenne, die in [1] als J-Antenne beschrieben ist, weiterentwickelt und erprobt.

Der Strahler **(Abb. 1)** hat eine elektrische Länge von $\lambda/2$. Die Einspeisung erfolgt an einem Ende des Stabes. Der Speisewiderstand ist an dieser Stelle hochohmig (einige kΩ). Um den $\lambda/2$-Strahler mit einem Koax-Kabel speisen zu können, muß zwischen Speisepunkt und Koax-Kabel ein Anpaßglied eingefügt werden.

Als Anpaßglied wird ein an einem Ende kurzgeschlossener $\lambda/4$ - Topf verwendet **(Abb. 2).** Bekanntlich ist eine an einem Ende kurzgeschlossene $\lambda/4$-Leitung am anderen Ende hochohmig **(Abb. 3).**

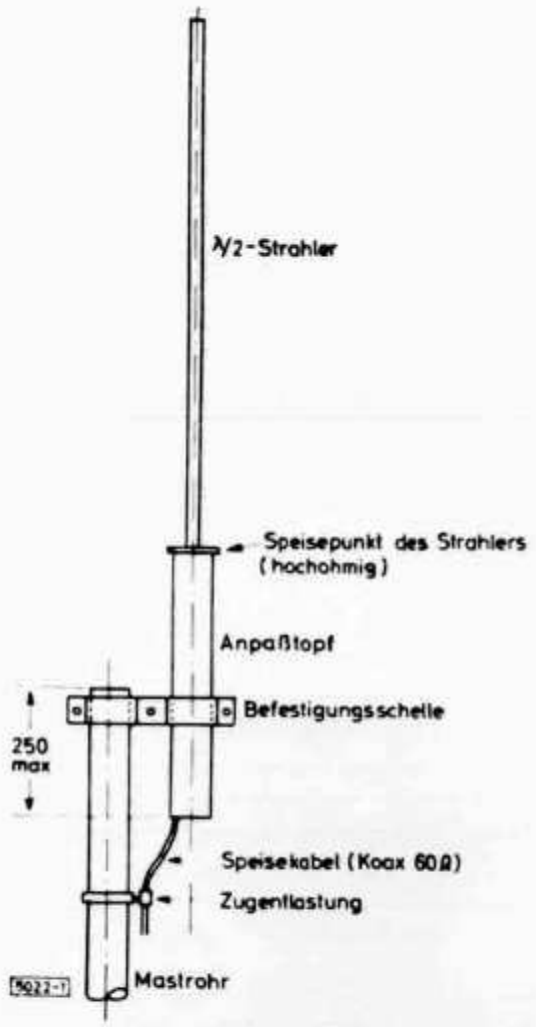


Abb. 1. Vertikaler $\lambda/2$-Strahler

Hinweise zum Nachbau der Antenne

Die Maße des Anpaßtopfes und des Strahlers sind den Abb. zu entnehmen.

Beim Nachbau des Topfkreises ist zu beachten, daß die Länge genau eingehalten werden muß. Die Durchmesser der beiden Rohre können leicht variieren. Das nach Abb. 2 passend gedrehte Kurzschlußteil wird zuerst mit dem Innenrohr des Anpaßtopfes verlötet. Vor dem endgültigen Zusammenbau des Anpaßtopfes ist der Innenleiter des Speisekabels mit dem Innenrohr des Anpaßtopfes an der in Abb. 2 bezeichneten Stelle zu verlöten. Gleichzeitig mit dem Zusammenschieben der Rohre wird das Abschirmgeflecht des Kabels mit Hilfe eines angelöteten Drahtes durch die Bohrung im Außenrohr des Topfes gezogen und anschließend verlötet. Die Lötstelle am Außenrohr ist durch Anstrich wetterfest zu machen. Die Kurzschlußscheibe ist mit drei Schrauben mit dem äußeren Rohr des Topfes verbunden. Es ist zu beachten, daß der Außenleiter des Koaxkabels zwischen der Einführungsstelle im Boden des Topfes und der Lötstelle am Außenrohr keine Verbindung mit dem Innen- oder Außenrohr des Topfes haben darf.

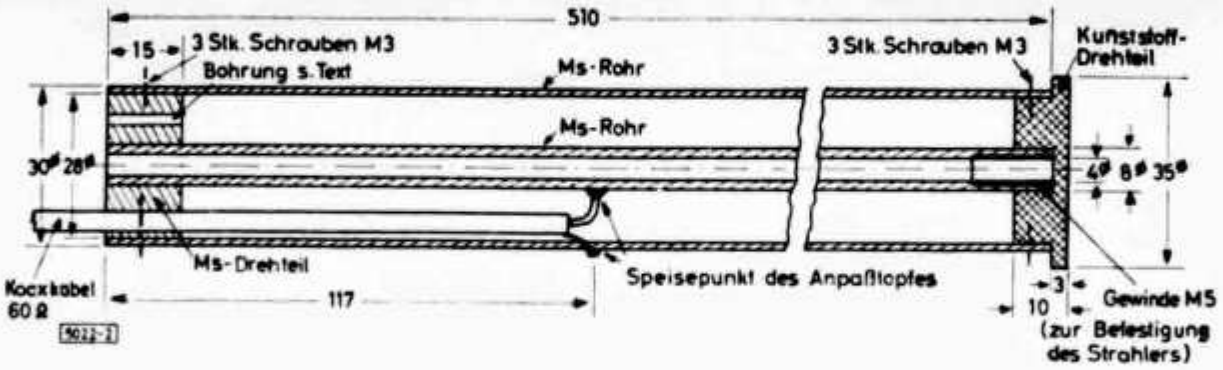


Abb. 2. Anpaßtopf für λ/2-Vertikalstrahler

Den Innen- und Außenleiter zentriert ein oben mit drei Schrauben am äußeren Rohr befestigter Kunststoffdrehteil. Ein Kragen am Drehteil verhindert das Eindringen von Regenwasser. Die kleine Bohrung im Boden des Topfes verhindert die Schwitzwasserbildung und ermöglicht den Abfluß von evtl. eingedrungenem Regenwasser.

Bei den Musterantennen wurden für den Strahler (nach entsprechendem Zuschnitt) der obere Teil einer Jeep-Antenne (Stab-Nr. MS 118) verwendet **(Abb. 4)**. An das untere Ende des Stabes wurde ein M 5-Gewindebolzen (Messing) angelötet. Für den Strahler können auch andere Materialien (z. B. Messing-Rohr) mit entsprechendem Durchmesser Verwendung finden.

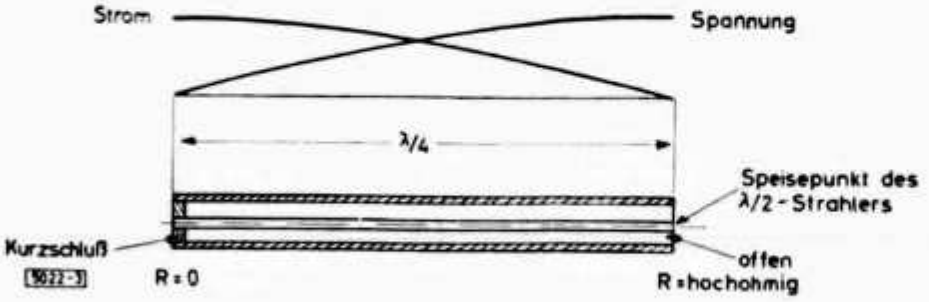


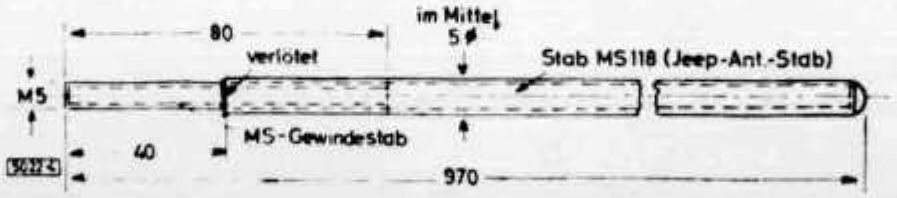
Abb. 3. Stromspannungsverteilung auf einer λ/4-Leitung mit einseitigem Kurzschluß

Der Antennenstab wird in das Innenrohr des Anpaßtopfes soweit eingeschraubt, daß sich eine mech. Länge von 95 cm, gemessen vom oberen Rand des Topfes bis zur Spitze des Stabes ergibt. Der Stab ist mittels einer Kontermutter gegen Verdrehung zu sichern. Zur Abdichtung gegen Regenwasser ist unter die Mutter eine Dichtungsscheibe zu legen.

Durch geringfügiges Verschieben des Speisepunktes im Anpaßtopf können auch andere Speisekabel (z. B. 75 Ω) verwendet werden.

Durch Verschieben des Speisepunktes und geringfügige Änderung der Strahlerlänge kann die Anpassung an das Speisekabel beeinflußt werden. Den Anpaßtopf kann man mit einer Schelle an einem Antennenmast befestigen. Der Abstand zwischen Mastspitze und dem Strahler sollte nicht zu klein gehalten werden (hohe Spannung am Strahlerspeisepunkt). Es hat sich bewährt, die Antenne so anzubringen, daß die Spitze des Mastes nicht über die Hälfte des Anpaßtopfes hinausragt (Abb. 1). Der Haltemast und der Anpaßtopf können direkt geerdet werden (z. B. Blitzableiter).

Abb. 4. λ/2-Strahler



Vom Elektron zum Schwingkreis (41)

Eine praktische Einführung in die Grundlagen der Amateurfunktechnik

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

Lösungen der Übungsfragen und Aufgaben

1. Die Wechselstromwiderstände von Spule und Kondensator müssen gleich groß sein. 2. Der Blindwiderstand ist verschwunden. 3. Die Energien der Felder sind gleich groß. 4. Ein absoluter Kurzschluß. Da OM Waldheini alle Sicherungen mit dicken Drähten geflickt hatte, sitzt das ganze Stadtviertel ohne Licht da. 5. a) $f > f_{res}$ b) $f < f_{res}$. 6. Die Energie pendelt zwischen L und C hin und her. 7. Weil bei Resonanz $Z = 0$ ist. 8. Der Serienkreis saugt bei Resonanz die ganze Energie aus der Schaltung.

Liebe OMs!

Es gibt in der Praxis keine verlustfreien Kreise. Zu den Schaltelementen L und C tritt immer ein ohmscher Widerstand R, der als Verlustwiderstand den Kreis verschlechtert. Wir denken uns R in Reihe zu L und C geschaltet.

Der Serien-L/C/R-Kreis außer Resonanz

Die **Abb. 1** zeigt uns einen L/C/R-Kreis am Generator. Wir wagen uns gleich an die Vektordarstellung der Spannungen **(Abb. 2)**. In R erfolgt keine Phasenverschiebung, weil R ein Wirkwiderstand ist.

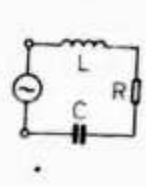


Abb. 1

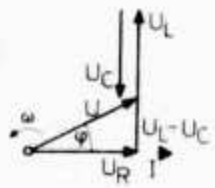


Abb. 2

Deswegen haben der Strom I und die Spannung U_R dieselbe Richtung. In L hinkt I der Spannung U_L um 90° nach; oder was dasselbe ist: U_L eilt I um 90° vor. Also zeigt U_L nach oben. In C eilt I der Spannung U_C um 90° vor. Deshalb zeigt U_C nach unten. Maßgebend ist nur der Unterschied $U_L - U_C$. Weil U_L größer als U_C ist, bleibt ein induktiver Rest übrig. I hinkt daher der Gesamtspannung U nach. Zwischen U und I liegt der Phasenwinkel φ. Durch die Anwendung des „Pythagoras" erhalten wir aus dem rechtwinkligen Spannungsdreieck für die Spannungen folgende Beziehung: $U^2 = U^2_R + (U_L - U_C)^2$ und nach Ziehen der Wurzel: $U = \sqrt{U^2_R + (U_L - U_C)^2}$. Der Phasenwinkel ergibt sich aus $\cos \varphi = U_R : U$

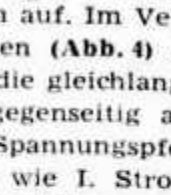


Abb. 3

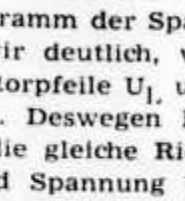


Abb. 4

Wenn wir diese Vektordarstellung durch I teilen, so erhalten wir das Widerstandsschaubild; denn $Z = U : I$ **(Abb. 3)**. Für den gesamten Wechselstromwiderstand, die Impedanz, ergibt sich: $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$. Den Blindwiderstand X können wir noch in seine Bestandteile X_L und X_C aufgliedern. Für den Phasenwinkel ergibt sich: $\cos \varphi = R : Z$.

Wir merken: (118):

Serien-L/C/R-Kreis

$$U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2} \qquad \cos\varphi = \frac{U_R}{U}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \qquad \cos\varphi = \frac{R}{Z}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$$

Der Serien-L/C/R-Kreis in Resonanz

Die Schaltung bleibt die gleiche wie in Abb. 1. Nur sind die Blindwiderstände X_L und X_C gleich groß und heben sich dadurch auf. Im Vektordiagramm der Spannungen **(Abb. 4)** sehen wir deutlich, wie sich die gleichlangen Vektorpfeile U_L und U_C gegenseitig aufheben. Deswegen hat der Spannungspfeil U_R die gleiche Richtung wie I. Strom I und Spannung U_R sind in Phase, der Phasenwinkel $\varphi = 0$.

Betriebserfahrungen

Die Antenne hat sich im Funkverkehr mit vertikal polarisierten mobilen Stationen sehr gut bewährt. Zum Teil wurden von DJ 4 QL in Senden (Antennenhöhe 14 m über Grund) Verbindungen bis zu 80 km Luftlinie in hügeligem Gelände durchgeführt. Das Stehwellenverhältnis lag bei allen in T 16 gefertigten Antennen unter 1 : 1,5. Messungen ergaben einen Gewinn von ca. 2 dB gegenüber einer 2-m-Groundplane-Antenne.

Die Schaltung wirkt wie ein reiner Wirkwiderstand, obwohl in ihr die Reaktanzen X_L und X_C vorhanden sind. Der Cosinus des Phasenwinkels ist $\cos \varphi = U_R : U$. Weil nun an R die volle Generatorspannung liegt, sind U und U_R gleich. $\cos \varphi = 1$. Das Vektordiagramm der Widerstände erhalten wir durch Teilen aller Größen durch den Strom I (Abb. 5). Der Gesamtwiderstand Z ist genauso groß wie der Wirkwiderstand R geworden. Die Blindwiderstände X_L und X_C haben auf Z keinen Einfluß mehr.

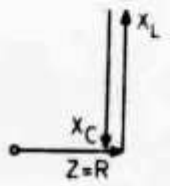


Abb. 5

Wir merken: (119):

Serien-L/C/R-Kreis in Resonanz

Ein Serienschwingkreis mit Widerstand bzw. Verlustwiderstand wirkt bei Resonanz wie ein Wirkwiderstand, obwohl in ihm Reaktanzen vorhanden sind.

$U_R = U \qquad Z = R$

$\varphi = 0° \qquad \cos \varphi = 1$

Nachdem wir uns mit der Theorie so tapfer herumgeschlagen haben; wollen wir das Gelernte in einem eindrucksvollen Versuch anwenden. Aus besten spannungsfesten und verlustfreien (!) Teilen bauen wir einen L/C/R-Serienschwingkreis auf dem Labortisch auf und schalten für den Strom und alle Spannungen Meßinstrumente dazu. Der Kondensator hat 0,1 µF. Um Resonanz für die Netzfrequenz von 50 Hz zu erzielen, wählen wir eine Spule von 101,3 H. Als Wirkwiderstand dienen 110 Ω. Bei der Netzspannung von 220 V fließen durch ihn nach dem Ohmschen Gesetz 220 V : 110 Ω = 2 A (Abb. 6).

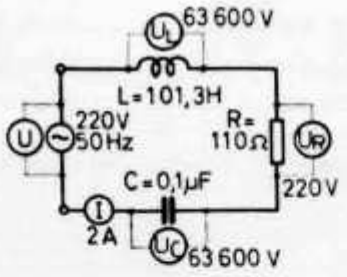


Abb. 6

Nachdem wir uns in respektvollen Abstand gebracht haben, schalten wir ein. Falls es keinen Knall gegeben hat, können wir an L bzw. C je 63,6 Kilovolt feststellen. Der Strom I ist mit 2 A nach dem Ohmschen Gesetz normal und die 220 V Netzspannung liegen an R, als ob es niemals eine Spannungserhöhung durch Resonanz gegeben hätte. Nach Merksatz 119 ist jetzt Z = R und $U_R = U$; es kann also gar nicht anders sein. Die gewaltige Spannungserhöhung kommt zustande, weil I in voller Stärke durch die hohen Blindwiderstände X_L bzw. X_C fließt. Die Spannungen ergeben sich nach dem Ohmschen Gesetz: $U = I \cdot X$. X_L ist gleich ωL und somit $6{,}28 \cdot 50 \cdot L = 314 \cdot L = 314 \cdot 101{,}3$ H = 31 800 Ω. $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{314 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}}$ 31 800 Ω. Beide Blindwiderstände sind gleich, das heißt, es herrscht Resonanz. Es fließen 2 A, demnach ist $U = I \cdot X = 2\ A \cdot 31\,800\ \Omega = 63\,600$ V. Trotz dieser enormen Spannungen wird nur eine Leistung von $P = I \cdot U = 2\ A \cdot 220\ V = 440$ W aus dem Netz aufgenommen, welche ausschließlich in R in Wärme umgesetzt wird. (Für ganz genaue Leute: $P = I \cdot U \cdot \cos \varphi$.)

Die Spannungserhöhung an L und C beeinflußt keinesfalls die Leistung im Serienkreis. Wir sehen daraus: Die Spannungserhöhung bei Resonanz bedeutet keine Leistungserhöhung. Weil in den Blindwiderständen hohe Spannungen auftreten, heißt die Serienresonanz auch Spannungsresonanz.

Wir merken: (120): Serienresonanz

Im Serien-L/C/R-Kreis treten an den Blindwiderständen hohe Spannungen auf. Im Serienkreis herrscht Spannungsresonanz. Die Spannungserhöhung ist keine Energieerhöhung.

„Das DL-QTC"

Für die Mithilfe bei der Entwicklung und beim Bau der Prototypen möchte ich an dieser Stelle OM Speh und DJ 7 UR für die geleistete Arbeit danken. Der Dank gilt ferner allen OMs vom OV T 16, die bei der Erprobung der Antenne mitgewirkt haben.

„cq-DL"

Literatur

[1] Antennenbuch: K. Rothammel, DM 2 ABK, Franckh'sche Verlagsbuchhandlung Stuttgart.

Modern Power-Supply Design

By means of a series of simple charts, the author shows how to select suitable components and silicon-diode ratings to obtain a desired output voltage and load-current capability. The suppression of transients that can cause diode failure is also treated.

Easy Step-by-Step Procedure

BY JACK ALTHOUSE,* WA6CEZ

Power supplies, nowadays, aren't built the way they used to be. It's not that the principles of power-supply design have changed. They haven't. The change is in the component parts available. Most important has been the advent of silicon rectifiers and large-value reasonably-priced electrolytic capacitors. The swinging choke, the oil-filled capacitor, and the blue flash of the mercury-vapor rectifier have given way to the silicon-rectifier capacitor-filtered supply that makes the "table-top kilowatt" possible.

Progress is fine, but it's not all a bed of roses. Silicon rectifiers don't give anyone a second chance. One fraction-of-a-second overload and they are gone without warning. And overloads are easy to come by with capacitor-input filters.

This article provides design data, in easy-to-use graphical form, for the four most-useful rectifier circuits, and describes how to prevent loss of rectifiers from overload and transients.

The Silicon Rectifier

The important specifications of a silicon diode are:

1) P.I.V. (or p.r.v.), the peak inverse (or peak reverse) voltage,

2) I_O, the average d.c. current rating,

3) I_{REP}, the peak repetitive forward current, and

4) I_{SURGE}, the peak one-cycle surge current. The first two specifications appear in most catalogs. The last two often do not, but they are very important.

Since the rectifier never allows current to flow more than half the time, when it does conduct it has to pass at least twice the average d.c. current. With a capacitor-input filter, the rectifier conducts much less than half the time, so that when it does conduct, it may pass as much as ten to twenty times the average d.c. current, under

* Route 3, Box 711-B-2, Escondido, California 92025.

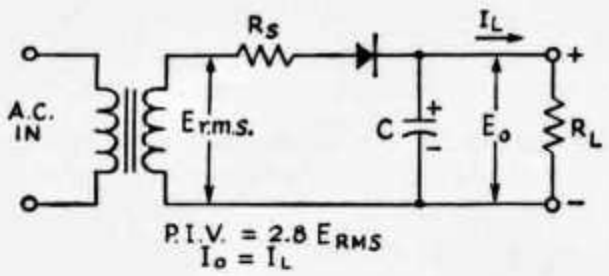


Fig. 1—The half-wave rectifier circuit.

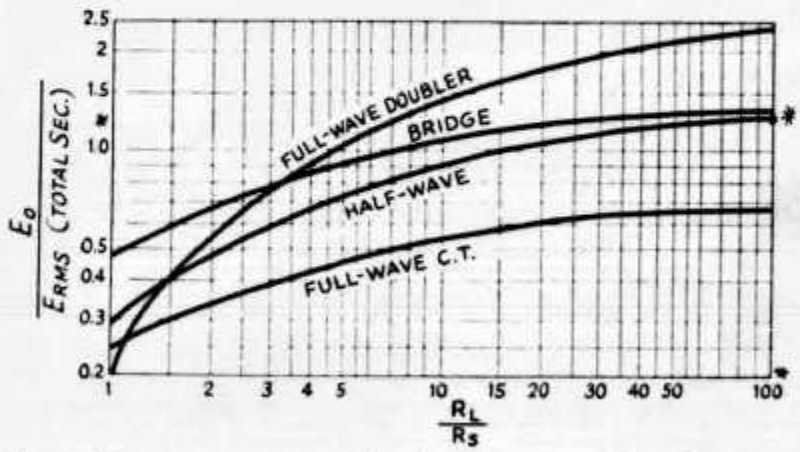


Fig. 2—These curves are used to determine the value of series resistance, R_S, required to obtain the desired d.c. output voltage with a given transformer, as described in the text. (Asterisks indicate reading points for the example in the text.) The increase in voltage output with ratios R_L/R_S greater than 100 is about 10 percent for the full-wave doubler circuit, and less than 10 percent for the other circuits, while I_{REP} increases significantly. (See Fig. 3.)

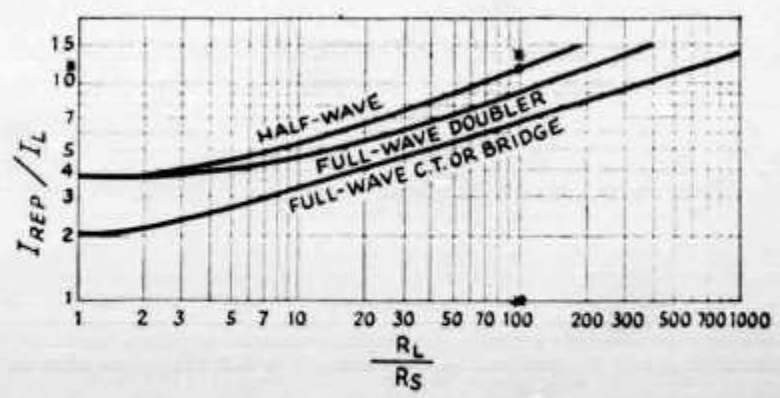


Fig. 3—These curves are used to determine I_{REP}, as described in the text. (Asterisks indicate reading points for the example in the text.)

certain conditions. This peak current is I_{REP}, the peak repetitive forward current.

Also, when the supply is first turned on, the discharged input capacitor looks like a dead short, and the rectifier passes a very heavy current. This is I_{SURGE}. The maximum I_{SURGE} rating is usually for a duration of one cycle (at 60 cycles), or about 16.7 milliseconds.

If you don't have a manufacturer's data sheet, you can make an educated guess about your diode's capability by using these rules of thumb for silicon diodes of the type commonly used in amateur power supplies:

Rule 1) The maximum I_{REP} rating can be assumed to be approximately four times the maximum I_O rating.

Rule 2) The maximum I_{SURGE} rating can be assumed to be approximately twelve times the maximum I_O rating.[1]

The Half-Wave Rectifier

The half-wave circuit is shown in Fig. 1. It is the simplest rectifier system and is often used for bias and other low-current supplies. We'll use it here to illustrate a typical power-supply design.

In this circuit, the p.i.v. is 2.8 times the transformer voltage, E_{RMS}, and the capacitor voltage rating must be at least 1.4 times E_{RMS}. I_O, the average d.c. current through the rectifier, is the same as the load current, I_L.

As an example, let's say that we have a 100-volt transformer and that we'd like to get 130 volts d.c. at 100 ma. from the supply.

We know right away that the rectifier p.i.v. must be 2.8 times 100 volts, or at least 280 volts. The capacitor must withstand 1.4 times 100 volts, and therefore its rating should be at least 140 volts, and I_O is 100 ma.

The load on the power supply, R_L, is the output voltage (volts) divided by the output current (amperes). In our example, that's 130/0.1, or 1300 ohms.

Output Voltage: The output voltage of the power supply depends upon the load, R_L, and the current-limiting resistance, R_S, as shown in Fig. 2. We want 130 volts from our supply, or 1.3 times the transformer r.m.s. voltage. Fig. 2 tells us that for a half-wave rectifier, R_L/R_S must equal approximately 100. Since R_L is 1300 ohms, R_S will have to be 1300/100, or about 13 ohms.

Peak Repetitive Current: Once we know R_L/R_S, we can find the peak repetitive current directly from Fig. 3. For a half-wave rectifier, and R_L/R_S = 100, it is 12 times the load current, or 1200 ma.

Surge Current: The peak one-cycle surge current can go as high as 1.4 E_{RMS}/R_S. In our example that's 140/13, or almost 11 amperes.

The fact of the matter is that the transformer leakage reactance will limit I_{SURGE} to something less than that. Still, it's better to be safe than sorry. If you make a mistake with a rectifier tube,

[1] This should provide a reasonable safety factor. Silicon rectifiers with 750-ma. d.c. ratings, as an example, seldom have 1-cycle surge ratings of less than 15 amperes; some are rated at 35 amperes or more. — *Editor*.

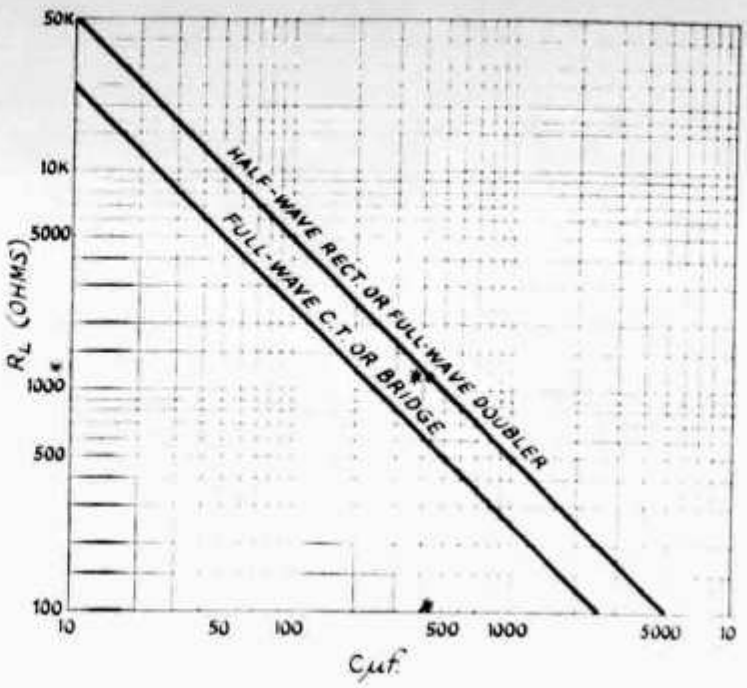
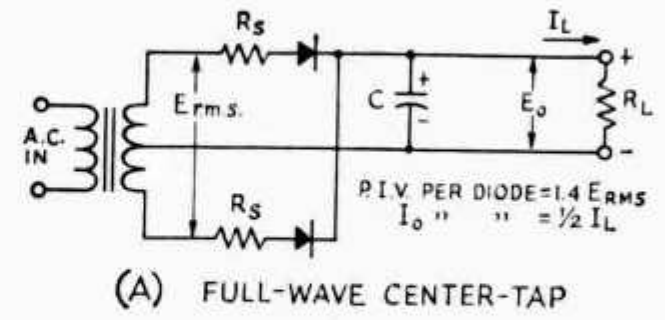


Fig. 4—These curves are used to find the filter capacitance required to reduce output ripple to 1 percent, as described in the text. (Asterisks indicate reading points for the example in the text.)



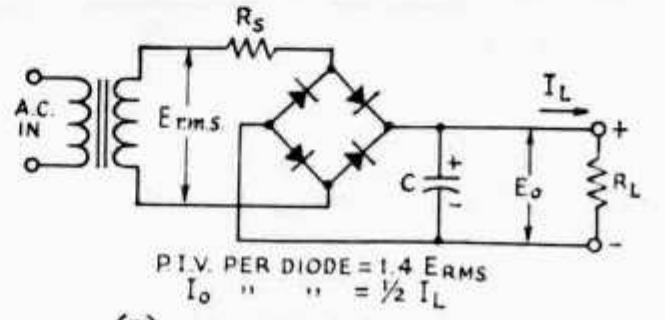


Fig. 5—Full-wave center-tap and bridge rectifier circuits.

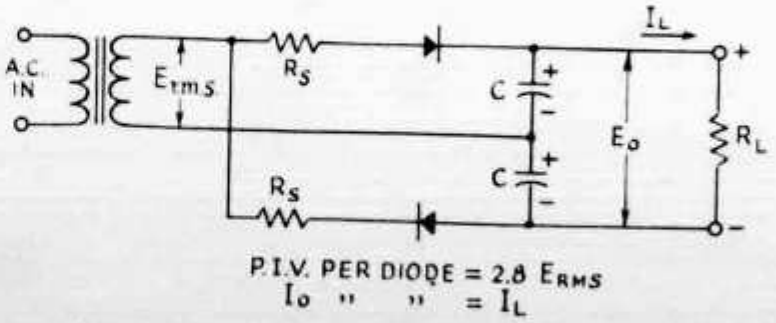


Fig. 6—The full-wave voltage-doubler circuit.

you at least get something for your money — cherry-red plates, blue flashes, sputtering arcs. But silicon diodes just silently fade away.[2]

Rectifier Rating: The average d.c. current, I_O, through our power-supply rectifier is 100 ma. But I_{REP} is 1200 ma. Rule 1 indicates that the rectifier I_O rating should be 1200/4, or at least 300 ma. However, I_{SURGE} is 11 amp. From Rule 2, we see that the rectifier I_O rating should be 11/12, or approximately 1 ampere.

In this particular example then, I_{SURGE} determines the rectifier size. Our 100-volt 100-ma. supply needs a rectifier with ratings of at least 1 amp. and 280 volts p.i.v.[3] The moral here is that it is unwise to pick a silicon rectifier on the basis of the d.c. load current alone. Always check the peak repetitive and peak surge currents.

Ripple: There is still one item missing from our design — the size of filter capacitor *C*. Fig. 4 shows the value needed to reduce ripple to 1 percent. In our example, R_L was 1300 ohms. *C* should be about 400 μf. (from the half-wave graph).

If *C* is large enough to reduce ripple to 1 percent, making it still larger does not change the output voltage or peak rectifier current. But it does reduce ripple. For example, make *C* twice as large to get ½ percent ripple, or ten times as large to get 0.1 percent ripple. Larger capacitance also improves voltage regulation.

Full-Wave Center-Tap and Bridge Circuits

These circuits are shown in Fig. 5. For the same total transformer voltage, the maximum output voltage with the bridge circuit is approximately twice that obtainable with the center-tap circuit. However, the *power* that a given transformer will handle remains the same. Thus, the load-current rating of a center-tapped transformer must be reduced approximately 50 percent if the bridge circuit is substituted.

The design procedure using either circuit is similar to that for the half-wave circuit, using the appropriate curves in Figs. 2, 3, and 4 after determining R_L. It should be noted, in using the center-tap curve of Fig. 2, that E_{RMS} is the *total* secondary voltage (as indicated in Fig. 5A), not the voltage each side of center.

The p.i.v. for *each* rectifier in either circuit is 1.4 E_{RMS}, and the average current, I_O, for each diode is one half the load current. When using the center-tap circuit, the minimum filter-capacitor voltage rating is 0.7 E_{RMS}, and the surge current is 0.7 E_{RMS}/R_S. With the bridge circuit, the minimum capacitor voltage is 1.4 E_{RMS}, and the surge current is 1.4 E_{RMS}/R_S.

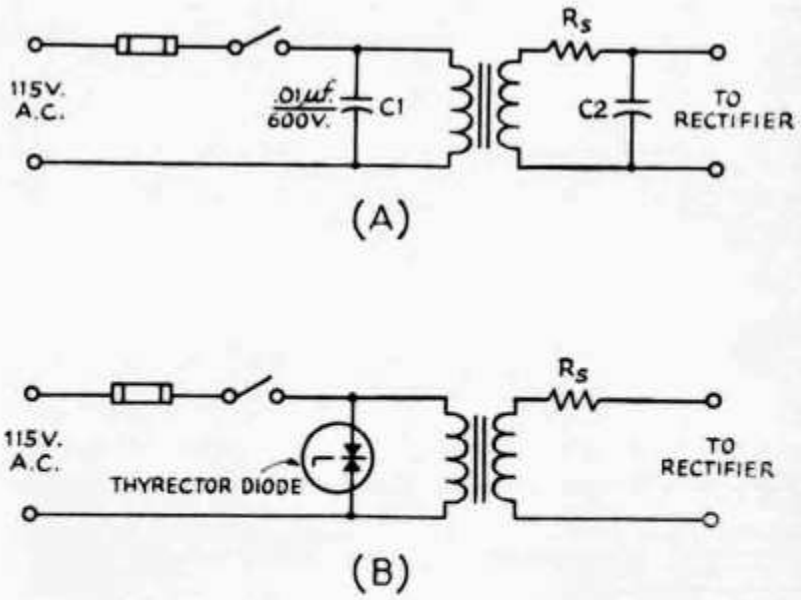


Fig. 7—Methods of suppressing line transients. See text for details.

Full-Wave Voltage Doubler

This useful circuit is shown in Fig. 6. It uses

[2] Some checks on total transformer series impedance show values ranging from about 50 ohms for a typical TV power transformer to about 500 ohms for a 6000-volt center-tapped 500-ma. plate transformer. These values would drop to between one half and one third for a full-wave center-tap rectifier.

An approximation of the transformer series impedance is given by:

$$R_T = R_{SEC} + N^2 R_{PRI},$$

where R_{SEC} and R_{PRI} are the d.c. resistances, respectively, of the secondary and primary, and N is the turns ratio (or voltage ratio) of the transformer. In the case of a full-wave center-tap rectifier, N is the ratio of primary to one-half secondary. This yields results on the conservative side, since it does not include leakage reactance. The latter, however, is usually low compared to the resistance, in transformers likely to be used by amateurs — *Editor*.

[3] This is a result of working close to the peak transformer voltage (1.4 E_{RMS}), but it does illustrate a condition that could exist, which is probably what the author had in mind in choosing the example. Sufficient series resistance to limit the surge current to a lower value cannot be used without also dropping the output voltage. If a 125-volt transformer (instead of a 100-volt transformer) had been used, similar calculations would result in a surge resistance of 65 ohms, which would limit the surge current to 2.7 amperes. I_{REP} would be reduced to 700 ma. The diode d.c. current rating could then be reduced to 700/4, or 2700/12, or about 200 ma., by either criterion. The rectifier p.i.v. would be increased to 350 volts.

On the other hand, it is usually undesirable, as well as uneconomical, to use a transformer delivering a much higher voltage than is necessary to obtain the desired d.c. output voltage, since the dropping resistance impairs voltage regulation. Also, the capacitor-voltage and rectifier p.i.v. ratings are increased unnecessarily. For these reasons, the use of a series resistor may not be a particularly desirable method of adjusting the output voltage, in many cases. With this consideration removed, the function of the series resistor would be reduced to that of limiting the surge current to within the surge-current rating of the diode. The value of the series resistance would then be simply the transformer secondary peak voltage divided by the allowable surge current in amperes. (Half of the total secondary voltage would be used in the case of a full-wave center-tap rectifier.) If the author's rule of thumb is used, this allowable surge current would be 12 times the d.c. rating of the diode. The transformer series impedance (see Footnote 2) could be included as part of the surge resistance calculated above. If the transformer impedance exceeds the calculated surge resistance, no external resistance would be required. There will probably be many instances, however, where the use of the full calculated value of surge resistance externally (thereby neglecting the transformer impedance) will not add sufficient resistance to affect the voltage regulation significantly. In such a case, the additional resistance will provide an extra margin of safety, as suggested by the author. If the calculated resistance appears to be great enough to impair voltage regulation seriously, its effect can be eliminated by placing an equivalent resistance in the primary circuit of the transformer, and shorting it out with a relay (see McCoy, "Use Surplus and Save," *QST*, October, 1967). Thermistors or "Surgistors" have also been used for the purpose (see "Hints & Kinks," *QST*, October, 1962). — *Editor*.

only two diodes, does not require a center-tapped transformer, and has good efficiency. When all factors are considered, this is the best all-around circuit to use with silicon rectifiers. However, as mentioned in reference to the bridge circuit, the *power* that a given transformer will handle remains the same, regardless of the rectifier circuit used. As an example, if we have a center-tapped transformer rated at 500 volts each side of center, at 200 ma., the maximum output, within ratings, will be $500 \times 0.2 = 100$ watts. With the bridge rectifier across the full secondary, the maximum output within rating will be 1000 volts at 100 ma. With the voltage doubler, it will be 2000 volts at 50 ma.

The p.i.v. *per rectifier* with the voltage doubler is 2.8 E_{RMS}, and the average current, I_O, per rectifier is the same as the load current. The minimum filter-capacitor voltage rating is 1.4 E_{RMS}, and I_{SURGE} is 1.4 E_{RMS}/R_S. I_{REP}, R_S and C may be determined from the appropriate curves of Figs. 2, 3 and 4, after determining R_L.

Transient Problems

In this section we'll discuss some situations where the applied p.i.v. can be higher than expected.

A common cause of trouble is transient voltages on the a.c. power line. These are short spikes, mostly, that can temporarily increase the voltage seen by the rectifier to values much higher than the normal transformer voltage. They come from distant lightning strokes, electric motors turning on and off, and so on. Transients cause unexpected, and often unexplained, loss of silicon rectifiers.

It's always wise to suppress line transients, and it can be easily done. Fig. 7A shows one way. C_1 looks like 280,000 ohms at 60 cycles, but to a sharp transient (which has only high-frequency components), it is an effective bypass. C_2 provides additional protection on the secondary side of the transformer. It should be 0.01 μf. for transformer voltages of 100 or less, and 0.001 μf. for high-voltage transformers.

Fig. 7B shows another transient-suppression method using selenium suppressor diodes. The diodes do not conduct unless the peak voltage becomes abnormally high. Then they clip the transient peaks. General Electric sells protective diodes under the trade name, "Thyrector." Sarkes-Tarzian uses the descriptive name, "Klipvolt."

Transient voltages can go as high as twice the normal line voltage before the suppressor diodes clip the peaks. Capacitors cannot give perfect suppression either. Thus, it is a good idea to use power-supply rectifiers rated at about twice the expected p.i.v.

Diodes in Series

Where the p.i.v. rating of a single diode is not sufficient for the application, similar diodes may be used in series. (Two 500-p.i.v. diodes in series will withstand 1000 p.i.v., and so on.) When this is done, a resistor and a capacitor should be placed across each diode in the string. Fig. 8 illustrates the reason. In Fig. 8A, we have a half-wave rectifier operating from a 70-volt transformer. The output voltage with light loading is 100 volts (1.4 E_{RMS}). So is the peak transformer voltage. The p.i.v. required in this half-wave circuit is 200 volts (2.8) E_{RMS}). We might consider using two 100-p.i.v. rectifiers. In Fig. 8B, we see what might happen. Even though the diodes are of the same type, same p.i.v. and all, when they are cut off they may have widely-different back resistances. In our example, one diode has a back resistance of 1 megohm and the other, 3 megohms. The inverse voltage divides according to Ohm's Law. The

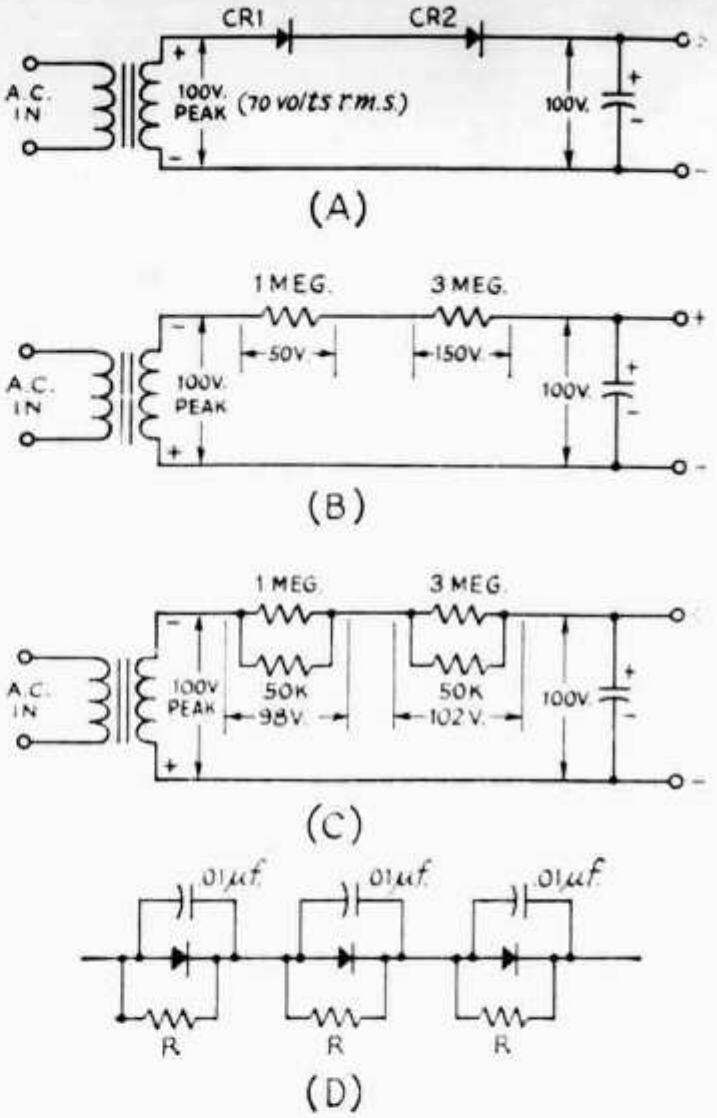


Fig. 8—A—Half-wave rectifier circuit with two diodes in series. B—Equivalent circuit when diodes are not conducting. The inverse voltage does not divide equally. C—Voltages are equalized by shunting the diodes with equal resistances of value low compared to the diode back resistances. D—Capacitors are added across each diode to distribute transient voltages equally, as described in the text.

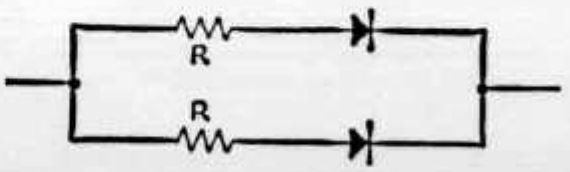


Fig. 9—Diodes in parallel should have equalizing resistors. See text for appropriate value.

better diode, the one with 3-megohm back resistance, gets 150 volts. The other diode gets 50 volts. The better diode will break down.

If we put a swamping resistor across each diode, as shown in Fig. 8C, the resultant resistance across each diode will be almost the same, and the back voltage will divide almost equally. A good rule of thumb for resistor size is this: Multiply the p.i.v. rating of the diode by 500 ohms. For example, a 50-p.i.v. diode should be shunted by 50 × 500, or 25,000 ohms.

The shift from forward conduction to high back resistance does not take place instantly in a silicon diode. Some diodes take longer than others to develop high back resistance. To protect the "fast" diodes in a series string until all the diodes are properly cut off, a capacitor should be placed across each diode.

Fig. 8D shows the complete series diode circuit. The capacitors should be noninductive, ceramic disk, for example, and should be well matched. Use 10-percent-tolerance capacitors if you can.

Diodes in Parallel

Diodes can be placed in parallel to increase current-handling capability. Equalizing resistors should be added as shown in Fig. 9. Without the resistors, one diode may take most of the current. The resistors should be selected to have about a 1-volt drop at the expected peak repetitive current. QST

HAVE YOU TRIED TRIACS?

BY C. A. WEST,* W2IYG

Most amateurs are familiar with the gas-filled thyratron tube used for controlling load voltages. A triac is a solid-state counterpart of the thyratron which provides circuit designers with the same features and advantages that transistors provide to those substituting transistors for tubes. Equipment can be made more compact, lighter in weight, instant starting, more reliable, and less costly.

This article describes several circuits designed around triacs which can be useful in the shack and point up the advantages of the triac in such applications. In many instances the triac circuitry can be an advantage over the more costly and bulkier Variac.

A triac, as shown in fig. 1, is basically a switch with the two terminals, *X* and *Y*, connected in series with the a.c. supply voltage and the load. The *XY* switch is closed by the gate. Voltage for the gate is obtained from a resistor-capacitor network connected to the a.c. supply voltage through the load. The value of R_1 determines the rate of rise of voltage across C_1 and, therefore, the time required for the trigger device to pass current and trigger the triac into conduction. Because the triac is a bidirectional device, switching occurs for both the negative and positive portions of the a.c. supply voltage. The R_1 phase control determines when, during any half cycle, the triac will start conduction. Figure 2 shows the relationships between a.c. supply voltage, a.c. load voltage, and voltage across the triac. In this case, R_1 has been adjusted to trigger the triac at 90° and 270°. Because of the chopped sine wave, a "true" r.m.s. type voltmeter is required to measure voltages at the load when the power in the load is being determined.

General Purpose Variable A.C. Supply

Figure 3 shows a general purpose experimental supply which utilizes the circuit board shown in fig. 4. The board is mounted on the meter terminals of an RCA WV-120A Line Monitor and supplies variable a.c. volt-

*130 Warren Avenue, Somerville, New Jersey.

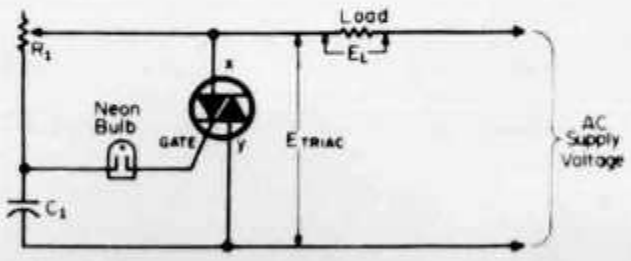


Fig. 1—Basic triac circuit used to control the a.c. voltage across the load.

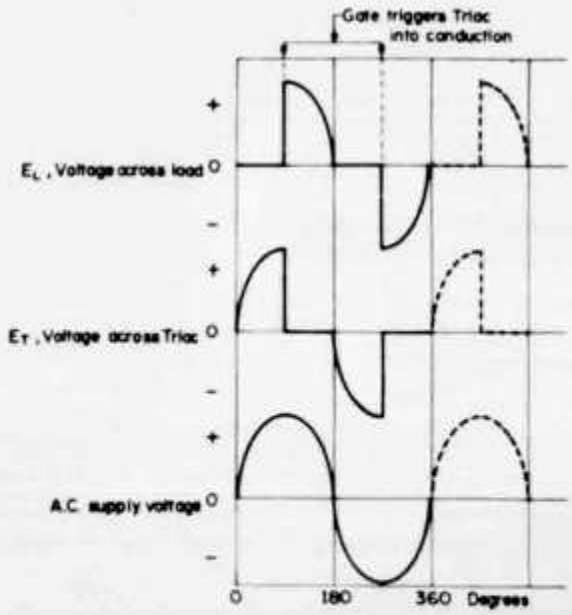


Fig. 2—Typical waveforms for the voltages in fig. 1, when R_1 is set for triggering at 90° and 270°.

Fig. 3—A general purpose variable a.c. supply housed in an RCA WV-120A power line voltmeter. The scale is hand calibrated below 100 volts. The terminals on the side and the socket on the top provide the variable a.c. output as measured by the meter. The slide switch atop the case selects fixed or variable output. The knob is the phase control or output level.

ages down to a few volts through a line receptacle or binding posts. The meter scale was calibrated at several points below 100 volts. Some experimenting was done to lower the range of the meter but was not satisfactory. A vernier type of load-voltage control

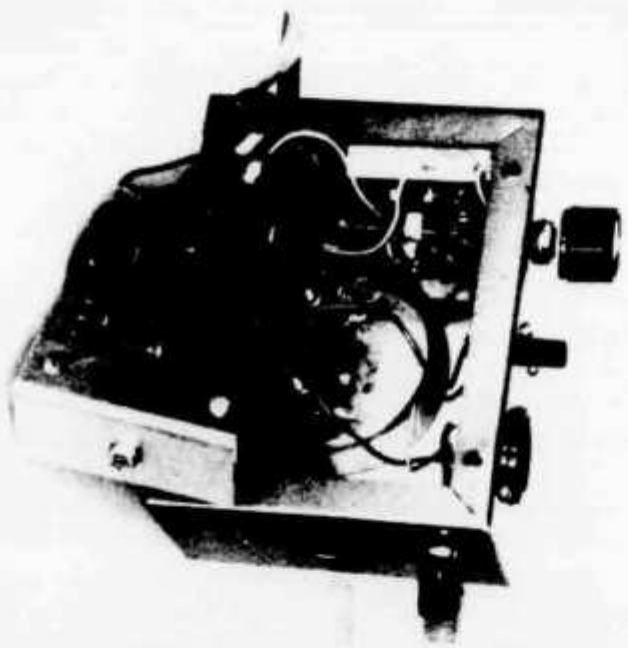


Fig. 4—Rear view of the triac operated general purpose variable a.c. supply. The triac is clamped in the heat sink and the triac circuit components are mounted on the board. The large resistors in the case were used when attempting to lower the meter range to 70 volts full scale. The arrangement was not satisfactory and the circuitry was removed.

potentiometer such as the CTS 45 series may be used to control output voltage more precisely.

Figure 5 shows two typical circuits. The circuit in fig. 5(A) uses a neon lamp for triggering, and the one in fig. 5(B) uses an integral-trigger RCA triac that contains a built-in back-to-back diode. Either basic circuit is suitable for the application. The integral-trigger triac offers the advantage of providing control of load voltage down to a few volts; the neon trigger provides control of load voltage down to about 30 volts r.m.s. The circuit of fig. 5(A) has the advantage of using the neon lamp as an indicator that the supply is on; it is also less expensive. The lamp should be mounted in a conspicuous location because light output is low.

Because there is a small voltage drop across the triac, a switch may be provided to enable the user to short out the triac circuit and apply the full line voltage across the load. The addition of a fuse and switch or circuit breaker in the line is a useful safety feature. Figure 6 shows the complete circuit arrangement of the supply shown in figs. 3 and 4, including an r.f. filter for the load and a filter for inductive loads. Figure 7 shows a suitable heat sink for the triac used in any of the circuits.

Because of the nature of the chopped waveform shown in fig. 2, noise is radiated from the line and is noticeable on an a.m. type receiver. Noise on the line decreases as the triac voltage control is set to supply higher

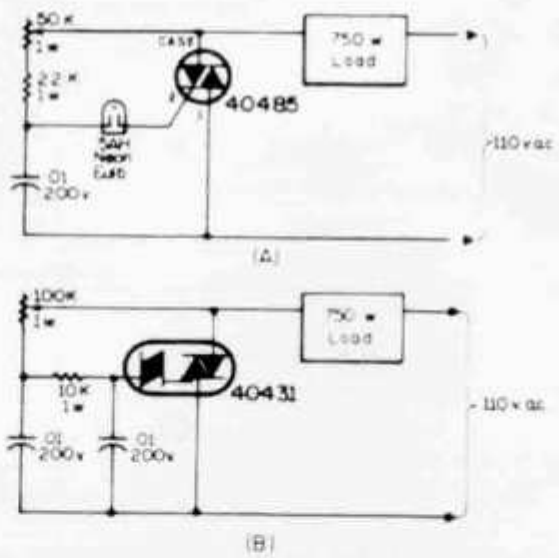


Fig. 5(A)—Basic circuit of a triac variable voltage supply using a neon bulb for the trigger device. (B) uses a triac that contains an additional back to back diode for the triggering device. This allows control of the output voltage down to a few volts.

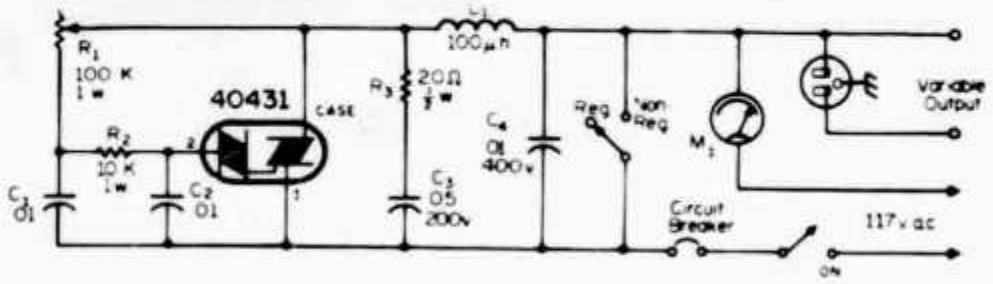


Fig. 6—Circuit for the variable voltage supply shown in figs. 3 and 4. The R_3-C_3 network forms a filter necessary for inductive loads and L_1-C_4 forms an r.f. hash filter. The circuit breaker can be between 5 and 6 amperes or a fuse may be used instead.

load voltages. There is no effect on an f.m. or TV receiver. This type of interference can be reduced in the equipment being controlled by the triac by use of a filter such as that shown in fig. 6.

Tool Speed Control

A tool speed control can be a handy item in the shop. Figure 8 shows a typical model using a triac. The components are mounted on a metal panel and housed in a standard bakelite or plastic box. The model shown is mounted on the ceiling at a convenient location over the work bench and uses a coiled-type line cord to which is attached a 3 way receptacle. A circuit breaker such as the type used in a color TV receiver protects the motor of an electric drill or saw in the event of stalling. There have been no burned out armatures since this device was installed. The heat of a soldering iron can also be controlled to increase the life of the heating element and tip. The circuit used can be that of fig. 5(A) or (B).

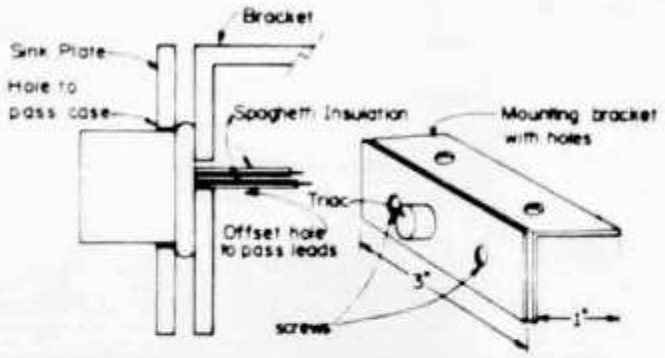


Fig. 7—Suggested heat sink for the triac used in the circuits of figs. 5 and 6. Aluminum, 1/16" thick, of the dimensions shown above, may be used. The case connects directly to the sink so the sink must be insulated from the chassis or meter case.

Light Dimmer

Want to please the XYL? Here's your chance to apply some of the techniques of your hobby and perhaps make a slight payment for those times when construction of a rotary beam antenna system was more important than redecorating a room. The control can be housed in a small metal box with an outlet at one end. Paint or spray the box an

Fig. 8—A triac drill speed control mounted on the ceiling over the work bench can also be used to control the heat of a soldering iron.

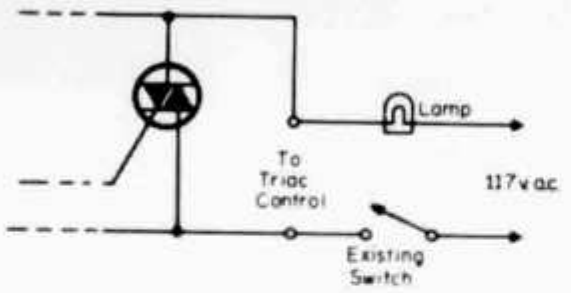


Fig. 9—Use of the triac control circuit to act as a lamp dimmer.

appropriate color and attach a control knob which blends with the surroundings.

In this application the lamp and dimmer serve several uses. With a 200 watt lamp, plenty of light is available to illuminate a desk in a writing area. The lamp may be dimmed for a pleasing lighting effect, and dimmed still further for use as a night light.

The compactness of the triac circuit coupled with a little ingenuity should enable the designer to build the control on a wall switch plate to control lighting from a chandelier. Figure 9 shows a circuit diagram capable of handling up to at least 500 watts of lighting with the heat sink shown in fig. 7.

Photocell Control

Photocells can be used in conjunction with the circuits of figs. 5 and 6 to control the load according to the ambient light level. The methods of connection are shown in fig. 10(A) and (B) for a type 4453 photo cell. If a 4403 type cell is available the connections are the same except that a 1.2K resistor is placed in series with the photocell.

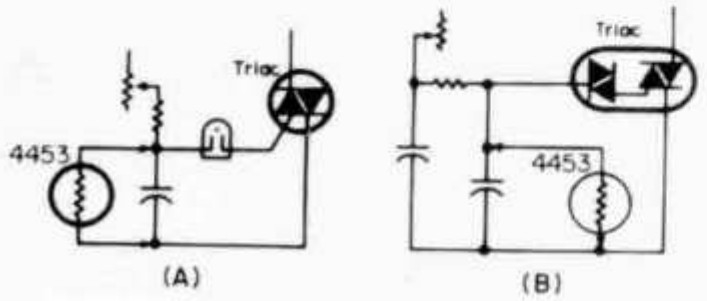


Fig. 10—Connection points for photocells that can control the triac circuit.

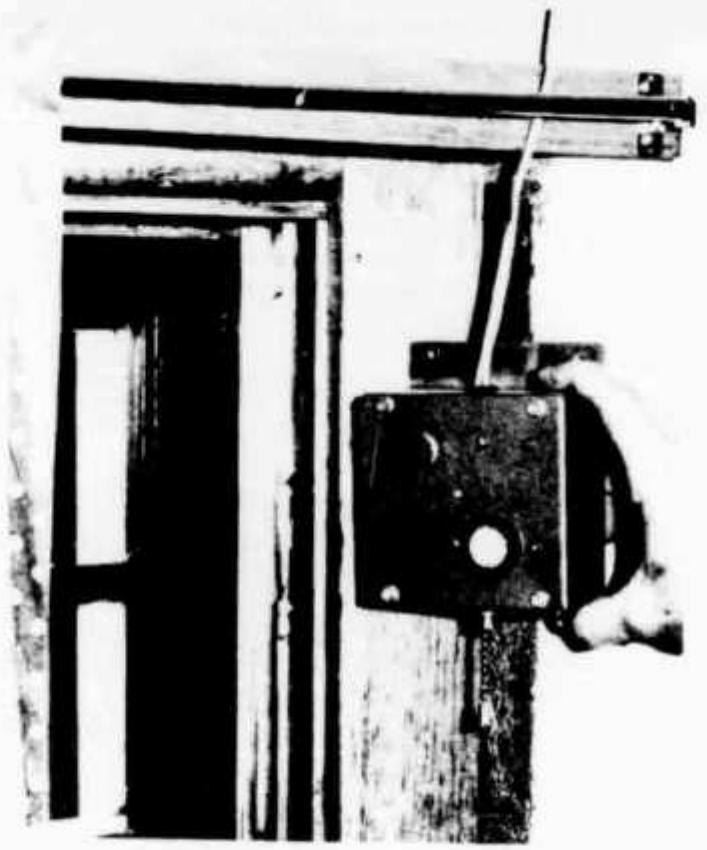
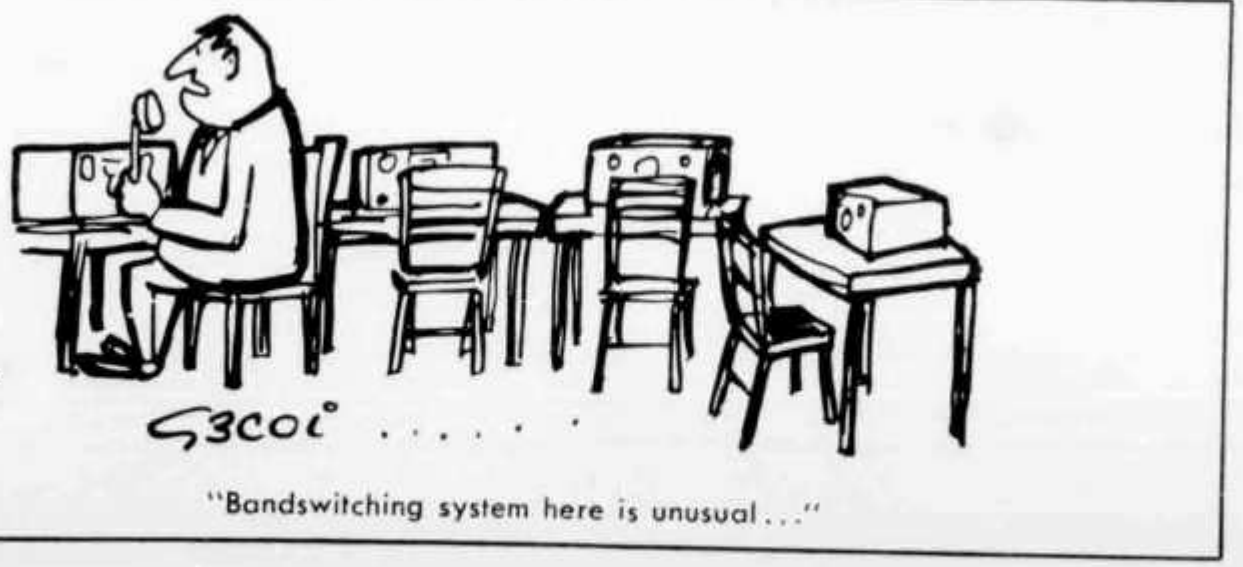


Fig. 11—Photocell controlled triac unit placed in the garage window senses outside light to control driveway and other exterior lights.

This device may turn lights on or off according to the outside light. Two typical uses are to turn on interior lights automatically when no one is home. It is hoped this will discourage burgulars. The second is to turn outside lights on automatically to light up the driveway, house entrance and other critical points. A homebrew unit is shown in fig. 11. CQ Magazine



"Bandswitching system here is unusual . . ."

Gimmicks and Gadgets

A Milligallon For 15

BY WES HAYWARD,* W7ZOI

An amateur activity of increasing popularity is experimentation with low-power solid-state transmitters. The appeal of QRP work is derived largely from the simplicity and portability of the equipment used. However, most of the equipment described in the literature is designed for the 80- and 40-meter bands, where the circuitry is of minimal complexity. This is unfortunate in that current propagation conditions make the 10- and 15-meter bands very attractive to the low-power enthusiast.

The "milligallon" rig shown schematically in Fig. 1 was designed for the 15-meter band and uses two inexpensive (64 cents) epoxy-cased silicon transistors. The rig's simplicity is realized by operating the oscillator, Q_1, in its third-overtone mode. Garden-variety 7-Mc. crystals are used. The amplifier, Q_2, operates in the common-emitter configuration and has a power input of almost one watt. Hence the name "milligallon." With a 12-volt power supply, the measured power output was one-half watt into a 50-ohm resistive load. With the transistor shown; the supply potential should not exceed 12 volts and modulation should not be applied to the Q_2 collector. Diode CR_1 and its associated circuitry provides a convenient means for tuning the transmitter and may be used with a v.o.m. or v.t.v.m. A method for measuring power output is included in Fig. 2.

The transmitter is built on the 2 × 3-inch printed-circuit board shown in Figs. 3 and 4, and the finished circuit card is mounted inside a small aluminum box of suitable size. The crystal socket and p.c. board should be mounted so that the interconnecting lead length is small. The author included a ceramic wafer switch in his unit which serves as an antenna changeover switch. Extra terminals also remove the power supply from the transmitter during receive periods.

* 1801 11th Ave. N.W., Puyallup, Washington 98371

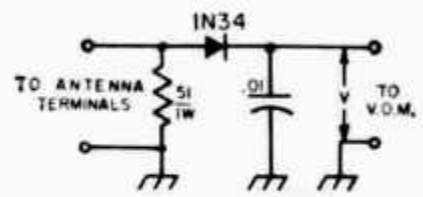


Fig. 2—Dummy load and peak rectifier for measuring power output. The fixed capacitor is ceramic.

Toroid coil forms[1] are used for both of the tuned circuits for reasons of compactness, shielding and economy. After the transmitter has been built, a 51-ohm resistor should be temporarily connected to the antenna terminals to serve as a dummy load. Adjust capacitor C_1 for good keying as monitored in a communications receiver, and tune the output tank capacitor, C_2, for maximum

[1] A kit of 2 small suitable toroid coil forms is available for $1.00 postpaid from Alcom Electronics, 2025 Middlefield Road, Mountain View, California 94040. Fairchild transistors are available through any Fairchild distributor.

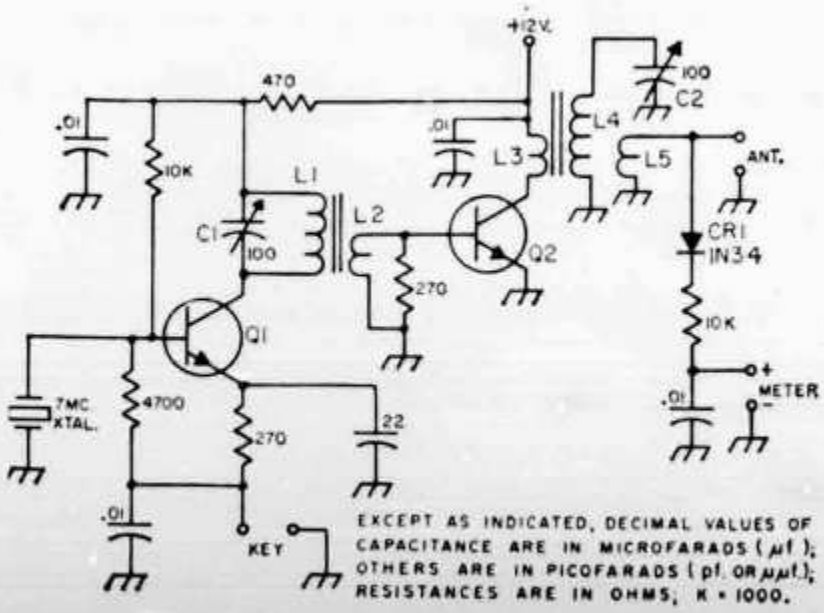


Fig. 1—Circuit diagram of the 21-Mc. "milligallon". Fixed resistors are composition, ½ watt or smaller. Fixed capacitors are ceramic.

C_1, C_2—7-100 pf. midget compression mica trimmer (Elmenco 423).

L_1—App. 2.5 μh.; 30 turns No. 28 on ferrite toroid form (Arnold type FE-0437-0501, 0.437 inch. o.d.; see also footnote 1).

L_2—5 turns No. 28 on same fc.m as L_1.

L_3—5 turns No. 22 on same type form as L_1.

L_4—App. 0.8 μh.; 17 turns No. 28 on same form as L_3.

L_5—4 turns No. 22 on same form as L_3.

Q_1, Q_2—2N3641 (Fairchild) or equivalent.

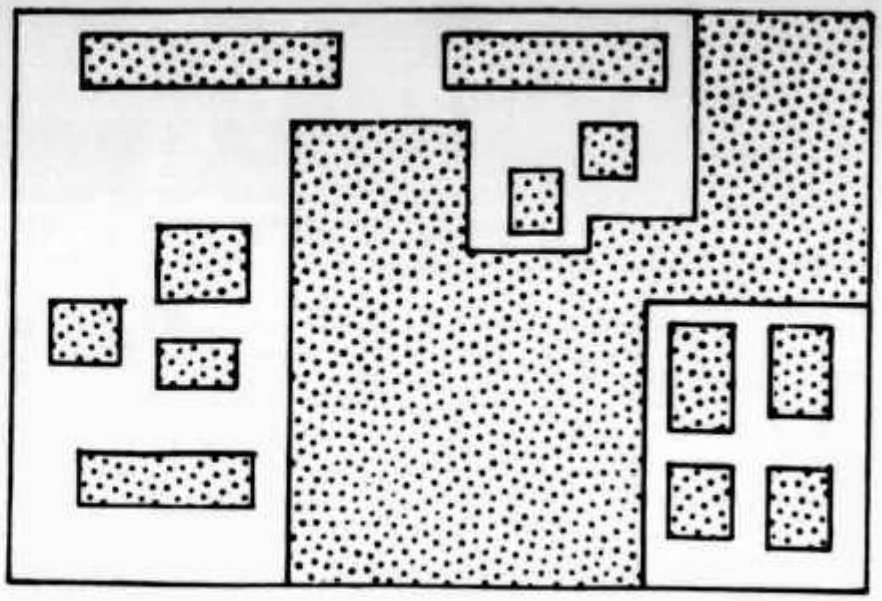


Fig. 3—Circuit board layout (bottom view), full size. Shaded area is copper; white area is etched out.

power output as indicated by a voltmeter connected to the meter terminals or the peak-reading r.f. voltmeter connected to the dummy load (Fig. 2). The transmitter should be used only with a well-matched 50- or 70-ohm antenna. If the s.w.r. is excessive the builder should consider an antenna tuner such as the T network described by Johnson [2]. Capacitor C_2 should be repeaked when the antenna system is connected.

Since the total current drawn by the transmitter is about 100 ma., power may be economically supplied by a 12-volt lantern battery. If a line-operated power supply is desired, the circuit used in the author's receiver [3] would be ideal.

The results obtainable with the milligallon will amaze all but the seasoned QRP-er. In the first month of operation, the author made contacts all over the U.S. and Canada and with several stations in Japan. The antenna was one of the popular trap verticals. When conditions are good, a 10-db. pad is inserted in the antenna line to add to the challenge. For five bucks worth of parts and a couple of evenings work, the rig is certainly hard to beat. QST

[2] Johnson, "Band-Switching Transmatches," *QST*, October, 1967.

[3] Daughters, Hayward, and Alexander, "Solid State Receiver Design using the MOS Transistor," Part II, *QST*, May, 1967, p. 25.

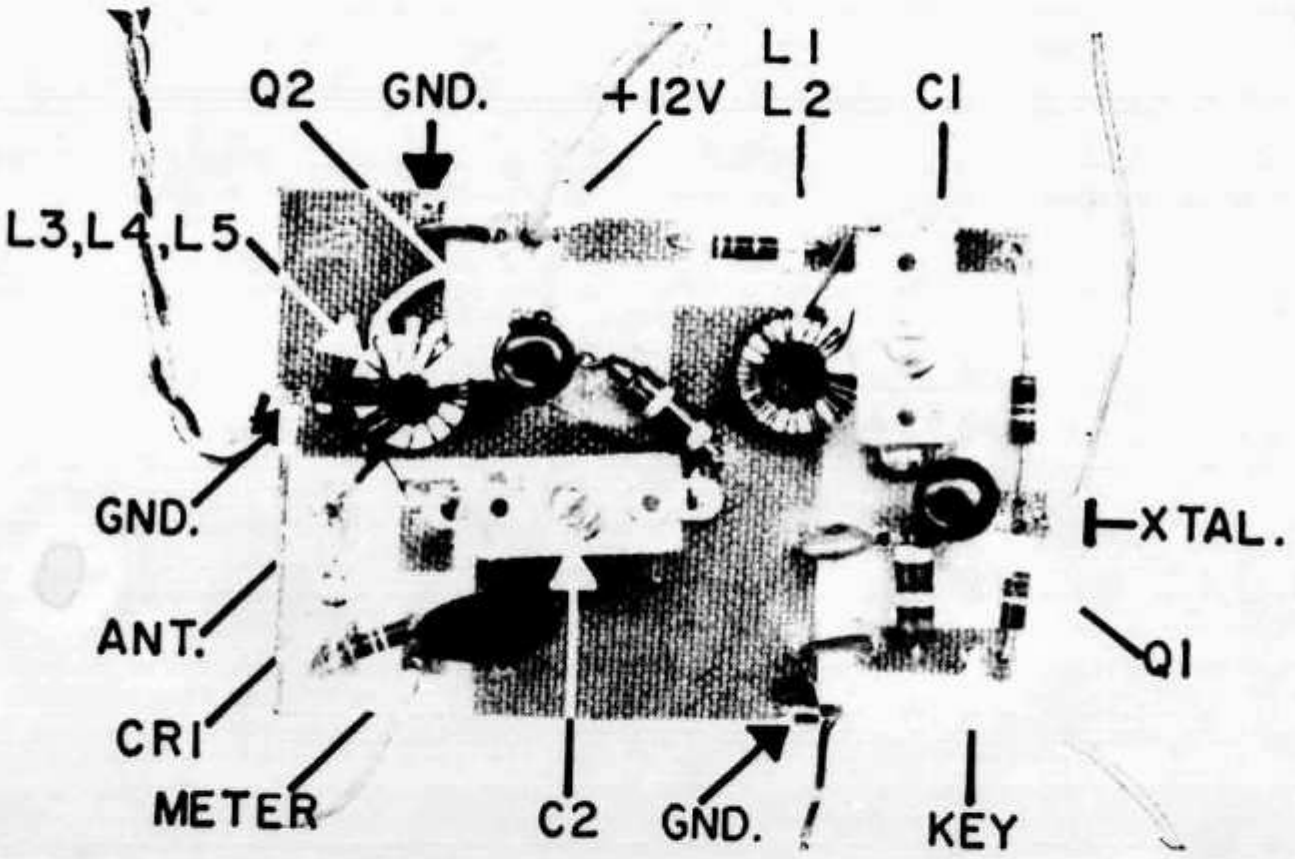


Fig. 4—Plan-view photograph, full size, of the Milligallon. Principal components are identified in this view as an aid to assembly; ones not labeled can easily be recognized by referring to Fig. 1. The dark areas are copper backing on the opposite side of the translucent circuit board and correspond (reversed left to right) to the layout shown in Fig. 3.

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 giovedi 20.30 Rist. Oldrati au Lac. Lugano, ogni mercoledi, 20.30, Rist. Tivoli, Breganzona. Mendrisio e Chiasso, ogni mercoledi, 20.00, locale del gruppo, Tremona

Basel
René Hueter, Neuwillerstrasse 5, 4153 Reinach BL
Restaurant Heim, jeden Freitag um 20.30. Monitofrequenzen: 29,6 MHz und 145,6 MHz (vertikal polarisiert). UHF-Umsetzer: Kan. 1, Rufton 1435Hz

Bern
Carlo de Maddalena (HB9QA), Riedliweg 9, 3053 Münchenbuchsee
Restaurant Schanzenegg, letzter Donnerstag des Monats 20.30, Monitorfrequenz: 29,6 MHz

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
Café des Chemins de fer à Fribourg, Café de l'Aviation à Payerne, le mercredi soir, alternativement.

Genève
R. Ganty (HB9ASA), 23, Ave. Ste. Cécile, 1217 Meyrin.
Centre Marignac, 28 av. Eugène Lance, Grand Lancy (autobus no 4) chaque jeudi dès 20.30

Jura
Roland Corfu (HB 9 IB), 41 rue du Temple, 2800 Delémont BE
Réunions mensuelles selon convocations personnelles

Lausanne
Michel Vonlanthen, (HB9AFO), Rue de Lausanne 8 1030 Bussigny
Buffet CFF, salon 2, Lausanne chaque vendredi à 20.30

Luzern
Peter Braun (HB9AAZ), Geissburg, 6130 Willisau
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, Lerchenfeld. 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 (HB9MEO), 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 144,9 MHz.

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

KW-ELECTRONICS

(Englische Fabrikation)

- **KW 1000 Linear HF-Verstärker** 10—80 m
  1200 W PEP SSB und 1000 W in CW. 2×T 160 L
  Kann für Klasse D2 mit 2×811 bestückt werden — Fr. 1895.—
- **KW 202 Receiver** 10—160 m, sehr leistungsfähig und ruhig
  Eingebauter Calibrator. 500 KHz Bandempfänger — Fr. 1745.—
- **KW 204 Transmitter** 10—160 m, eingebauter Netzteil
  9 Bereiche zu 500 kHz. 180 W PEP, 75 W AM — Fr. 1745.—
- **KW 2000 B Transceiver** 180 Watt PEP mit 2×6146,
  VOX, Side-Tone, Mech. Filter, inkl. Netzteil und Speaker — Fr. 2765.—

- **KW 107 Antenna Tuning System.** Umfasst in einem Gehäuse
  1. Antennen-Anpassungsgerät KW-EZ Match 10—80 m für Impedanzen von 30—2500 Ohm, bis 1 KW PEP bei 50/75 Ohm Speisung, 300 W für Long-Wire oder Hochimpedanz-Antennen
  2. KW 103 SWR — und Wattmeter für 100 und 1000 W.RF
  3. KW Antennen-Umschalter mit 3 Stellungen
  4. KW Dummy Load bis 1 KW

  nur Fr. 495.—
- **KW Antennen-Umschalter** 3 Positionen für PL 259 — Fr. 44.—
- **KW Dummy Load für 50 Ohm,** kurzzeitig bis 1 KW — Fr. 120.—

Generalvertretung für die Schweiz und Liechtenstein:

Radio Jean Lips (HB 9 J)

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

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

Zahlungen für:

EXTRA-QSL-SERVICE	pro Jahr	Fr. 12.—
Abonnement QST		Fr. 30.—
ARRL Amateur Radio HANDBOOK		Fr. 22.—

auf Postcheckkonto: 60-3903 Luzern, Franz Acklin, Büron.

Hambörse

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

Suche: Sende-Empfänger 2 m-Band AM oder FM. Max Baumgartner, HB9MFE, Kaserne 8302 Kloten.

A vendre: Recueil questions examen radio amateur (envoyer Fr. 5.—). Carte qra locator Suisse (4.—). Rx Star-SR-165 pour SWL. HB9AOF, 2 renard, 1211 Aïre.

Zu kaufen gesucht: SSB-Transceiver 80—10 m, sowie W3 DZZ- oder Groundplane-Antenne. Martin Meyer, HB9AQG, Telefon 031 53 43 06.

Zu verkaufen: Heathkit KW-Empfänger HR-10 10—80 m, wenig gebr., Fr. 300.—. Tel. 036 55 29 52.

Zu verkaufen: Koaxialer Antennenersatz, 50 Ohm, 50 Watt. Verwendbar bis 1500 MHz. B. Grilli, HB9 MEQ, Telefon 035 6 17 27 ab 18 Uhr.

NEU NEU NEU: RTTY-CONVERTER-BAUSATZ Model RT 72 ESTESIX, modernstes Gerät komplett mit Autoprint, KO, KNOX, AFSK, für Senden und Empfang. (12 IC, 20 Transister, 60 Dioden, 17 Toroide etc.) Fr. 1485.—. **ST-6 PRINTS** (mit Schaltung) (Steckprints) für eine Shift: 6 Prints zu total Fr. 150.— (z. B. für 850). Für jede weitere Shift: (z. B. 170): 2 weitere Prints für Fr. 25.—. Keel, HB9P, Freudenbergstrasse 30, 8044 Zürich, Postscheck 80-6638.

Zu verkaufen: wegen Nichtgebrauch 70 cm-Transceiver SE 92 (2 Kanal) mit neuer 9-Element-Antenne Fr. 700.—. Telefon 073 31 19 10.

Verkaufe: 10—11 m DX-Station. 1 SOKA TS 600 5 W Transceiver. 1 Linear 8 W. 1 Linear Lafayette AM SSB FM CW 100 W PEP (HA 250 A) alles ufb, 12 V. Nur en bloque. Für OM mit finanziellem Innenwiderstand, Teilzahlung möglich. Neupreis (ohne Quarze) Fr. 1135.—. Preisidee mit sämtlichem Zubehör (ohne Quarze) Fr. 750.—. Anfragen Telefon 042 21 23 91, falls abwesend 042 72 16 24.

Peilempfänger DRF für das 80 m-Band neu ab Lager lieferbar. Preis der Serie 1972: Fr. 220.—. Unterlagen auf Anfrage. W. Berner, HB9MY, 6311 Allenwinden, Telefon 042 21 90 73.

Die praktischen
PLASTIKTASCHEN für QSL-KARTEN
Pro Set für 10×10 QSL-Karten Fr. 4.30 vorausbezahlt. Fr. 5.30 per Nachnahme.

Bestellungen an: Joe F. Keller, P. O. Box 21, 6020 EMMENBRÜCKE/Sprengi, **Postcheck: 60-60495 Luzern.**

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) 469893

SONDERANGEBOT

AUSZUG AUS UNSEREM SONDERANGEBOT 1972

Hochinteressante BAUSÄTZE nunmehr verbilligt und NEUE sehr preiswerte KITS mit genauem Schaltschema und Einzelstückliste — **Nettopreis (ohne WUST) Fr.**

BAUSATZ 17 Entzerrer-Vorverstärker
Der Bausatz arbeitet mit zwei Silizium-Transistoren. Mit einer kleinen Änderung kann er auch als Mikrophon-Vorverstärker verwendet werden. Die Eingangsspannung beträgt dann 2 mV.

Betriebsspannung	9—12 V
Betriebsstrom	1 mA
Eingangsspannung	4.5 mV
Ausgangsspannung	350 mV
Eingangswiderstand	47 kOhm
komplett mit Druckschaltung, gebohrt	Dim. 50×60 mm **9.50**

BAUSATZ 18 55W Hi-Fi-Vollverstärker (Mono)
Der KIT arbeitet mit zehn Silizium-Transistoren. Er hat einen Lautstärkeregler und je einen getrennten Höhen- und Tiefenregler. Der Bausatz eignet sich gut zum Anschluss von Kristall-Tonabnehmern, Tonbandgeräten usw.

Betriebsspannung	54 V
Betriebsstrom max.	1.88 A
Ausgangsleistung	55 W
Klirrfaktor bei 50 W	1%
Ausgangswiderstand	4 Ohm
Frequenzbereich	10 Hz bis 40 kHz
Eingangsspannung	350 mV
Eingangswiderstand	750 kOhm
komplett mit Druckschaltung, gebohrt	Dim. 105×220 mm **63.50**

BAUSATZ 18A 2 Stück 55W Hi-Fi-Vollverstärker für STEREO
Technische Daten wie für BAUSATZ 18 nur mit Stereo-Potentiometern und Balance-Regler.
komplett mit zwei Druckschaltungen, gebohrt — Dim. 105×220 mm **130.50**

BAUSATZ 19 Netzteil zu 1×BAUSATZ 18
komplett mit Trafo und Druckschaltung, gebohrt — Dim. 60×85 mm **67.—**

BAUSATZ 20 Netzteil zu 2×BAUSATZ 18 (STEREO)
komplett mit Trafo und Druckschaltung, gebohrt — Dim. 90×110 mm **79.—**

SENSATIONELLE PREISE FÜR SORTIMENTE
Transistoren-Sortimente und Mengenpackungen

Bestell-Nr.		
TRA 8 D	4 Germanium Leistung-Trans. AD 133	**15.—**
TRA 13 B	10 NF-Trans., ähnl. AC 121, AC 126	
	10 NF-Trans., ähnl. AC 175, AC 176	
	20 NF-Transistoren	**4.60**
TRA 21 B	5 HF-Transistoren BF 194	
	5 HF-Transistoren BC 178	
	10 Transistoren	**7.50**
TRA 40 A	3 Leistungs-Transistoren GP 61 = AD 161	
	3 Leistungs-Transistoren GP 62 = AD 162	
	2 Leistungs-Transistoren GP 40 = BD 130	
	2 Leistungs-Transistoren AD 130	
	10 Leistungs-Transistoren	**13.—**
TRA 44	10 Germanium Leistungs-Trans. AD 136	**14.—**
TRA 63	50 Leistungs-Transistoren, ähnl. AD 161	**30.—**
TRA 67	50 Leistungs-Transistoren, ähnl. AD 162	**26.—**
ZENER-DIODEN-SORTIMENT		
ZE 14	10 verschiedene Werte 250 mW—10 W	**6.50**
UNIVERSAL-GERMANIUM-DIODEN		
	fabrikneue Dioden, geprüft	
DIO 10	10 Germanium-Dioden, ähnl. AAY15 = AAY20	**1.30**
SILIZIUM-FERNSEH-GLEICHRICHTER-SORTIMENT		
GL 1	5 Sil.-Gleichr., ähnl. BY 127 800 V 500 mA	**4.75**
THYRISTOREN- UND TRIAC-SORTIMENTE		
TH 20	10 Thyristoren 1 A 20 V—400 V	**9.50**
TRI 20	5 Triac 3 A 20 V—200 V	**12.50**
ELEKTROLYT-KONDENSATOREN-SORTIMENT		
ELKO 1	30 Kleinst-NV-Elkos, gut sortiert	**7.50**
SCHEIBEN-, ROHR- UND PERLKONDENSATOREN-SORTIMENT 125V—500V		
KER 3	20 Kapaz. Werte ×1 Stück pro Wert	**1.60**

Verlangen Sie bitte kostenlos das **vollständige SONDERANGEBOT 1972** über weitere hochinteressante Bausätze, elektronische Bauelemente und eine Menge preisgünstiger Sortimente und Mengenpackungen.

Nur einwandfreie fabrikneue Ware

Zwischenverkauf vorbehalten

Nettopreise ab Lager Horgen

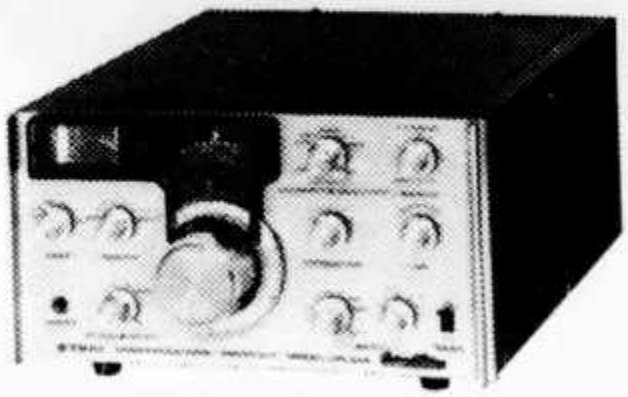
Unsere Lieferungen erfolgen gegen Nachnahme. Verpackung und Porto werden zu Selbstkosten berechnet

Ihre geschätzte Bestellung erbitten wir an:

Ingenieur-Büro
Import-Export
Bahnhofstrasse 5

EUGEN QUECK

8810 HORGEN Tel. 01/821971



TRIO KENWOOD

JR-599 DF

Der meistgekaufte
HAM-Empfänger

Erfahrene Perfektionisten haben in Tests mehrfach bewiesen:
Der Empfänger JR-599DF hält jedem Qualitätsvergleich stand und ist trotzdem viel preisgünstiger.
2 m-Konverter auf Wunsch eingebaut und fein abgeglichen. Kristallfilter für SSB, AM und CW.
Technische Verbesserungen und deutsche Bedienungsanleitung.

Verlangen Sie den detaillierten Prospekt mit Preisofferte.

H. MATTMÜLLER HB9AOD

«Amateurfunk» Baselstrasse 118

4132 Muttenz 061 - 42 68 30

Achtung! Einbruchdiebstähle!

Folgende Spezialgeräte wurden durch Einschlagen der Schaufenster bei Radio Jean Lips, Zürich (2×) und bei Bühler Electronic, Zürich (1×) gestohlen:
SOMMERKAMP 11 m Transceiver TS 5025 S Nr. 10768 (23 Kanäle)
LAFAYETTE 450—470 mHz Empfänger Mod. P 450 Nr. 128-1-0145
LAFAYETTE PF 30 Empfänger Bereich 30—50 mHz mit eingeb. Converter für 438 mHz.
Skalaabschriftungen ausradiert.
Bei Feststellungen über diese Geräte erbitte ich um sofortige Benachrichtigung und danke herzlich für allfällige Mithilfe. Der angerichtete Schaden durch Zertrümmerung von drei Schaufenstern betrug zirka Fr. 4500.-! Die Einbrüche fanden statt in den Nächten vom 15./16. Februar bei Bühler, vom 4./5. und 7./8. April bei Lips. Besten Dank!

Jean Lips, Dolderstrasse 2, Zürich 7, Telefon 01 - 32 16 56

FRITZEL

Antennen für Kurzwellenfunk

Alle Typen ab Lager Basel sofort lieferbar

neu

Generalvertretung für Schweiz und Liechtenstein
Electronic und Feinwerktechnik

KG Leuenberger & Co CH-4000 Basel
Telefon 061 22 19 59 HE9HQD Eulerstrasse 77

Yagi-Antennen für 2-m- und 70-cm

TRIO

Neue Modelle 1972 noch attraktiver

TS-515	Transceiver 80—10 m CW/SSB 180 W DC
PS-515	Power Supply
VFO-5S	Remote VFO zu TS-515
TL-911	Linearamplifier 2 kW PEP D2 zugelassen
TX-599	Transmitter 80—10 m AM/CW/SSB
JR-599	HAM-Band Empfänger 160—2 m
SP-599	8 Ohm Speaker
TR-2200	2 m FM Handy-Talky 1 Watt HF
TR-7100	2 m FM Car Transceiver 10 Watt HF
TR-8000	70 cm Transceiver (später lieferbar)
LF-30	Lowpassfilter BCI/TVI
MC-50	Tischmikrofon 50 k Ohm/600 Ohm

Ausführliche Dokumentation und unverbindliche Preisofferte durch die autorisierte Vertretung

H. MATTMÜLLER HB9AOD

«Amateurfunk» Baselstrasse 118

4132 Muttenz 061 - 42 68 30

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 0,35µV für 10 dB SN/N
- stabiler, transistorierter VFO mit FET
- HW-101 Bausatz Fr. 1590.—

Aus unserem Sonderangebot:

SBA-100-1 Mobilhalterung zu SB-101	50.—	—.—	Die Preise verstehen sich rein netto.
SBA-310-1 2,4 kHz SSB-Filter	—.—	95.—	Beschränkter Vorrat. Bestellen Sie daher
SBA-310-2 2,1 kHz SSB-Filter	—.—	165.—	noch heute!

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

HERR HB9CZ 0068
BAENI HANS
GARTENSTR.3

4600 OLTEN

TELION elektronik

NOVOTEST

20 000 Ω / VDC — 4 000 Ω / VAC

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

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

8 Bereiche	100 mV . . . 1000 V–DC	
7 Bereiche	1,5 V . . . 2500 V– AC	
6 Bereiche	50 µA . . . 5 A–DC	
4 Bereiche	250 µA . . . 5 A–AC	
6 Bereiche	0 Ω . . . 100 MΩ	ab Lager lieferbar Fr. 98.—
NEU: TS-160	40'000 Ω / VDC	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