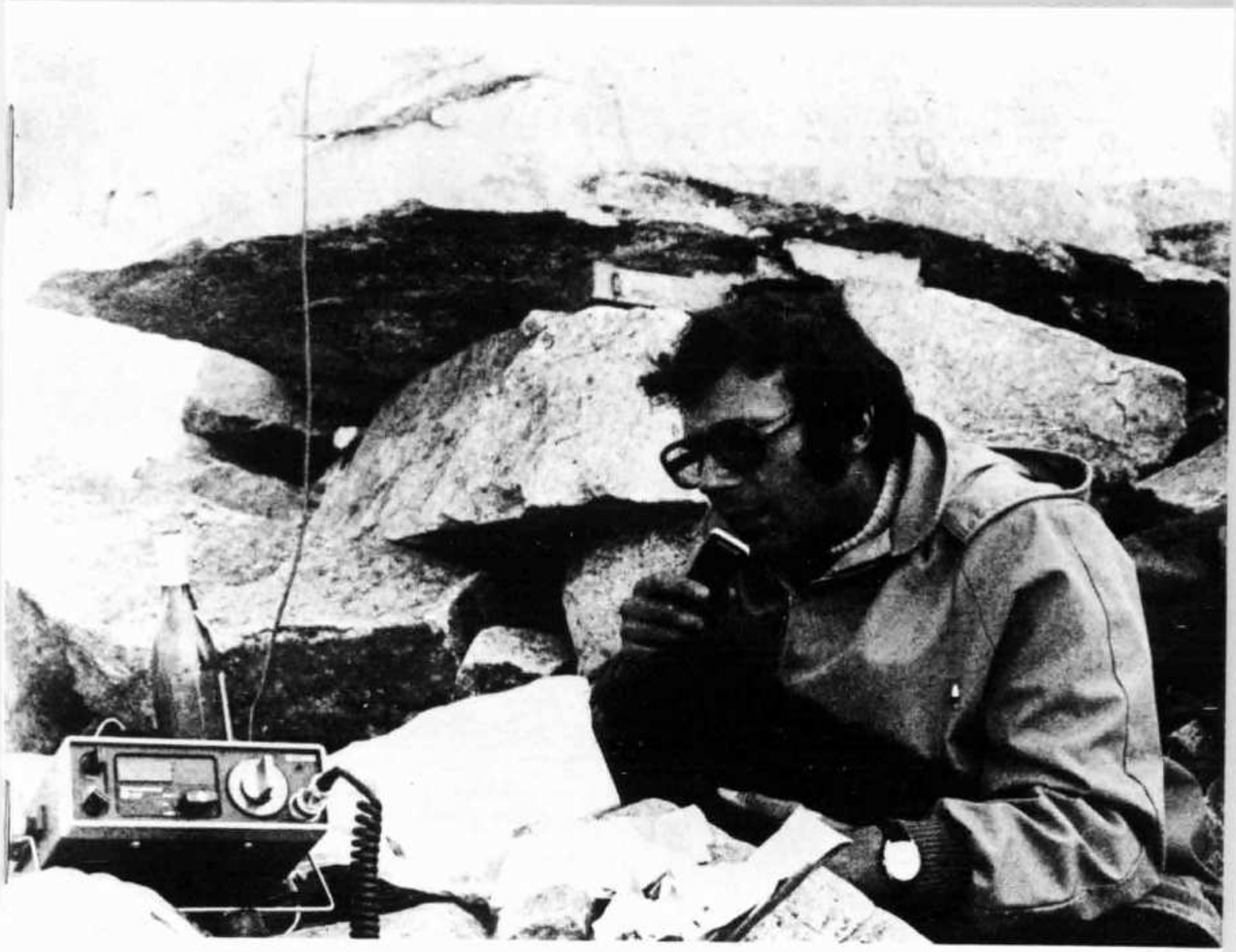
OLD MAN



8

1974

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

Neue Amateur-Netto-Preise

Juni 1974, Preisänderungen wegen Kursschwankungen vorbehalten

DRAKE	R-4C	Band-Receiver (ohne Zubehör)	1950.—
	R-4C	Accessory Filtres, per Stück	195.—
	R-4C	Accessory Noise Blanker 4-NB	235.—
	T-4XC	Band Transmitter 200 Watt	2050.—
	TR-4C	Band Transceiver 300 Watt	2100.—
	TR-4C	Accessory Noise Blanker 34-PNB	330.—
	RV-4C	Remote VFO zu TR-4C	395.—
	MS-4	Lautsprecher	95.—
	AC-4	Netzteil 110/220 V zu TR-4C und T-4XC	415.—
	DC-4	Speisegerät 12 V zu TR-4C und T-4XC	475.—
	DSR-2	Digital Synthesizer Spitzensuper, verbes. Modell	10200.—
	2-C	Band-Receiver	1100.—
	MN-4	Antenna Matchbox 300 W mit Wattmeter	425.—
	MN-2000	Antenna Matchbox 2000 W mit Wattmeter	725.—
	L-4B	Linear Amplifier, komplett mit Netzteil	3295.—
	SPR-4	Programable Receiver	2265.—
	W-4	HF Wattmeter bis 50 MHz	225.—
	WV-4	HF Wattmeter bis 200 MHz	275.—
	TV-42 LP	Low Pass Filter 200 W	45.—
	TV-1000 LP	Low Pass Filter 1000 W	98.—
KW-ELECTRONICS	KW 1000	Linear HF Amplifier 1200 W PEP	1595.—
	KW 107	Antenna Super-Match/Dummy-Load HF-Wattmeter / SWR-Meter	545.—
	KW 108	Monitorscope c/w 2 Tone Generator, komplett	585.—
	KW E-Z	Antenna Tuner	225.—
	KW 101	SWR Indicator	125.—
	KW 103	SWR Indicator + HF Wattmeter	195.—
	KW Balun	52 + 75 Ohm 1000 Watt	32.—
	KW	Trap Dipole Allband, mit Balun + Koaxkabel Lux.	228.—
	KW	Antenna Switch mit 3 Stellungen. Für PL 259	49.—
	KW	Low Pass Filter — 1 KW PEP 52 Ohm	95.—
Sommerkamp	FR 50 B	Bandempfänger	745.—
	FL2277 B	Linear Ampl. 1200 W PEP	1545.—
	FT 250	250 W Transceiver mit Netzteil	1785.—
	FT 277 B	270 W. Transceiver komplet	2595.—
	FV 277	VFO zu FT 277	425.—
	IC 21 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W	995.—
	TS 145 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W	695.—
STANDARD	C-4300	70 cm Transceiver, 5 W, 12 Kanäle	1195.—
	C-145	2 m Hand-Transceiver 1 W, 5 Kanäle	585.—
	C-146A	2 m Hand-Transceiver 2 W, 5 Kanäle	685.—
	C-826 MB	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle	865.—
	C-806 G	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle	695.—
	CV-100	Zusatz-VFO für XMTR und RCVR	285.—

Radio Television Jean Lips AG

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

OLD MAN 8

42. Jahrgang August 1974

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

Redaktion: Rudolf Faessler (HB9EU), Tonishof, 6318 Walchwil ZG, Tel. 042 77 16 06 — 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 (HB9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 53 34 16 — DX: Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse 35A, 6033 Buchrain LU, und Felix Suter HB9MQ), Hauptstrasse 13, 5742 Kölliken AG.

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

Erscheint monatlich

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

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Union des Amateurs Suisses d'Ondes courtes
Clubrufzeichen HB9AA
Briefadresse: USKA, 8607 Seegräben ZH

Ehrenpräsident: Heinrich Degler (HB9A), Rotfluhstr. 53, 8702 Zollikon — Präsident: Walter Blattner (HB9ALF), Via Varenna 85, 6604 Locarno — Vizepräsident: Jack Laib (HB9TL), 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), Bahnhofstr. 16, 8001 Zürich — Verbindungsmann zur IARU: Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Postfach, 4153 Reinach BL 1 — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch (HB9TU), Kirchbreiteweg 1A, 6033 Buchrain LU.

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

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

Nachrichten aus der IARU

Vom 22. April bis 7. Juni 1974 fand in Genf eine Verwaltungskonferenz der UIT über Fragen des Seeradiodienstes statt, an der 97 Mitgliedländer vertreten waren. Obwohl Frequenzzuteilungen nicht zur Diskussion standen, war die IARU durch Beobachter vertreten (R. F. Stevens, G2BVN; W. J. Nietyksza, SP5FM; G. Lander, HB9AJU; N. Eaton, VE3CJ während seines Europaaufenthaltes). Die Anwesenheit der IARU-Beobachter sollte sich als sehr nützlich erweisen. Die Konferenz verabschiedete u. a. eine Empfehlung, wonach die Verwaltungen die Wünschbarkeit eines Kanalplanes für die vom Seeradiodienst benutzten Bereiche zwischen 1605 und 4000 kHz prüfen sollen. Dies könnte unerwünschte Auswirkungen auf die Benützung der Amateurbänder 1,8 und 3,5 MHz haben, die teilweise mit dem Seeradiodienst zu teilen sind. Die afrikanischen und asiatischen Länder schienen sich gegenüber dem Amateurradiodienst weniger negativ zu verhalten als anlässlich der Konferenz über die Weltraumfunkdienste, doch ist zu berücksichtigen, dass diese Konferenz keine Kompetenz zur Abänderung des bestehenden Frequenzbereichsplanes hatte. Einige westeuropäische und skandinavische Delegationen versagten jedoch — wie schon an der Weltraumfunkkonferenz — den Amateuren jegliche Unterstützung. Allgemein war zu erkennen, dass die entscheidende Weichenstellung an der im Jahre 1979 durchzuführenden Funkverwaltungskonferenz erfolgen wird, welche den gesamten Frequenzbereichsplan einer Revision unterziehen wird. Es ist mit zunehmendem Druck auf die Amateurbänder über 144 MHz zu rechnen. Zudem arbeiten starke Kräfte auf die Zuteilung an den Rundspruchdienst des im Kurzwellenbereich infolge des vermehrten Einsatzes von Satellite- und Kabelverbindungen freiwerdenden Raumes hin. Jedenfalls bedarf es zur Vorbereitung der UIT-Konferenz von 1979 gezielter Anstrengungen aller Amateurvereinigungen und eines guten Einvernehmens mit den nationalen Fernmeldeverwaltungen. Man darf nicht ausser acht lassen, dass die jungen Staaten und Entwicklungsländer über die Stimmenmehrheit verfügen; die im vergangenen Jahr abgehaltene Bevollmächtigtenkonferenz der UIT in Torremolinos wurde von 75 dieser Länder dominiert, die als geschlossener Block auftraten und stimmten.

Im Mai 1975 findet in Warschau die nächste Konferenz der IARU Region 1 Division statt. Vorschläge für Anträge sind bis spätestens 31. Oktober 1974 dem Verbindungsmann zur IARU einzureichen.

(HB9DX)

Urabstimmung 1974 - Vote par correspondance 1974

Eingegangene Stimmkarten - Bulletins de vote rentrés	498
ungültig - nul	13
leer - blanc	2
Gültige Stimmkarten - Bulletins valables	483

Resultate - résultats

Alle Geschäfte wurden wie folgt gutgeheissen: Toutes les propositions sont acceptées comme suit:	Ja Oui	Nein Non
1. Jahresbericht des Präsidenten: - Rapport annuel du président:	461	18
2. Jahresbericht der Sekretärin: - Rapport annuel de la secrétaire:	473	6
3. Jahresbericht des KW-Verkehrsleiters: - Rapport annuel du responsable du trafic HF:	461	14
4. Jahresbericht des UKW-Verkehrsleiters: - Rapport annuel du responsable du trafic VHF:	423	33
5. Jahresbericht des IARU-Verbindungsmannes: - Rapport annuel du représentant auprès de l'IARU:	461	13
6. Jahresbericht des PTT-Verbindungsmannes: - Rapport annuel du représentant auprès des PTT:	445	27
7. Rechnung 1973: - Comptes 1973:	470	11
8. Voranschlag 1974: - Budget 1974:	454	26
9. Beiträge 1975: - Cotisations 1975:	459	22
10. Revision von Art. 22 der Statuten: - Révision de l'article 22 des statuts:	468	12

9010 St. Gallen, 11. April 1974

für die Rechnungsrevisoren
Edwin B. Hättenschwiler, HB9AKG

DX-News

Die DX-Bedingungen zeigten sich wiederum von der schlechten Seite und öfter war jede Ausbreitung auf den Kurzwellenbändern durch ausserordentlich kräftige Mögel-Dellinger-Effekte ausgelöscht. Ausser KP6KR auf DX-Pedition auf dem Kingman Reef, den HE9IHA am Morgen auf 14195, allerdings mit kläglicher Lautstärke hörte, war aus dem Pazifikraum kaum eine Station zu loggen. CR9AK sorgte auf 14215 am Abend für die einzige interessante Verbindung.

HB9ADP hat das WAZ mixed und das DXCC mixed 200 erhalten. HB9PQ bekam das Endorsement für 450 PX im WPX und HB9ZE den Sticker im DXCC mixed für 180 Bestätigungen. Wir wünschen bestens Glück für eine weitere erfolgreiche DX-Tätigkeit.

Zum Schluss machen wir auf den CW-Teil des AA-Contests vom 24.8. (11 Uhr) bis 25.8. (17 Uhr) aufmerksam und hoffen wenigstens für dann auf gute Bedingungen. Das Reglement kann wie üblich beim Unterzeichneten gegen SASE bezogen werden.

Vy 73 es cuagn de HB9MO.

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0000-0300: PY2ELZ **0600-0900:** W, VE **2100-2400:** 3A2EE-PY2FUS

7 Mc-Band: 0000-0300: M1C-HC2TV, PY2EAD, KP4AST **2100-2400:** PY7AUG, PY7BFC-CE3ED-7X2AN, 9G1DY-9K2EP

14 Mc-Band: 0600-0900: HV3SJ, IC8CIZ (Capri), I3GRX/IL7 (Tremiti)- 8P6AH, HH2WF, KV4CF, KZ5NH, OX3EA-5U7AZ-JY6MHQ-**KP6KR (195) Kingman Reef 0900-1200:** 5U7AG, 9X5SP **1500-1800:** FY7AR-FL8OM, TU2EN, EA8, FB8ZC, 6W8DY-A6XB, VS9MHC **1800-2100:** OJQMA-FP8CZ, PJ8AK, FG7TD, FY7AQ-TU2CH, VE6CBJ/SU, EL2FW, VQ9R, TL8ET-A9XW, **CR9AK (215),** JY6TC, UJ8SAJ, YB3AP **2100-2400:** 9Y4VT, KV4AD, FM7WN, K5QHS/VP2D, VP2VBH-VE6CBJ/SU, TR8AF

21 Mc-Band: 0900-1200: OD, VU2DK **1800-2100:** CN8, CR6, 7, EL7F, TR8VE, VQ9BP, ZE, ZS3, 9G1DG-4X, 5B4 **2100-2400:** KP4BCL, KV4BW-EA9EX

28 Mc-Band: 1500-1800: FØAHY/FC, OHØNJ **1800-2100:** VQ9BP

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9AMO: FB8WB, FR7ZL/T, KH6HDB (Kure), HZ1AB **HB9NL:** DL2GG/YV5 **HB9MO:** VP2SAH, ZD5R, 9V1QO, TG9KJ, CQ6LF **HE9HZA:** ET3ZU, HKØAB, HR6SWA **HE9IHA:** XW8ET, OJQMA, FL8OM, TA2BK/1

Logauszüge von HB9AMO, HB9MO, HE9HZA und HE9IHA

Senden Sie Ihre Bemerkungen und Logauszüge bis spätestens 10.8.1974 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse 35 a, **6033 Buchrain.**

DX-Calendar

Mt. Athos, SV1GA/A, durch, OH2BH, OH2MM und SV1GA ab 18. August 1974. **Réunion,** FRØBCS, durch F9MS, CW und SSB, hauptsächlich auf 20 Meter. Bleibt bis Mitte November 1974. **Cocos Keeling Isld.** VK9YV, durch VK6SW, demnächst für zwei Monate. **Norfolk Isld.** VK9JA, 14265, 0730.

Gilbert Isld. VR1AA, 21026, 1245. VR1AR, 14022, 1300, 14210, 0915. **British Phoenix** Isld. VR1PD, 14240, 0800, 14260, 0850, 14263, 0900. **Agalega Isld.** 3B6CF, 21215, 1715. **Mauritius Isld.** 3B8DR, 14205, 1730, QSL via G3SUW. 3B8DL, QSL via WA5ZWC. **Malawi,** 7Q7LB, 21250, 1610, 14255, 1800. QSL via IØDGB, oder via Box 1, Thyolo, Malawi. **Bahrain,** A9XW, 14224, 1400, 14285, 1750. A9XP, 14260, 1540. QSL via Box 14, Manama. **Portuguese Guinea,** CR3ON, 28560, 1850. Operateure CT1ON und CT1WW. Bleiben zwei Jahre. QSL via CT1BH. **Sudan,** durch SM2EOB/SU, 14220, 1845. QSL via SM2CEV. VE6CBJ/SU, 14165, 2055. QSL via VE1AL. **Vietnam,** XV5AA, 14321, 1305, 14301, 1330, 14265, 1625, 14225, 1710. XV5AB, 14270, 0900, 14064, 0900, 14320, 1300, 14270, 1630. **Cook Isld.** ZK1DX, 14258, 0800, 14284, 0850, 14285, 0900, 21295, 0930. **Lord Howe Isld.** durch VK2BKE/LH, 14265, 0700. QSL via Dr. Ken Hicks, Lord Howe Isld, 2898, Australia. 1835, 14225, 1920. QSL via Box 77, Dili. **Tromelin Isld.** FR7ZL/T, 14223, 0530, 21055, 1150, 14234, **Timor,** CR8AB, 21290, 1200, 21287, 1325, 14190, 1550, 14135, 1620. **Mongolia, Zone 23,** JT1AT, 14190, 1700, 14194, 1820. QSL via Box 639, Ulan Bator. **Falkland Isld.** VP8NU, 21059, 1850, 21035, 1925. QSL via Box 112, Port Stanley.

QSL-Adressen

KP6KR, via W6WX, Box 717, Oakland, Calif. 94604. — **KW6HG,** via WA6QFD, G. A. Cooper, 15861, Rose Ln, Westminster, Calif. 92683.

73 es best DX de HB9MQ

Rund um die UKW

Rangliste vom Mai Contest

Kat. 1

1. HB9OP	108 QSO	16054 Punkte
2. HB9AOF	87 QSO	10880 Punkte
3. HB9ABN	80 QSO	9824 Punkte
4. HB9MKC	42 QSO	4567 Punkte
5. HB9MHZ	44 QSO	4216 Punkte
6. HB9ALO	36 QSO	2812 Punkte

Kat. 2

1. HB9AMH/P	204 OSO	56970 Punkte
2. HB9AIR/P	211 OSO	52055 Punkte
3. HB9MFL/P	151 OSO	28716 Punkte
4. HB9MBV/P	104 OSO	19330 Punkte
5. HB9MEE/P	112 OSO	15920 Punkte
6. HB9HZ/P	65 OSO	9915 Punkte
7. HB9MBP/P	67 OSO	9443 Punkte

Kat. 4

1. HB9AIR/P	7 OSO	1384 Punkte
2. HB9AMH/P	9 OSO	1360 Punkte

Kat. SWL

1. HE9IGN	9 OSO	550 Punkte

Kommentar

HB9MBV: Trotz der schlechten Witterung zeigte sich das 2 m-Band von seiner besten Seite. Eigenartigerweise waren die Bedingungen Richtung Holland sehr schlecht. Bandöffnungen nach Norddeutschland, Paris, Poebene und in den Harz liessen den Contest für uns unerfahrene DXer zu einem einmaligen Erlebnis werden.

UKW-Tagung vom 15. Juni 1974 in Twann

Die nach Twann einberufene UKW-Tagung diente der Standortbestimmung der UKW-Amateure der Schweiz im Hinblick auf die 1975 in Warschau stattfindende IARU-Region 1 Konferenz. Leider waren trotz persönlichen Einladungen die Sektionen aus dem Tessin, Genf und Graubünden nicht vertreten. Es werden folgende Abänderungs-Anträge gutgeheissen:

2 m-Bandplan
- 144.100 Random ms nur für CW
- 144.400 Random ms in SSB
- Die Begriffe «DX» und «Local» sollten gestrichen werden.
- 144.050 ist als CW-Anruffrequenz festzulegen.
- Die bisherige «Note 5» ist zu streichen und durch «The lower limit of all modes is 144.500» zu ersetzen.
- Die Versammlung fasst zuhanden des REF folgende Resolution: Die Schweizer UKW-Amateure fühlen sich in ihrer Tätigkeit durch die langdauernden, starken Musiksendungen auf 145.950 von F7THF gestört. Die Sendeleistung sollte entsprechend reduziert werden.

70 cm-Bandplan
ist analog dem 2 m-Bandplan zu ändern, d. h. die Begriffe «DX» und «Local» sind zu streichen.
- The lower limit of all modes is 432.500
- Die CW-Anruffrequenz ist auf 432.025 festzulegen.

(HB9ACO)

Zu unserem Titelbild: UKW-Expedition Pizzo Lucendro (2962 m) 1973. «Operating Position» auf dem Gipfelblock mit HB9MEI als OP.

HE9HHH hat das Wort

In der Juli-Nummer des OLD MAN wurde über die Antwort des Bundesrates auf die «Kleine Anfrage Waldner» zum Thema der neuen Konzessionen IIIe für SWLs berichtet. Beim nachfolgenden Kommentar handelt es sich um die persönliche Meinung von HE9HHH. Die offizielle Stellungnahme der USKA wurde im OLD MAN 4/74 veröffentlicht.

Wenn man auch Verständnis dafür hat, dass unsere Empfangsamateure an der neuen Regelung wenig Freude haben, muss doch festgehalten werden, dass diese juristisch einwandfrei abgesichert ist. Ob «richtig» sich allerdings immer mit juristischer Theorie beweisen lässt, ist eine Ermessensfrage, vor die wir fast täglich in weit wichtigeren Bereichen unseres Lebens gestellt werden. Aus diesem Blickwinkel soll die nachfolgende Stellungnahme betrachtet werden. (Redaktion)

Über diese Antwort dürften wohl HE9er und CB-Fans gleichermassen enttäuscht sein, denn sie ist mager ausgefallen. Sie stellt einfach fest, es sei jetzt halt einmal so und mit einer Verbesserung sei vorläufig nicht zu rechnen. Man darf deshalb gespannt auf die Reaktion der USKA (und anderer Verbände) sein, denn diesmal traf es die SWL- und CB-Fans, das nächstemal sind vielleicht die HB9er an der Reihe.

Nicht nur die Details des ersten Abschnittes dürften SWL und HB9er interessieren, auch der zweite Abschnitt (er wurde im OLD MAN nicht abgedruckt — Red.) bedarf eines Kommentars: Im ersten Abschnitt wird gesagt, der Artikel 12 gestatte die Schaffung neuer Konzessionen durch die PTT. Dies wäre allerdings eine juristische Überprüfung wert, wie ein erster Blick zeigte. Der Bundesrat wolle, so schreibt er weiter, den Empfangsamateuren ihre Tätigkeit nicht unnötigerweise erschweren (was er aber mit den neuen Vorschriften tut) und er verzichte deshalb auf die Rundfunk-Konzession. Da diese aber ohnehin von jedem Radiohörer gebraucht wird, ist das wohl kaum eine «Erleichterung für Empfangsamateure», wie eine Presseagentur dies betitelte. Nur die Radioamateure selber tun etwas für die Ausstrahlung, die Übertragung und den Empfang ihrer Sendungen. Es ist deshalb absolut nicht einzusehen, warum es «angemessen» sei, dass die SWLs dafür auch noch eine Gebühr bezahlen müssen, nachdem dies die Sendeamateure bereits mit mehr Berechtigung (Frequenzzuteilung, Funküberwachung usw.) getan haben.

Im zweiten Abschnitt wird keck behauptet, das 11 m-Band eigne sich nicht für weite Verbindungen. Die jahrelangen Erfahrungen der HB9er auf dem benachbarten 10 m-Band haben aber zur Genüge bewiesen, dass während des Sonnenflecken-Maximums auch mit kleinen Leistungen an guten Antennen recht schöne Distanzen überbrückt werden können. Anderseits wissen gerade die HB9er aus der Zeit, als die Lokalrunden noch meist auf 10 m (auch mobi!) stattfanden, dass es bei grossem QRM mit nur 100 mW nicht möglich ist, sich in den grossen Agglomerationen zu verständigen. Dies trifft besonders dann zu, wenn nur noch eingebaute Gerätantennen erlaubt sind. Was aber nützt ein Funkgerät, wenn einem niemand mehr hören kann? Für die verallgemeinerte Antwort, jeder Sender wirke als Störer und bei grösserer Leistug seien auch die Störungen grösser, werden sich die Sendeamateure wohl bedanken. Da kommt es dann doch noch auf einige wesentliche Details an! Überhaupt werden in der bundesrätlichen Antwort BCI und TVI ganz gewaltig hochgespielt und es wird von «überaus zahlreichen Störfällen» berichtet. Genaue Zahlen sind aber nicht angegeben und vor allem ist nicht erwähnt, ob es in allen Telefonkreisen gleich schlimm sei. Eine etwas differenziertere Behandlung wäre nämlich denkbar.

(HE9HHH)

Schweizerische Peilmeisterschaft: Bern, 13. Oktober 1974

Adressänderungen

HB9GJ	Fritz Lüthi, Sandackerstrasse 6, 7320 **Sargans SG**
HB9JQ	Willy Dolder, Rainweg 28, 3626 **Hünibach BE**
HB9LO	Emil Demut, Käferholzstrasse 192/51, 8046 **Zürich**
HB9LS	René Schönenberger, Lättenwiesenstrasse 28, 8152 **Glattbrugg ZH**
HB9MA	Dr. Peter Kartaschoff, Rue Pistoule 28, 2036 **Cormondrèche NE**
HB9NW	Renat Ryter, Bachtelweg 15, 8604 **Volketswil ZH**
HB9NZ	Hugo Hofer, Im Geissacker 79, 8404 **Winterthur ZH**
HB9OX	Claude Ribaux, Sandstrasse 24, 3302 **Moosseedorf BE**
HB9QL	Massimil Bacchetta, Zähringerstrasse 26, 3012 **Bern**
HB9QO	Bruno Bossert, Höfliacker, 5630 **Buttwil AG**
HB9XZ	Hans Kneubühler, Etzelweg 11, 8604 **Schwerzenbach ZH**
HB9ZK	Robert Beck, Hegifeldstrasse 32, 8404 **Winterthur ZH**

Der Feldstärkeverlauf am Rande und innerhalb der Toten Zone

Von Prof. Dr. Walter Dieminger, DL 6 DS, Lindau/Harz, Max-Planck-Institut für Aeronomie

Viele Amateure haben sicherlich schon beobachtet, daß beim abendlichen Abreißen einer Funkverbindung auf Kurzwelle ein ganz charakteristischer Feldstärkeverlauf auftritt: Die Feldstärke erreicht etwa im Laufe einer halben Minute ein Maximum und fällt dann in wenigen Sekunden um 20 bis 30 dB ab. Jedoch bleibt bei stärkeren Stationen noch eine Restfeldstärke übrig. Die Empfangsqualität ist allerdings durch heftigen Schwund mit einer Periode von größenordnungsmäßig einer Sekunde („Flatterfading") beeinträchtigt. Versucht man die Einfallrichtung der Rest-Welle zu peilen (z. B. mit einem 3-Element-Yagi), so stellt man zu seinem Erstaunen fest, daß die Strahlung oft gar nicht aus der Richtung des Senders kommt. Die Ursachen dieser Erscheinung sollen im Folgenden untersucht werden.

Der Feldstärkeverlauf am Rande der Toten Zone

Wir sehen zunächst davon ab, daß wegen des Erdmagnetfeldes die Ionosphäre doppelbrechend ist. Wir nehmen vielmehr an, daß nur eine Polarisation von der Sendeantenne ausgesandt wird (das ist technisch mit Hilfe eines Kreuzdipols mit entsprechender Phasenspeisung möglich). Auch in diesem Falle kommen unter Umständen zwei Wellen am Empfangsort an **(Abb. 1).** Die eine (1) mit einem flacheren Einfallswinkel (engl. „low angle ray") dringt nur wenig tief in die Ionosphäre ein und verläßt diese nach relativ kurzem Weg wieder. Die andere (2), die

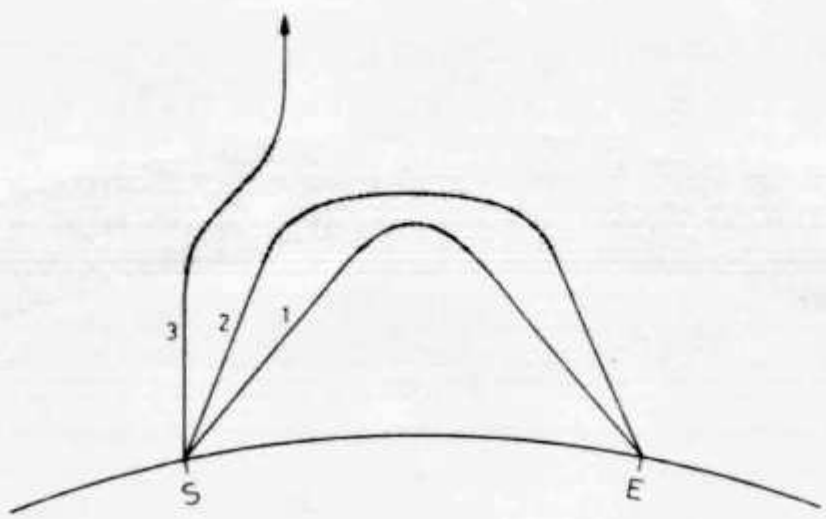


Abb. 1. Steilstrahlung und Flachstrahlung der Ionosphärenwelle

einem steileren Einfallswinkel entspricht, dringt tiefer in die Ionosphäre ein (engl. „high angle ray") und verläßt sie erst nach einem längeren Laufweg wieder. Noch steilere Wege (3) durchdringen die Ionosphäre. Die Ursache für diesen merkwürdigen Verlauf liegt in der Schichtung der Ionosphäre begründet und soll hier nicht näher diskutiert werden[1]). Die Feldstärke der Welle 1 ist im allgemeinen merklich größer als die der Welle 2, da sich bei der Welle 2 die Energie, die vom Sender in einem bestimmten Winkelbereich abgestrahlt wird, auf eine sehr viel größere Fläche verteilt („räumliche Dispersion"). Beide Wellen überlagern sich am Empfangsort. Je nachdem, ob sie mit gleicher Phase oder mit 180° Phasenverschiebung ankommen, verstärken oder schwächen sie sich. Die dauernd vorhandenen

---

[1]) Försterling, K. und H. Lassen, Zeitschr. f. techn. Physik **12**, 502 (1931).

Änderungen der Ionosphäre bewirken eine entsprechende Änderung der Phasenlage und damit ein Schwanken der Feldstärke am Empfänger („Schwund" oder „Fading"). Fading tritt natürlich auch auf, wenn aus anderen Gründen mehrere Wellen gleichzeitig am Empfangsort ankommen, z. B. ein- und zweimal reflektierte Strahlung. Wenn nun mit sinkender Sonne die brechende Wirkung der Ionosphäre abnimmt, rücken die beiden Wege immer näher zusammen **(Abb. 2)**. Und zwar

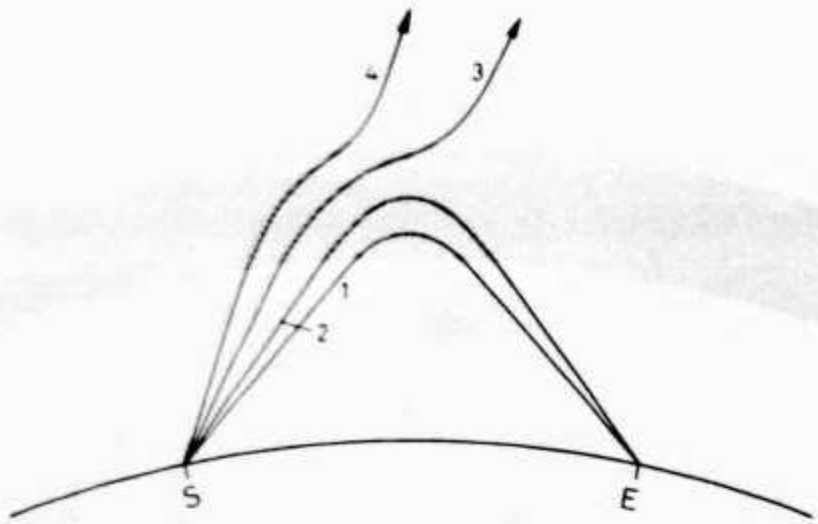


Abb. 2. Zusammenfallen der Steil- und Flachstrahlung am Rande der Toten Zone

dringt der Weg 1 immer tiefer in die Ionosphäre ein, während der Weg 2 immer flacher wird, da steilere Wege (3, 4) die Ionosphäre zunehmend durchdringen[2]). Im Grenzfall fallen beide Wege zusammen und die Feldstärken addieren sich. In diesem Augenblick tritt die eingangs erwähnte Feldstärkenspitze auf. Die Feldstärke steigt auf das Doppelte der Feldstärke eines Weges, die Zunahme beträgt also 6 dB oder eine S-Stufe. Nimmt nun die brechende Wirkung der Ionosphäre noch mehr ab, so erreicht überhaupt keine reflektierte Strahlung den Empfänger mehr, der Empfänger liegt in der „Toten Zone". Der Rand der Toten Zone ist erstaunlich scharf. Eine Abschätzung zeigt, daß die Feldstärke auf einer Strecke von wenigen Kilometern um 20 bis 30 dB abfällt. Der zeitliche Verlauf hängt davon ab, wie schnell sich die brechende Wirkung der Ionosphäre ändert. In Praxis ist z. B. auf 7 MHz mit einem Abfall von 20 bis 30 dB in 10 Sekunden zu rechnen.

Die umgekehrte Erscheinung vollzieht sich am Morgen bei steigender Sonne, wenn die brechende Wirkung der Ionosphäre zunimmt.

Tatsächlich zeigt der Verlauf am Rande der Toten Zone noch weitere Besonderheiten, die man gut erkennt, wenn man die Feldstärke z. B. mit einem Tintenschreiber registriert. Eine solche Registrierung des Senders Radio Luxemburg auf 6,09 MHz in ca. 400 km Entfernung ist in **Abb. 3** wiedergegeben. Sie ist in den frühen Vormittagsstunden gemacht, also bei zunehmender brechender Wirkung der Ionosphäre. Man erkennt deutlich den raschen Anstieg der Feldstärke, sobald der Rand der Toten Zone über den Empfangsort hinweggeht, und das Maximum der Feldstärke, das durch das Zusammenfallen der beiden Ausbreitungswege entsteht. Wie sind nun aber die rhythmischen Schwankungen der Feldstärke im folgenden Teil der Registrierung zu erklären? Dazu betrachten wir eine andere Registrierung, die von einem Sender stammt, der nicht im Dauerstrich, sondern mit kurzen Wel-

---

[2]) Beckmann, B., Menzel, W. und Vilbig, F., Telegr.-Fernspr.-Funk- und Fernseh-Techn. 30, 43 (1941).

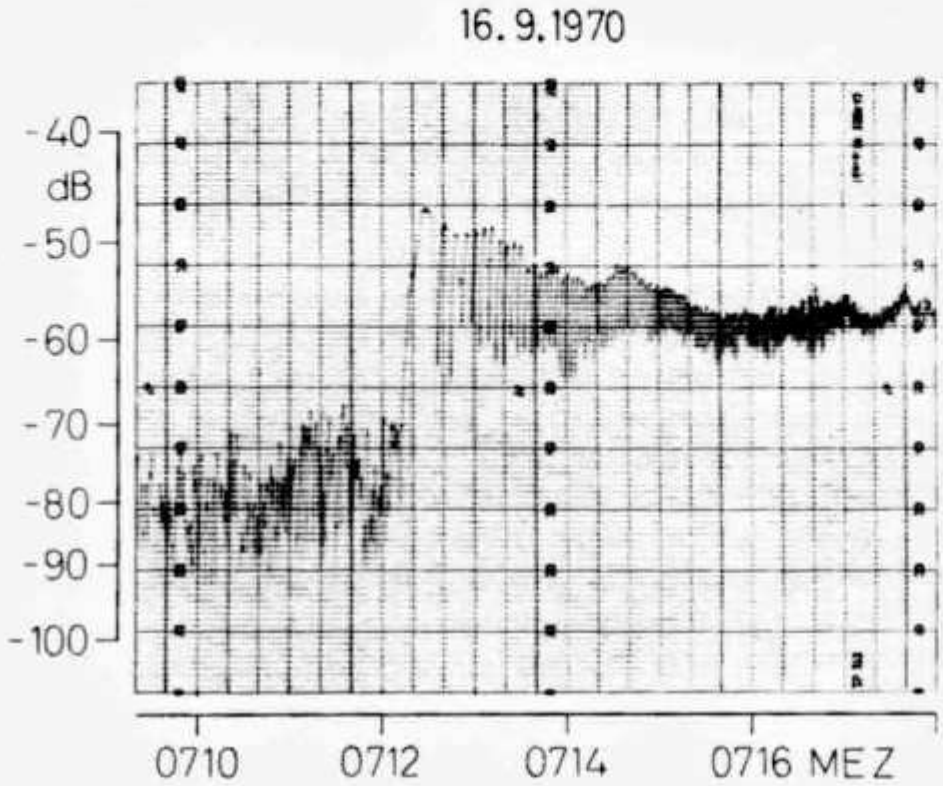


Abb. 3. Feldstärkeregistrierung des Senders Luxemburg auf 6,05 MHz in 400 km Entfernung beim Einsetzen des Empfangs

lengruppen von etwa 1/10 000 s Dauer („Impulse") arbeitet **(Abb. 4).** Hier kann man die einzelnen Ausbreitungswege, sofern sie sich durch ihre Länge unterscheiden, trennen. Die horizontale Achse der Registrierung entspricht der Beobachtungszeit, die vertikale der Laufzeit der einzelnen Wege. Als erstes Signal kommt die Welle 1 mit der kurzen Laufzeit, als zweites die Welle 2 mit der längeren Laufzeit an. Man erkennt, daß zu einem bestimmten Zeitpunkt die Echospur einsetzt.

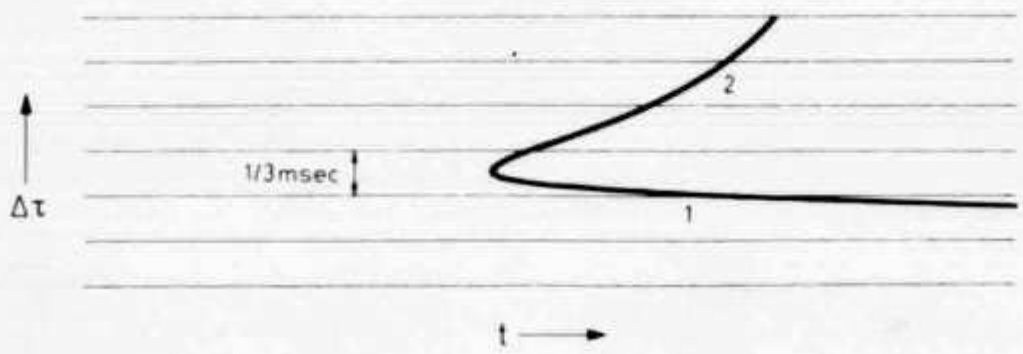


Abb. 4. Registrierung eines Impulssenders beim Einsetzen der Übertragung. t Beobachtungszeit, Δτ Laufzeit der Signale

Dies entspricht dem raschen Anstieg und dem ersten Maximum der Feldstärke. Dann aber laufen beide Spuren auseinander und zwar immer schneller. Jedesmal, wenn die beiden Wellen in Gegenphase ankommen, entsteht ein Feldstärkeminimum; wenn sie dagegen mit gleicher Phase ankommen, so verstärken sie sich zu einem Maximum. Das erstere ist der Fall, wenn der Wegunterschied ein ungerades Vielfaches von $\lambda/2$ beträgt; das letztere, wenn er ein gerades Vielfaches von $\lambda/2$ beträgt. Daß die Maxima und Minima immer rascher aufeinanderfolgen, kommt davon, daß die Wege immer schneller auseinanderlaufen. Daß gleichzeitig die Stärke der „Schwebungen" abnimmt, hängt damit zusammen, daß die Amplitude der Welle (2) mit zunehmender Laufzeit abnimmt. Schließlich bleibt nur die Welle (1) übrig, die gerade die Hälfte der Summe beider Wellen beträgt, also 6 dB unter dem Wert des Feldstärkenmaximums liegt.

Einfluß der magnetischen Doppelbrechung

Wir wollen nun die eingangs gemachte Vereinfachung, daß nur eine Polarisierung ausgestrahlt wird, fallen lassen und die Dinge betrachten, wie sie in Wirklichkeit ablaufen. Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Ionosphäre unter der Wirkung des Erdmagnetfeldes doppelbrechend wird. Eine in die Ionosphäre eindringende Welle wird dadurch in zwei Komponenten aufgespalten, die sich unabhängig voneinander ausbreiten. Die eine Welle, die sich näherungsweise so ausbreitet, als ob kein Magnetfeld vorhanden wäre, nennt man die ordentliche Komponente (o.K.); die andere Welle dementsprechend die außerordentliche Komponente (a.o.K.). Die a.o.K. verhält sich nun hinsichtlich der Brechung ähnlich wie die o.K. einer Welle, deren Frequenz 0,35 bis 0,85 MHz (je nach der lokalen Totalintensität des erdmagnetischen Feldes) niedriger ist. Die a.o.K. wird also stärker gebrochen als die o.K. Wenn am Vormittag die brechende Wirkung der Ionosphäre zunimmt, setzt erst der Empfang der a.o.K. und dann der Empfang der o.K. ein. Der im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Vorgang läuft also zweimal hintereinander ab, allerdings mit verschiedener Amplitude: Die a.o.K. wird in der Ionosphäre merklich stärker gedämpft als die o.K. Die Feldstärke beim Einsetzen der a.o.K. ist daher wesentlich geringer als beim Einsetzen der o.K.

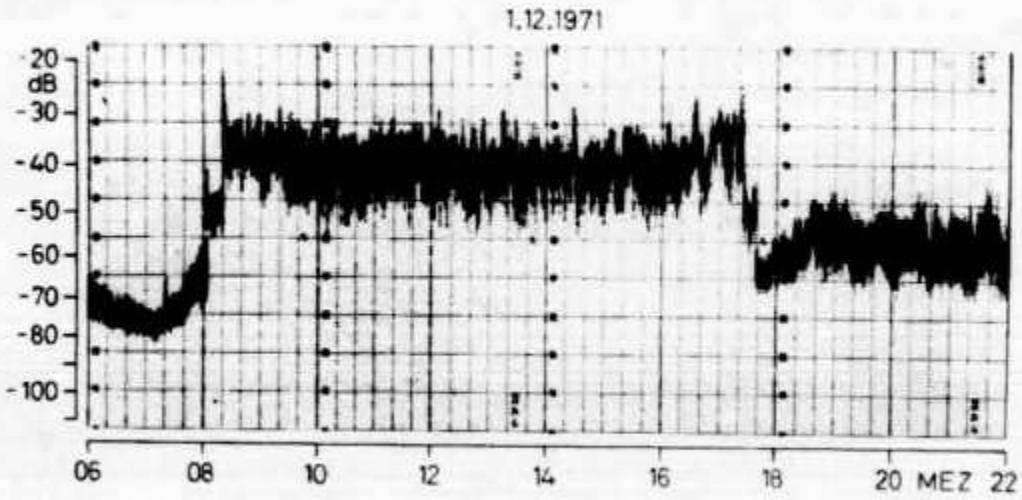


Abb. 5. Feldstärkeverlauf des Senders Luxemburg auf 6,05 MHz während eines ganzen Tages

Nunmehr können wir den Feldstärkeverlauf im Laufe eines Tages den Realitäten entsprechend anhand einer Registrierung beschreiben **(Abb. 5)**: Zunächst setzt am Morgen die a.o.K. ein, einige 10 Minuten später zusätzlich die o.K. Am Abend verläuft der Vorgang in der umgekehrten Richtung: Erst verschwindet die o.K., dann die a.o.K. Dabei tritt jeweils das relative Maximum der Feldstärke unmittelbar nach dem steilen Anstieg bzw. vor dem starken Abfall der Feldstärke auf. Daß die Feldstärke zwischen dem Einsetzen und dem Aussetzen (abgesehen von dem Fading durch die Überlagerung verschiedener Wege) nicht im Mittel konstant bleibt, sondern gegen Mittag ein flaches Minimum hat, hängt damit zusammen, daß die Dämpfung einer Radiowelle in der Ionosphäre um so größer ist, je höher die Sonne steht.

Für diejenigen, die es ganz genau wissen wollen, sei noch auf folgendes hingewiesen: Der Überlagerungsvorgang tritt in reiner Form nur bei der a.o.Komponente auf. Beim Einsetzen der o.Komponente ist die a.o.Komponente bereits vorhanden und interferiert mit jener. Auf den Registrierungen läßt sich das Vorhandensein von mehr als zwei Wegen aus der komplexen Struktur der Schwebungen erkennen.

Alle diese Überlegungen gelten nur solange in vollem Umfang, als die Ionosphäre „ruhig" ist, d.h. die Brechzahl sich gleichmäßig mit der Höhe ändert. Enthält die Ionosphäre „Irregularitäten", so beeinflussen diese den Weg der Wellen in sehr unübersichtlicher Weise. In der Praxis führt dies dazu, daß an manchen Tagen der typische Verlauf der Feldstärke nicht auftritt. Die ausgeprägten Maxima und Minima fehlen und der Rand der Toten Zone ist weniger scharf.

Wir haben uns im ersten Teil unserer Betrachtung mit den Erscheinungen am Rande der Toten Zone beschäftigt und dabei bereits kurz erwähnt, daß die Feldstärke innerhalb der Toten Zone nicht vollständig Null ist, sondern allerdings mit Flatterfading behafteten Empfang gestattet. Die Erklärung dieser Erscheinung ist erstaunlich: Der Empfang in der Toten Zone hängt mit der Streustrahlung zusammen, die an den Rauhigkeiten der Erdoberfläche entsteht[3]). Das soll im Folgenden gezeigt werden.

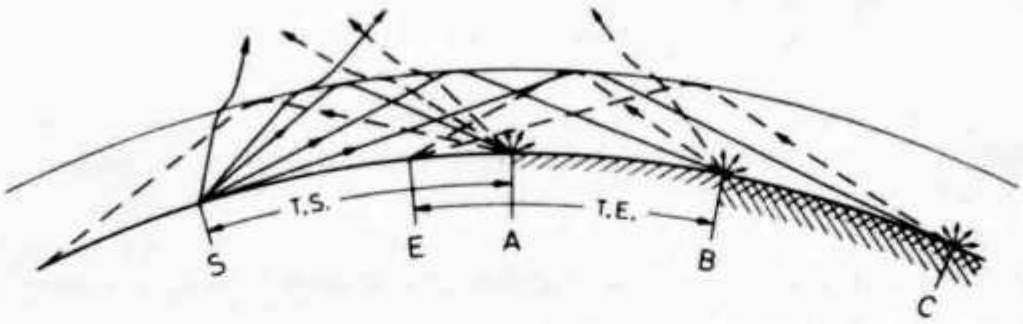


Abb. 6. Querschnitt durch eine Ausbreitungsstrecke.
——— direkte Strahlung
— — — Streustrahlung,
S Sender, E Empfänger;
TS Tote Zone um S;
TE Tote Zone um E.
A, B, C Streupunkte (als Beispiel; tatsächlich streut die gesamte Fläche außerhalb TS)

In **Abb. 6** ist ein Querschnitt durch eine Ausbreitungsstrecke wiedergegeben. Es ist angenommen, daß der Empfänger E innerhalb der Toten Zone liegt, d.h. keine reflektierte Strahlung aus der Ionosphäre (ausgezogene Linien) erhält. Reflektierte Strahlung tritt erst in größerer Entfernung (A) vom Sender S auf dem Erdboden ein. Dabei wird sie zu etwa 99 % wie an einem Spiegel reflektiert. Die Rauhigkeiten der Erdoberfläche, wie Bodenunebenheiten, Bewuchs, Bebauung bewirken aber, daß etwa 1 % nach allen Richtungen gestreut wird. Von den am Punkt A gestreuten Wellen kann keine zum Empfänger gelangen, da die Entfernung E – A kleiner als die Tote Zone ist. Dagegen kommt Streustrahlung von den Punkten B und C am Empfänger an, ja von jedem Punkt, der außerhalb der Toten Zone um den Sender (T.S.) und gleichzeitig außerhalb der Toten Zone um den Empfänger (T.E.) liegt. Von oben gesehen stellt sich die Geometrie folgendermaßen dar **(Abb. 7)**: Der Sender „beleuchtet" das gesamte Gebiet, das weiter als die Strecke R_S vom Sender entfernt ist (/// schraffiert). Der Empfänger empfängt Strahlung nur aus dem Gebiet, das weiter als die Strecke R_E vom Empfänger entfernt ist (\\\ schraffiert). Streustrahlung, die vom Sender S erzeugt wird, kann also nur aus dem doppelt schraffierten Gebiet am Empfänger E ankommen. Einige mögliche Strahlwege (SUE, SVE, SWE, SXE, SYE) sind gestrichelt eingezeichnet. Dabei ist zu beachten, daß die Wege nicht in der Zeichenebene liegen, sondern jeweils in der Mitte zwischen Streupunkt und Sender bzw. Empfänger die Reflexion in der Ionosphäre erfolgt. Es ist klar, daß eine sehr große Zahl von Streupunkten zu der Gesamtfeldstärke in E beiträgt. Da sich das Reflexionsvermögen an den einzelnen Reflexionspunkten aber dauernd unabhängig voneinander ändert, ist es nicht verwunderlich, daß der Schwund sehr heftig ist.

---

[3]) Dieminger, W., Naturwissenschaften **34**, 88 (1947).
Dieminger, W., Proc. Phys. Soc. **64B**, 142 (1951).

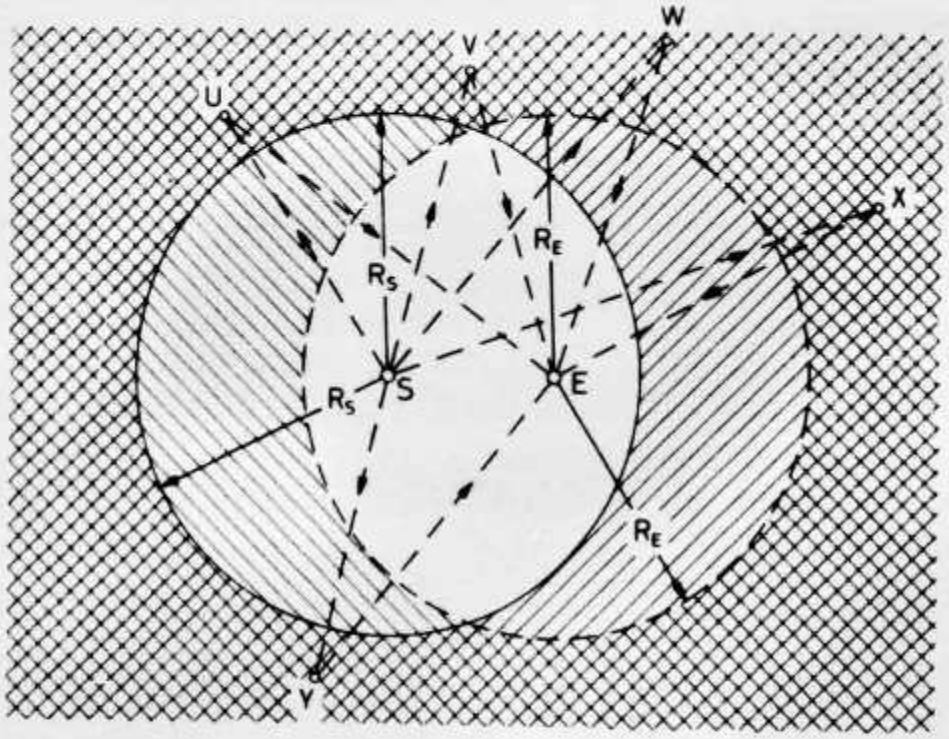


Abb. 7. Ausbreitungswege von oben gesehen

Es ist einleuchtend, daß die Feldstärke der Streustrahlung um so größer ist, je kürzer der gesamte zurückgelegte Weg ist. Es tragen daher die Gebiete an den Rändern der Toten Zone um Sender und Empfänger am meisten zum Empfang bei. Dazu kommt noch, daß dort, wie wir gesehen haben, besonders hohe Feldstärken herrschen (Fokussierungseffekt).

Die Streustrahlung kommt natürlich aus allen Richtungen am Empfänger an, wenn der Sender rundstrahlt. Interessant sind die Verhältnisse, wenn man am Sender und Empfänger Richtantennen verwendet. Nehmen wir an, die Sendeantenne strahlt hauptsächlich in den Sektor ΔS **(Abb. 8)**. Dann wird Rückstreuung im wesentlichen in dem Gebiet entstehen, das durch /// Schraffierung gekennzeichnet ist. Eine Richtantenne am Empfänger muß dann so gedreht werden, daß ihr Empfangssektor ΔE den Sektor ΔS überlappt. Die größte Feldstärke entsteht, wenn die gemeinsame Fläche möglichst nahe am Rand der Roten Zone liegt, da dort die bereits früher erwähnte Fokussierung eintritt. Das bedeutet aber, daß man den Sender in dem angegebenen Beispiel um 70 bis 80° falsch peilt.

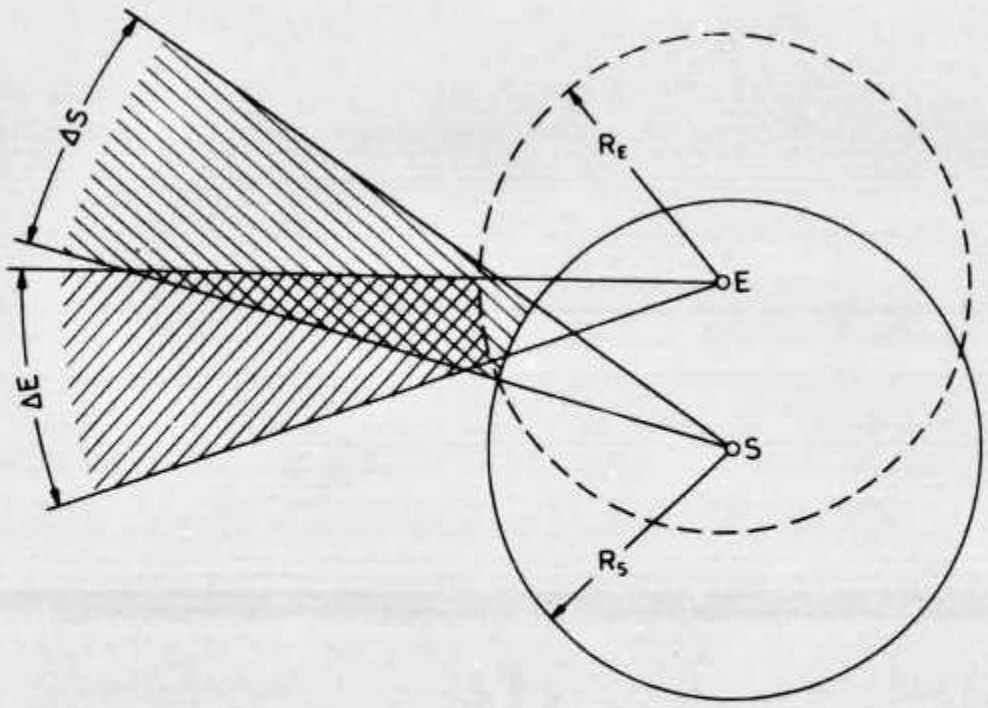


Abb. 8. Streuausbreitung bei Richtantennen

Hierzu ein praktisches Beispiel: Nehmen wir an, eine Station mit drehbarer Richtantenne in München arbeite mit dem Osten der USA; dann muß sie ihren Beam in ca. 300° Azimuth drehen. Nehmen wir weiter an, die Tote Zone habe einen Radius von 1500 km. Dann muß eine Empfangsstation in Hannover ihren Beam in ca. 270° drehen, um optimale Feldstärke der Streustrahlung zu erhalten, während die wahre Richtung zum Sender ca. 180° ist. Dieses Experiment ist immer wieder verblüffend.

Was passiert nun, wenn im Laufe des Abends die brechende Wirkung der Ionosphäre immer mehr abnimmt? Die Tote Zone wird dann immer größer; nur noch sehr entfernte Stationen kommen über Ionosphären-Reflexion am Empfänger an, gleichzeitig sind stärkere Stationen, die innerhalb der Toten Zone liegen, über Streustrahlung mit geringen Feldstärken und Flatterfading hörbar. Geht die brechende Wirkung der Ionosphäre soweit zurück, daß selbst Strahlen, die unter dem flachsten möglichen Winkel abgestrahlt werden, nicht mehr zur Erde zurückkehren, so wird die Tote Zone plötzlich unendlich groß; dann ist das Band völlig tot und nur noch das Rauschen aus dem extraterrestrischen Raum hörbar bzw. die Bodenwellenstrahlung naher Stationen.

Das Auftreten der Bodenrückstreuung ermöglicht es übrigens, die Lage der Toten Zone vom Sender aus festzustellen. Sendet man z. B. mit einer Richtantenne auf einer Wellenlänge, die eine deutliche Tote Zone aufweist, sehr kurze Zeichen („Impulse") aus, so erhält man rückgestreute Signale mit einer relativ steilen Anstiegsflanke und allmählich abfallender Amplitude für größere Laufzeiten **(Abb. 9).**

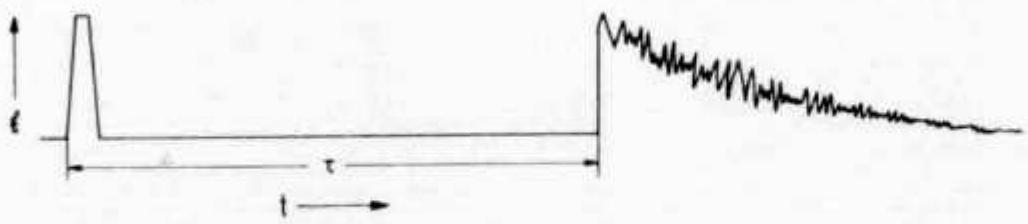


Abb. 9. Amplitudenverlauf eines rückgestreuten Signals; τ kürzeste beobachtete Laufzeit

Aus der Laufzeit τ läßt sich der Radius der Toten Zone, allerdings gemessen über den Umweg über die Ionosphäre, auf etwa 100 km genau bestimmen. Beobachtet man mit gleitender Frequenz, so erhält man den Radius der Toten Zone in Abhängigkeit von der Frequenz. **Abb. 10** zeigt eine solche Registrierung, die mit der Anlage des Max-Planck-Instituts für Aeronomie gemacht wurde. Der Registrierung entnimmt man, daß die Tote Zone auf 14 MHz etwa einen Radius von 1000 km, auf 21 MHz von 1800 km und auf 28 MHz von 2500 km hatte. Die Anlage

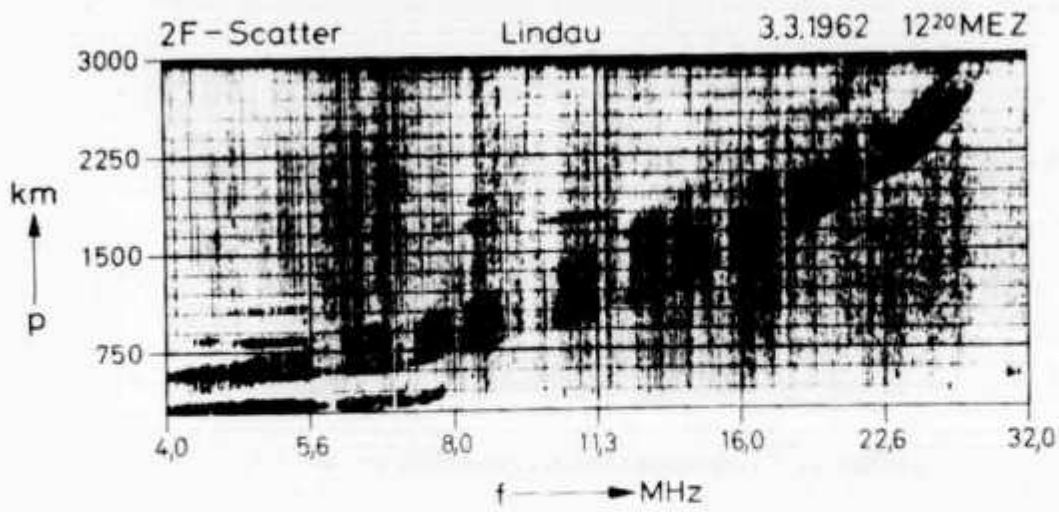


Abb. 10. Rückstreuregistrierung mit variabler Frequenz. Die Unterkante der Echospur markiert den Rand der Toten Zone

besteht aus einem Impulssender, der den Frequenzbereich 2,8 bis 45 MHz durchläuft und etwa 250 kW Hf- Leistung erzeugt. Das Antennensystem besteht aus 4 x 5 Rhombusantennen, die in 10 verschiedenen Richtungen abstrahlen, die je 36° auseinanderliegen. Die Anlage wird allerdings normalerweise nicht zur Bestimmung der Toten Zone sondern zu wissenschaftlichen Beobachtungen von Unstetigkeiten in der Ionosphäre benutzt. Die technischen Daten zeigen, daß eine solche Anlage außerhalb der Möglichkeiten eines Funkamateurs liegt.

Eine einfachere Anordnung, die auf fester Frequenz arbeitet, besteht aus einem Impulssender von etwa 1 kW Leistung, der über eine drehbare Richtantenne (z.B. 3 El.-Yagi) abstrahlt. Schließt man an den Empfänger, der über einen automatischen Sende-Empfangs-Umschalter von der gleichen Antenne gespeist wird, ein Braunsches Rohr an, dessen Zeitablenkung sich synchron mit der Antenne dreht, so erhält man ein Bild der Toten Zone rings um den Sender herum. Derartige Geräte werden in den USA unter der Bezeichnung COZI (Communication Zone Indicator) hergestellt und von kommerziellen Stellen verwendet.

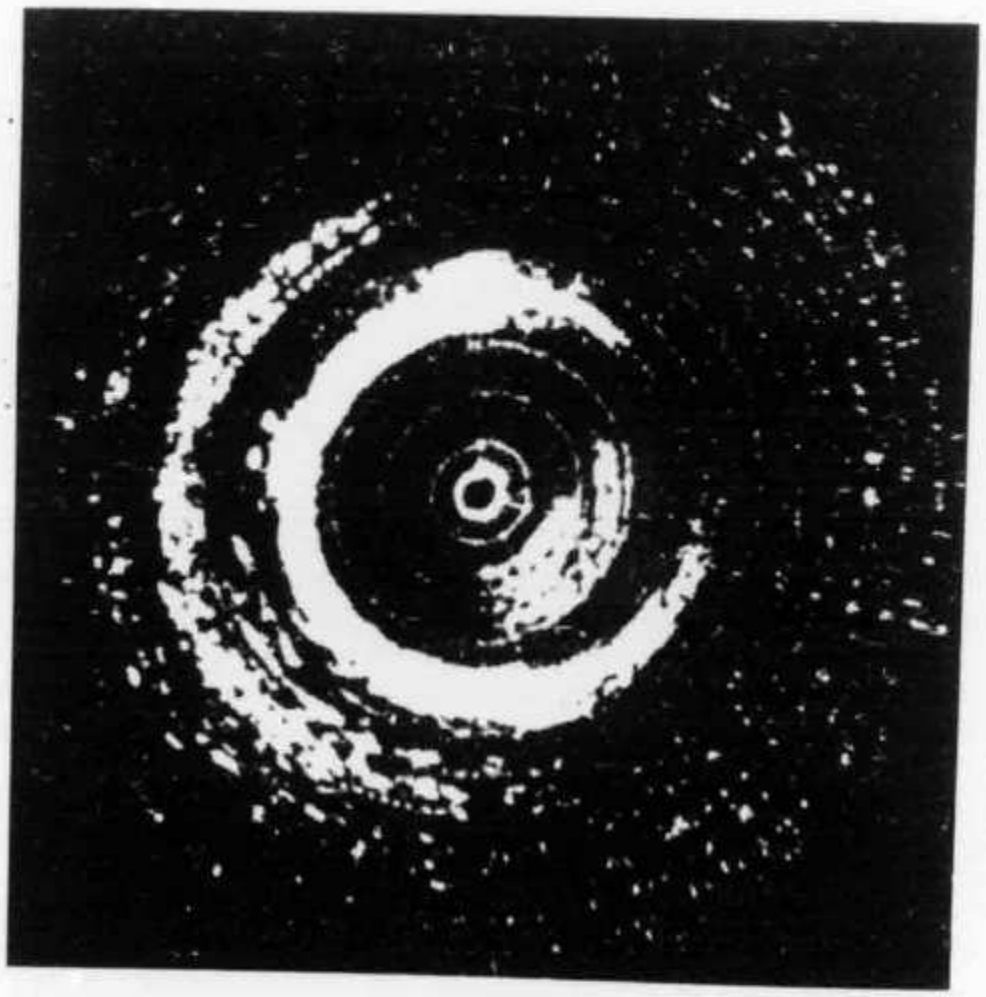
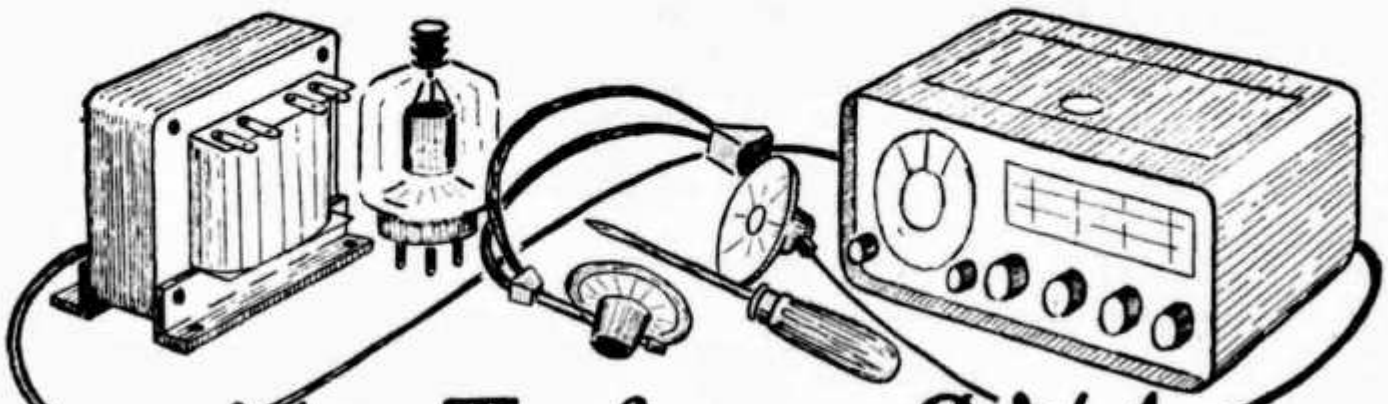


Abb. 11. Rückstreuaufnahme auf 14 MHz mit rotierender Richtantenne

Abb. 11 zeigt ein Beispiel einer Registrierung am späten Nachmittag. Während nach Westen hin die Tote Zone etwa kreisförmig ist, ist sie nach Osten zu nicht mehr geschlossen. Das bedeutet, daß in dieser Richtung (in die Nachtseite hinein) die Tote Zone bereits unendlich groß ist. Die weiter abliegenden hellen Gebiete im Westen rühren von Strahlung her, die sich in zwei Sprüngen ausbreitet. Die hellen Gebiete im Südosten nahe am Sender zeigen an, daß in dieser Richtung short-skip Bedingungen herrschen, hervorgerufen durch das Auftreten von sporadischer E-Schicht. Leider liegt der Betrieb einer solchen Anlage außerhalb der legalen und meist auch der finanziellen Grenzen der meisten Amateure.

„cq-DL"



Vom Trafo zum Ø-V-1

Amateurfunktechnik von Karl H. Hille, DL1VU, 9A1VU

Verschiedene Wicklungssysteme

Die Wicklungen des Transformators können in unterschiedlicher Weise aufgebracht werden. Am gebräuchlichsten ist die konzentrische Wicklung, Zylinderwicklung oder Röhrenwicklung. Die **Abb. 1** zeigt uns einen Schnitt durch eine Röhrenwicklung, die für einen runden Kern bestimmt ist. Zuerst wird die Primärwicklung hergestellt. Darauf liegt, durch eine gute Isolation getrennt, die Hochspannungswicklung. Ganz oben werden die Niederspannungswicklungen für die Röhrenheizungen aufgebracht. Nur sehr selten liegt die Primärwicklung über der Hochspannungswicklung.

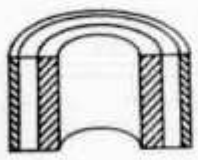


Abb. 1

Hochspannungstrafos von vorzüglicher Qualität werden in Scheibenwicklung hergestellt, weil die Probleme der notwendigen hervorragenden Isolation damit am leichtesten zu lösen sind **(Abb. 2)**. Die Primärspule wird zuerst in

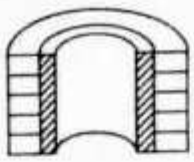
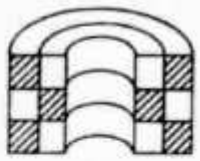


Abb. 2

Röhrenform gewickelt. Die Hochspannungswicklung wird in einzelnen Scheiben hergestellt. Diese Scheibenspulen werden auf die Primärspule aufgeschoben und ihre Anschlüsse verlötet. Ein weiterer Vorteil liegt darin, daß beschädigte oder durchgebrannte Spulen ausgewechselt werden können, ohne den ganzen Trafo neu wickeln zu müssen.

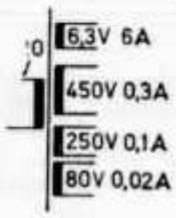
Niederfrequenztrafos, die eine sehr feste Kopplung und gute Symmetrie haben sollen, stellt man in Schachtelwicklung her, die Spulen sind hier ineinander verschachtelt **(Abb. 3)**.

Abb. 3



In der Abb. 1 haben wir schon gesehen, daß ein Trafo nicht nur eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung haben kann. Oft sind mehrere Sekundärwicklungen mit sehr unterschiedlichen Spannungen und Strömen vorhanden. Die **Abb. 4** zeigt uns das Schaltbild

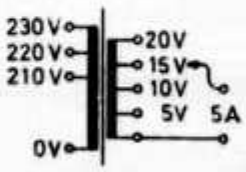
Abb. 4



eines Netztrafos zur Versorgung eines mittleren Röhrensenders mit (von oben) Heizspannung, Hochspannung f. d. Endstufe, Hochspannung f. d. Vorstufen und Gittervorspannung f. d. Endstufe.

Um einen Trafo wahlweise für verschiedene, meist nahe benachbarte Spannungen betreiben zu können, wäre es sehr nachteilig, für jede dieser Spannungen eine eigene Wicklung zu verwenden. Viel besser ist es, die Wicklung mit Anzapfungen zu versehen. **Abb. 5** stellt ein Beispiel eines Anzapf-Trafos dar.

Abb. 5



Die Primärseite ist für drei Netzspannungsstufen ausgelegt. Je nach der Spannung, die uns an der Steckdose zur Verfügung steht, wählen wir den Anschluß. Von der Sekundärseite können wir wahlweise Spannungen von 5 V bis 20 V entnehmen. Es ist sogar möglich, gleichzeitig mehrere Spannungen abzugreifen, wenn eine gemeinsame Rückleitung zum Punkt „Null Volt" verwendet wird, welcher dann an das Chassis bzw. die Erde gelegt werden kann.

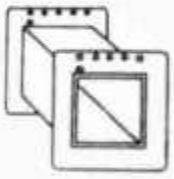
Spulenkörper

Die Drahtwicklung eines Trafos ist gegen mechanische Beschädigungen recht empfindlich. Festen Halt und einen gewissen Schutz gegen Schlag und Stoß bekommen sie erst durch einen Spulenkörper. Der einfachste Wickelkörper ist eine rechtwinklige Hartpapierröhre, welche die Windungen trägt (**Abb. 6**). Das große

Abb. 6

Kunststück, diese Röhre zu bewickeln, liegt darin, ein Abrutschen der Drähte nach außen zu vermeiden. Wir legen deswegen ein Klebeband mit der Klebseite nach außen auf den Körper und schlagen nach beendeter Bewicklung das Band über der Wicklung zusammen. Außerdem müssen wir jede Drahtschicht nach Fertigstellung gut mit Schellack-Spiritus-Lösung tränken, um sie zu festigen. Darauf wird sie mit Isolierpapier oder Isolierleinen abgedeckt, bis man die nächste Lage aufwickelt. Viel einfacher ist das Bewickeln eines Spulenkörpers mit Endscheiben nach **Abb. 7**. Weil diese Wickelkörper zum Trafobau so wichtig sind wie die Kerne, sind sie nach DIN 41 303 und 41 304 ge-

Abb. 7

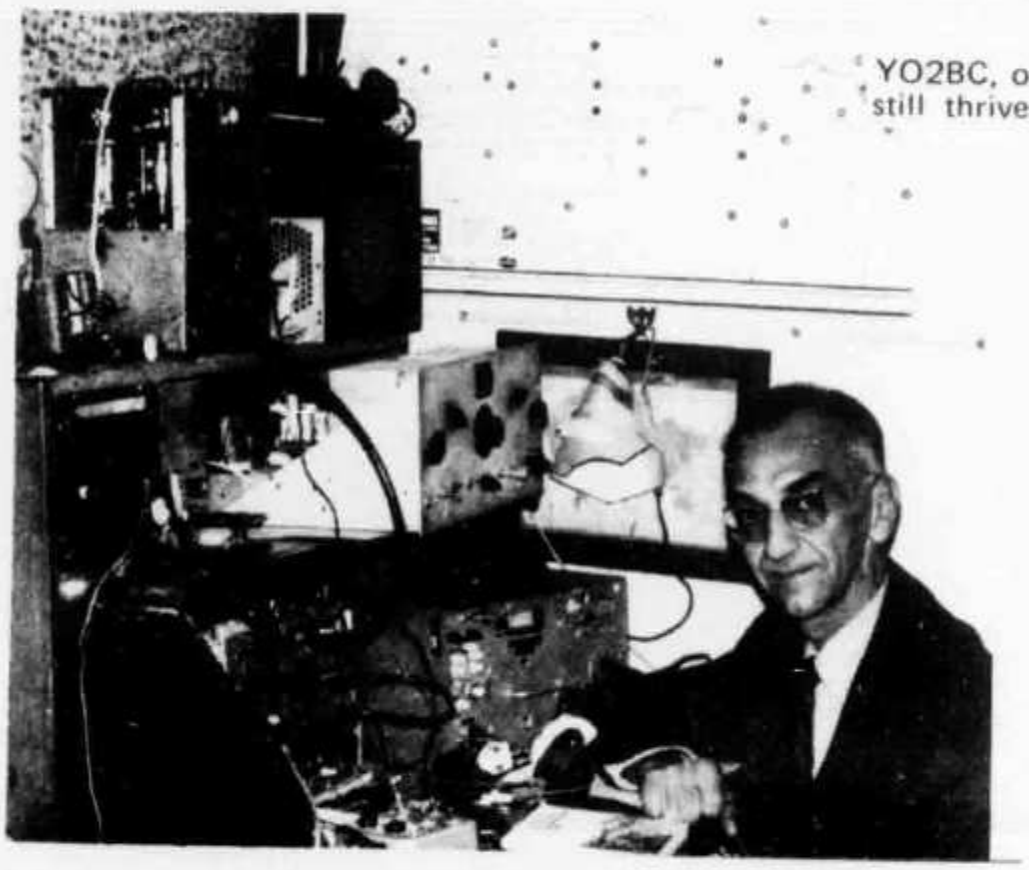


normt. Sie sind entweder aus Hartpapier geschachtelt oder aus Plastik gespritzt. Die Plastikkörper sind recht weich, deshalb müssen wir beim Einstecken der Kernbleche sehr sorgsam vorgehen. Mir ist es schon passiert, daß das letzte Kernblech den mühsam gewickelten Körper von innen zerschnitt und die Spule zerstörte.

Übungsfragen und Aufgaben

1. OM Waldheini stellt sich einen Spulenkörper aus Weißblech her. Was wird geschehen? 2. Was heißt bei Trafokernen: UI, EI, M, Pu, Pl, SM? 3. Welcher Unterschied besteht zwischen Zylinder- und Röhren-Wicklung? 4. Welchen Vorteil hat eine Scheibenwicklung? 5. Und die Schachtelwicklung? 6. Kann man auf einen Kern mehrere Sekundärwicklungen aufbringen? 7. Sind die Übersetzungsverhältnisse dabei frei wählbar? 8. Wieviel Leistung wird im Trafo der Abb. 5 maximal übertragen? 9. Wie groß ist der Primärstrom in Abb. 5 bei Up = 210 V? 10. Für welche Leistung ist der Kern des Trafos in Abb.4 zu bemessen? 11. Welche Primärsicherung ist für den Trafo Abb. 4 gerade noch tragbar?

cq-DL"



YO2BC, one of Rumania's pioneer radio amateurs still thrives on the homebrew DX approach.

Supergain aerials

by LES MOXON, BSc, CEng, MIEE, G6XN *

THE gain of an aerial system arises from its ability to concentrate energy in one direction at the expense of other directions. It is easy to see how this comes about in the case of a number of independent dipole aerials fed with equal shares of the transmitter power and phased so that in the desired direction, and only in this direction, the fields produced by the separate aerials all add up in phase. For the simple case of two dipoles, equal power-sharing means that each would have 70 per cent of the current obtained by feeding all the power into one dipole, but if the fields add in phase they will produce 1·4 times the field strength of a single dipole and therefore twice the power into a receiver. This argument requires only slight elaboration to prove that the power-gain ratio is equal to the total number of dipoles, whatever this may be.

For a reasonable degree of independence the dipoles have to be separated by about half a wavelength so that the total volume of space occupied is proportional to the number of dipoles and therefore to the gain. It is not altogether surprising to find that such an aerial, when used for reception, collects most of the signal energy contained in the space occupied by it, this being often referred to as the aperture. This leads in turn to the conclusion that the receiving gain (in terms of power, though not necessarily signal-to-noise ratio) is also equal to the number of elements, and this reciprocity of transmitting and receiving gain can be demonstrated in various ways.

The supergain theorem

The relationship between gain and aperture seems almost like a glimpse of the obvious but, though widely accepted as the whole truth of the matter, it has not gone unchallenged. Lurking obscurely in the background, periodically rediscovered and then forgotten [1] lies the "supergain theorem" which states unequivocally that *however small the aerial there is no limit to the directivity obtainable*. The reason for this obscurity lies perhaps in the fact that the few attempts so far made to bridge the gap between the highly esoteric mathematical theory and practical reality have yielded no usable practical designs; so why, the reader may well ask, complicate the already confusing subject of beam aerials by conjuring up an academic red herring?

Oddly enough this article has its origins in a search for a *simplified* method of presenting the theory of aerials; and an attempt to provide better physical insight into the operation of the small hf beam aerials, which are such an important feature of amateur radio, was found to be inseparable from predicting, or coming very close to predicting, most of the properties of supergain arrays [2]. By inference, it is therefore difficult to envisage the translation of supergain theory into physical terms without the ordinary close-spaced rotary beam acquiring the supergain label.

The 8JK aerial

The beams described above work on the additive principle, addition taking place more effectively in wanted directions. Alternatively we could achieve directivity by using subtraction, arranging this to be more effective in unwanted directions; this obviously requires close spacing of elements, since otherwise there must be some direction in which fields are additive. The well-known 8JK beam provides a good illustration of this principle, and has the particular merit of simplicity. It will be shown that other close-spaced beams can be derived from it by a succession of minor modifications, and that these beams all conform to supergain principles in so far as directivity is more-or-less independent of the dimensions, though efficiency and bandwidth decrease very rapidly with increase of gain or reduction of size.

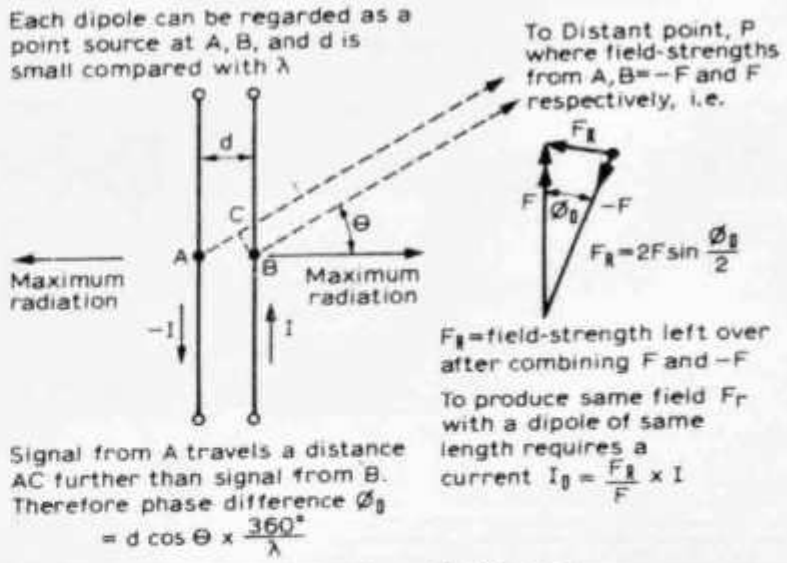


Fig 1. Mechanism of 8JK aerial

Fig 1 illustrates a closely-spaced pair of dipoles fed in opposite phase; this is the 8JK beam and it will be obvious that there is no addition of fields in the wanted direction, in fact there is just the opposite—a large degree of subtraction which is incomplete only because of the phase-difference resulting from the spacing. Energy is concentrated in the wanted direction by the fact that cancellation is even more effective in the unwanted directions, the incompleteness of this process in terms of relative field strength for different directions being proportional to the apparent distance apart of the two sources viewed from the appropriate angle. This distance being equal to d cos θ, the effect is to narrow the radiation pattern relative to that of a single dipole, which is multiplied by cos θ to form the pattern of the 8JK. Fig 2 shows the radiation patterns for a dipole, ie cos θ in the plane of the wire and omnidirectional around the wire; and the corresponding patterns $\cos^2 \theta$ and cos θ respectively for the 8JK. This narrowing of the beam-width adds up to a gain of 4dB provided the power is all radiated; this figure may be derived in several ways such as graphical or mathematical integration of Fig 2 or, as shown later, from knowledge of

* 1 Stoner Hill House, Froxfield, Petersfield, Hants.

the mutual impedance between the elements, or perhaps just good guesswork based on inspection of Fig 2! In fact, if the gain is assumed to be equal to the narrowing of the "3dB down" beamwidth in each plane, expressed in decibels and added, the gain so obtained is 4·2dB and thus very nearly correct.

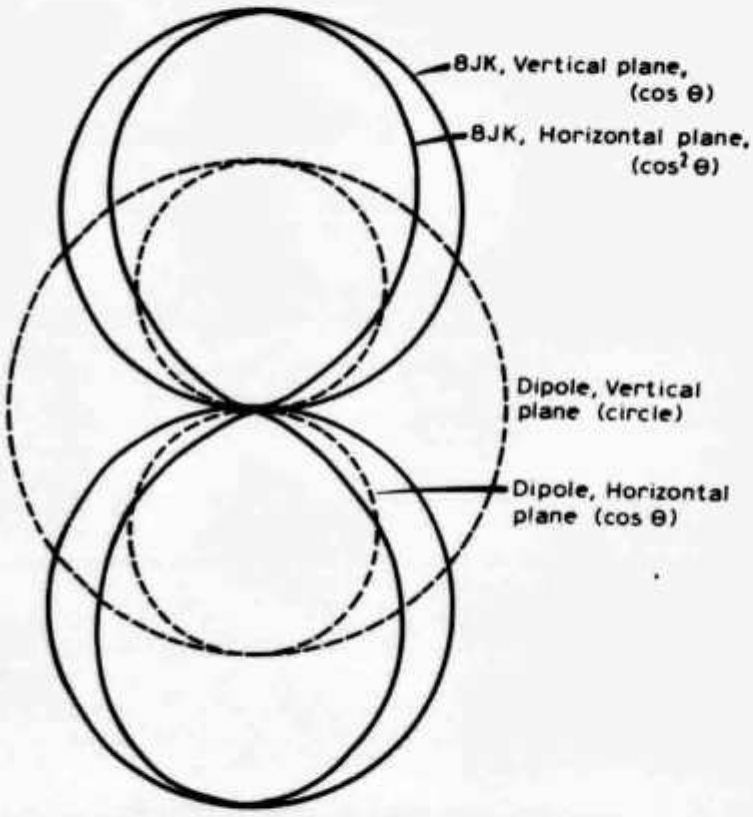


Fig 2. Comparison of dipole and 8JK radiation patterns (both aerials horizontal)

The important point to note at this stage is that the shape of the radiation pattern, and therefore the gain, involves direction (ie θ) only, being affected neither by the length nor by the spacing of the elements. Strictly speaking the cos θ pattern is correct only for a very short dipole, but this need not bother us unduly provided the length does not much exceed half a wavelength. Similarly the spacing of the dipoles, provided it is less than about 0·16 wavelength, has little effect on the pattern either. This is illustrated by Fig 3(a) which is drawn for the case of $\left(\frac{\lambda}{8}\right)$ spacing; because radiation from the forward dipole has one-eighth of a cycle start over that from the other dipole, there is a 45° phase difference which causes the radiation to add as shown in the figure, so that a current of 1A in each dipole produces a field-strength in the beam equal to that which would result from a current $\frac{F_R}{F}$ amps flowing in a single element of the same length. This is nearly equal to the angle ϕ_0, measured in radians, a relation which holds true within 5 per cent provided the angle is less than 60°, corresponding to a spacing of $\frac{\lambda}{6}$. More accurately $\frac{F_R}{F} = 2 \sin\left(\frac{\phi_0}{2}\right) = 0{\cdot}764$ for the present example, and for other directions ϕ_0 is replaced by $\phi_D = \phi_0 \cos\theta$.

We know, as already discussed, that F_R corresponds to a field strength of 4dB, ie 1·58 times greater than that from a dipole, so it follows that the element currents must each be $\frac{1{\cdot}58}{0{\cdot}764} = 2{\cdot}06$ times the current flowing in a dipole for the same amount of radiated power. It follows that $2 \times (2{\cdot}06)^2 \times R = R_d$ where R and R_d represent the radiation resistance for each element of the 8JK, and for a dipole, respectively. For a $\frac{\lambda}{2}$ dipole $R_d \simeq 73\Omega$ so that $R = \frac{73}{8{\cdot}56} = 8{\cdot}5\Omega$. The difference between 73 and 8·5, ie 64·5Ω, being entirely due to the presence of the other element, is defined as the mutual impedance between them and it is a pure resistance (ie non-reactive) only for a spacing of $\frac{\lambda}{8}$ and certain much wider spacings which do not concern us here. This example demonstrates the close relationship of gain and mutual impedance which is a feature of supergain aerials so that given one we can work out the other. Obviously every time we halve the spacing, S, the current must be doubled to produce the same field and this applies also to halving the length, l, of the elements, except for a further reduction-factor $\frac{\pi}{4}$ to allow for the shape of the current distribution

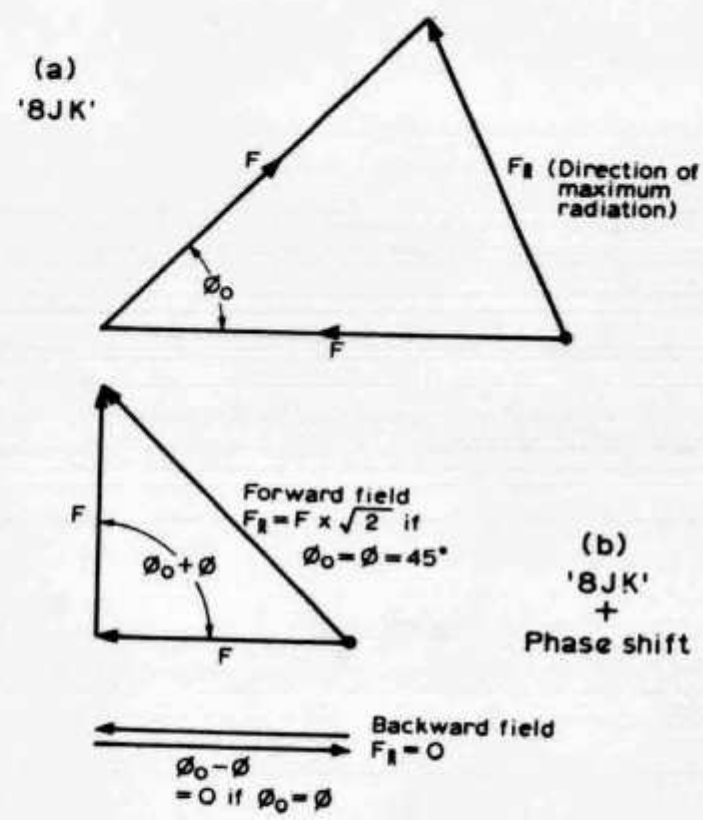


Fig 3. Effect of phase shift.

Vector diagrams are drawn to scale for the case of $\frac{\lambda}{8}$ spacing. Note that F_R is almost unchanged in going from $\phi = 0$ to $\phi = \phi_0$, but the radiation is now unidirectional. Also, F, and therefore I, are now much smaller. ϕ_0 is the phase-shift $\frac{d}{\lambda} \times 360°$ corresponding to the spacing

changing from sinusoidal to triangular (ie the tips of a sine wave) if the element is shortened considerably. Hence the radiation resistance of the 8JK is given approximately by $\frac{\pi^2}{16} \times 8{\cdot}5 \times l^2 \times s^2$ where l is measured in fractions of a half-wavelength and s in fractions of one-eighth wavelength. For $s = l = 0{\cdot}25$ the radiation resistance becomes $0{\cdot}02\Omega$.

Now whatever the length of the elements, they must somehow be tuned to resonance, and the most efficient method is by means of a loading stub so that the total length of wire remains nearly constant. The larger the diameter of conductor, the less the losses and the wider the bandwidth but, even if 1in diameter tubing is used throughout and there are no insulation losses or proximity effects, the loss resistance will be about $0{\cdot}06\Omega$ [2] at 14MHz. Also any detuning introduces a reactance of about $0{\cdot}6\Omega$ per 10kHz. The efficiency is thus only 25 per cent, so the beam is 2dB worse in effective power gain than a dipole, and its bandwidth is barely wide enough to accommodate a single ssb channel. In fact, but for the losses, it would be only 700Hz. If a 14MHz 8JK aerial could be shrunk down to matchbox size and losses eliminated by, for example, cooling the elements to render them superconductive, the possible 4dB gain would be fully realized but the bandwidth would be so narrow that the speed of keying would be restricted to a maximum of about two words per day, and the tuning of transmitter and receiver, together with adjustment of the lengths of the elements, would have to be correct within about one part in a thousand million.

A somewhat less extreme problem would be presented by the need to balance the currents in the elements: thus with "matchbox" spacing, 0·6 per cent imbalance would produce more field strength than the phase-difference, and the radiation pattern would in large degree revert to that of a dipole. The required accuracy of balance is inversely proportional to the spacing.

Unidirectional beams

Suppose the current in one element of an 8JK is advanced in phase by an amount "equal to the spacing", ie 45° for a spacing of $\frac{\lambda}{8}$. This gives the radiation from the advanced element a total lead of 90° whereas the phase-difference and therefore the radiation in the opposite direction is now zero, leading to the cardioid pattern shown in Fig 4(a). Fig 3(b) shows the new addition of vectors, and it will be seen that for the same forward field F is now almost halved in length, increasing the radiation resistance by a factor of nearly four times. These two conditions give almost equal gain, so that as one might expect, maximum gain occurs about half-way between them, as demonstrated by Fig 5. There will, of course, no longer be a null in the rear direction but this is only because its position has shifted, and it has split into wo, since nulls will appear in any direction for which the apparent spacing is equal to the phase shift. For 22·5° phase shift, therefore, nulls will appear at plus and minus 60° from the back direction as shown by Fig 4(b). It will be obvious that this pattern also is unaffected by spacing or length of elements, provided the ratio $S : \phi$ of spacing to phase-shift stays constant. Fig 5 shows the relation between gain, nominal back-to-front ratio, radiation resistance and phase shift, for a spacing of $\frac{\lambda}{8}$ which is typical of practical

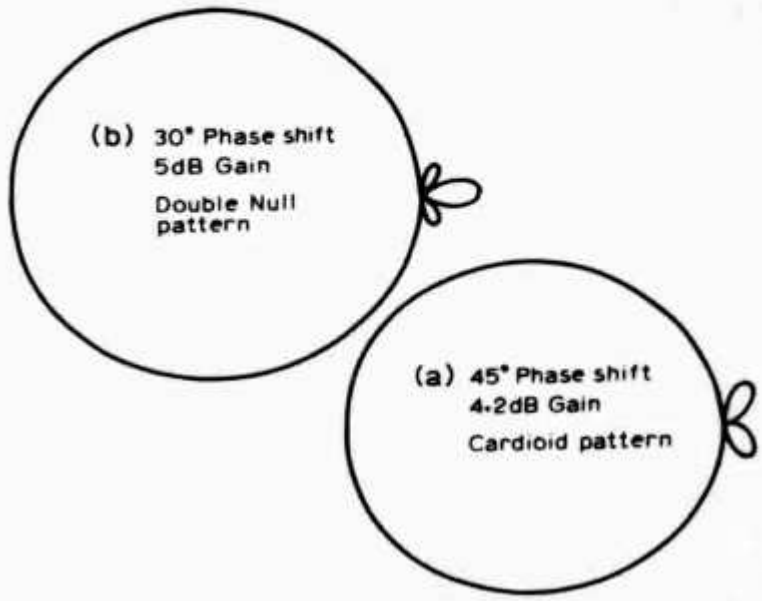


Fig 4. Variation of polar diagram with phase angle

beams and simplifies calculation because the mutual impedance between the elements is then a pure resistance with no reactive complications, a point which will be appreciated by readers of the appendix which explains the method of calculation. The gain and front-to-back ratio curves apply approximately to any spacing provided ϕ is adjusted to be proportional to the spacing, and the limits of $\frac{\lambda}{6}$ for the spacing and about $0{\cdot}6\lambda$ for the length of the dipoles are not exceeded. *They apply also as a good approximation to quad-type elements.*

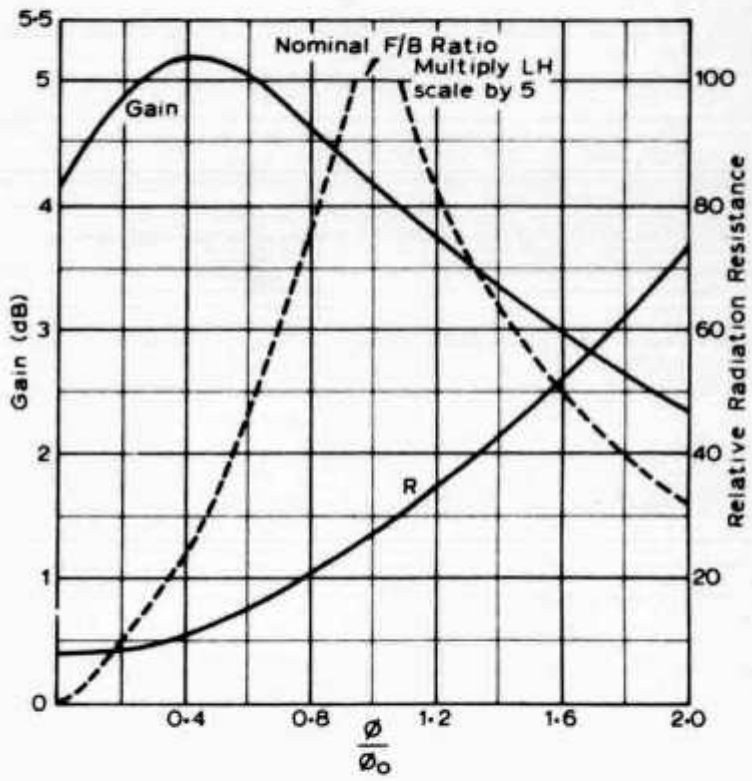


Fig 5. Variation of gain, radiation resistance and f/b ratio with $\frac{\phi}{\phi_0}$. Resistance scale is correct in ohms for each of a pair of dipoles spaced $\frac{\lambda}{8}$ (equal currents are assumed)

A quad loop is often regarded as a vertically-stacked pair of dipoles but the stacking distance $\left(\frac{\lambda}{4}\right)$ is small compared with the $\frac{\lambda}{2}$ spacing stipulated for useful additive gain at the beginning of this article. This gain decreases rapidly with spacing, as can be readily demonstrated by the use of mutual-impedance curves (see the *Radio Communication Handbook*, p 13.6), and the benefit in the case of the quad is only 1dB; in other words the quad loop is much closer to resembling one than two separate point sources of radiation, and obeys the same rules more or less. For a driven quad of conventional size, the radiation resistances derived from Fig 5 should be roughly doubled, and for folded dipoles they should be multiplied by four.

Parasitic beams

So far it has been assumed that the two elements carry equal currents, and if it is desired to have complete control over phasing without upsetting the equality of current amplitudes, both elements must be driven, ie connected to the transmitter, and a number of strict rules must be observed. Because these rules are not widely understood, and a variety of practical difficulties arise, driven arrays usually operate with unequal currents, and it is generally easier and almost as good to use "parasitic" excitation, ie reflectors or directors energized by mutual coupling from a single driven element. In the case of a quad, the mutual coupling contains a reactive component which operates to boost the current in a parasitic reflector to near-equality with that in the driven element but renders directors very inefficient.

It is obviously immaterial how the current inequality occurs, and from the point of view of the radiation pattern it can be taken into account by assuming two elements carrying equal currents plus a third wire co-located with one of them and carrying the difference current. Though contributing radiation of appropriate phase, it will have a dipole pattern and the consequences may be inferred from vector diagrams such as Fig 6(a) which shows that with very close spacing the 8JK radiation is in quadrature with the dipole

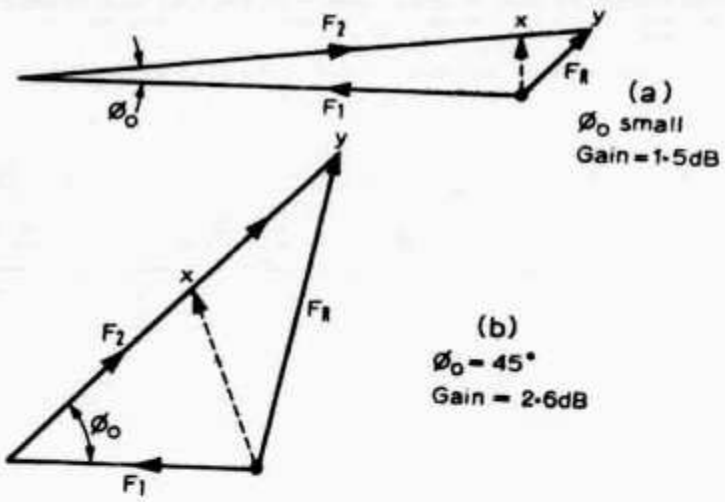


Fig 6. Effect of unequal currents
Resultant F_R can be considered as made up of an 8JK and a dipole component (equal in these examples). These are the dotted vector and xy respectively. Only 28 per cent of the power is in the 8JK mode

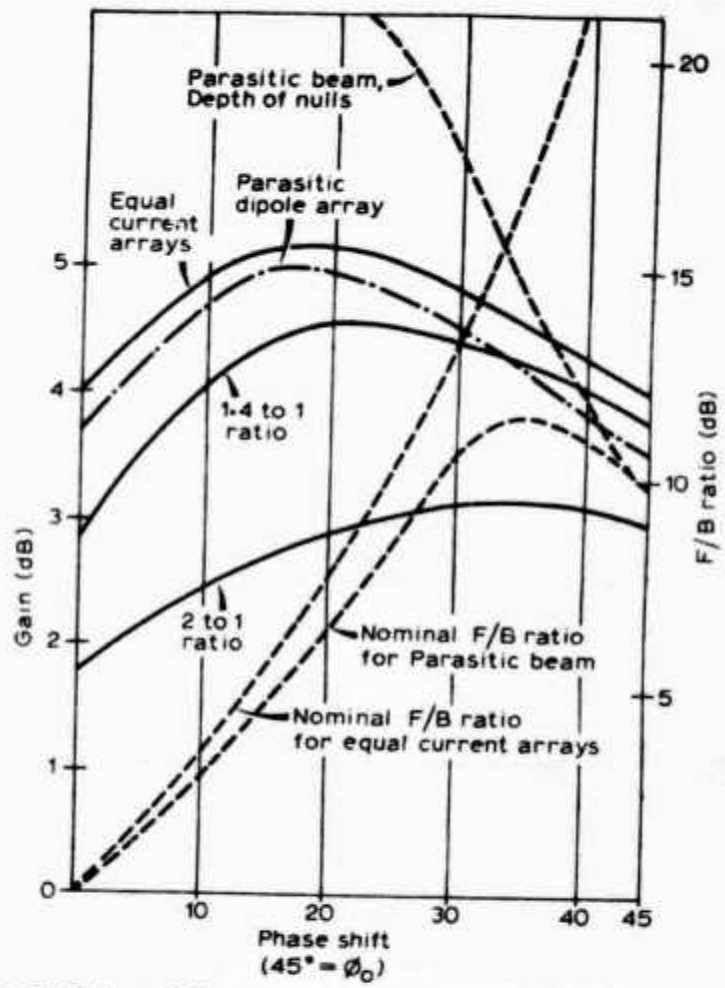


Fig 7. Gain and f/b ratio for 2-el arrays with equal currents, compared with equal current arrays. Spacing = $\frac{\lambda}{8}$

radiation. For the case illustrated most of the power goes into the "dipole", and it can be estimated that gain will be reduced thereby from 4dB to 1·5dB. This case is academic in so far as practical aerials use much wider spacings. Fig 6(b), which is drawn for the case of $\frac{\lambda}{8}$ spacing, shows that the dipole current is tending to add in phase rather than otherwise, so that the gain will be rather less affected, although the dipole radiation "fills in" the nulls in the back direction. Fig 7 shows gain as a function of phase-angle, calculated for current inequalities of 2 : 1 and $\sqrt{2}$: 1 and compared with the gain curve for 1 : 1 ratio taken from Fig 5. The gain and front-to-back ratio of a typical parasitic beam, for which the current ratio varies with phase angle, are also shown. It will be seen that the standard curve for driven elements is not badly out when applied to parasitic beams except for large current inequalities or large phase-shifts. Radiation resistance for a parasitic beam may be obtained approximately from Fig 5 over the range of main interest by using a multiplying factor of 1·7 which allows for all the power being fed into one element and for the current inequality. For a reflector-type quad the currents are nearly equal and the multiplying factor is 2·8.

Back-to-front ratio

Fig 8 shows the backward field strength as a function of angle for various phase-shifts including the so-called maximum back-to-front ratio condition, (d) and (b) being the polar diagrams of Figs 4(a) and (b) re-plotted for comparison

and in a form more convenient for averaging. In terms of the total angle over which the backwards field is reduced, say by 20dB or more, curve (c) is better than the "maximum front-to-back ratio" condition (d), besides giving 0·5dB more gain. Judged in this way even curve (b), corresponding to near-maximum gain, is only very slightly worse than (d).

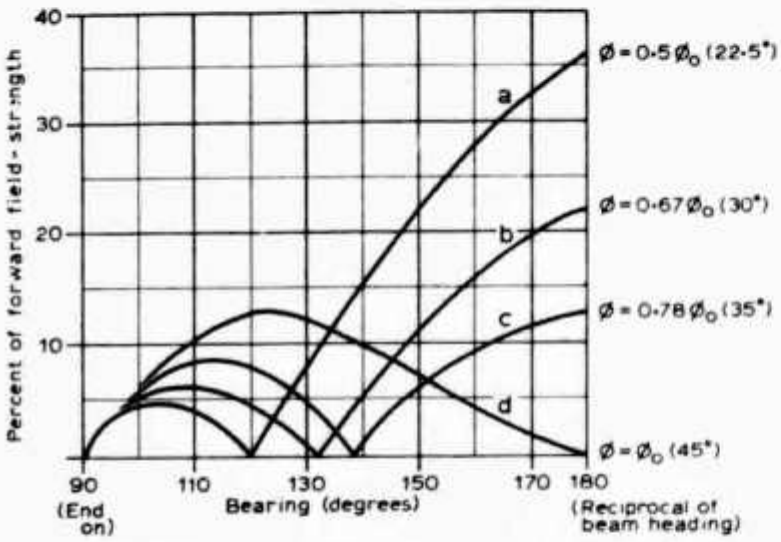


Fig 8. Variation of backward field-strength with bearing and phase shift. (Angles in brackets apply for S = $\frac{\lambda}{8}$)

Arrays with more than two elements

The non-mathematician is faced with considerable difficulty if he tries to apply the above methods to more than two elements, but in view of the drastic reduction in radiation resistance and bandwith which occurs in going from one element to two elements it is difficult to believe the process can be extended to additional elements without running into major difficulties. This belief is not erased by reference to the available literature which, though mainly theoretical, also contains some experimental results. Uzkov [3] has shown that the maximum gain obtainable from n omnidirectional radiators is n^2, so that the gain in decibels theoretically obtainable from any given number of elements, instead of being reduced, is actually *doubled* if they are stacked closely enough! Omnidirectional elements exist of course only in mathematical fiction but the result has been extended to dipoles and proved experimentally for four elements by Bloch and others [1] who predicted theoretically a gain of 10·1dB and actually obtained 8·7dB. For dipoles the gain is slightly less than n^2, eg 5dB for two elements as already demonstrated. At first glance the extension to any number of elements may seem obvious, since the two dipoles of the 8JK may be replaced by an antiphased pair of 8JK aerials thereby multiplying the patterns by an additional cos θ, and in principle (and at a price) this process could be extended indefinitely. Unfortunately, instead of gaining 5-6dB each time, the beamwidth is reduced only by $\sqrt{2}$ in each plane and the gain is thus proportional to n; this is evidently a non-optimum procedure and the n^2 rule still awaits a simple physical explanation. This is in line with its limited practical relevance apart from enabling one to discount the "impossible" gain figures sometimes claimed.

In the Bloch array the four elements are all driven with accurately-specified amplitudes and phases, the driving-point resistances and reactances being different in each case. The bandwidth is about 1·6 per cent, which is insufficient for coverage of the 14MHz band and even this has only been achieved by using a boom length of 0·6λ. It is noted that the bandwidth would decrease rapidly as the spacing is reduced, and it is reasonable to suppose that, as before, cancellation effects will be twice as effective at half the spacing so that radiation resistances will be proportional to S^2. For a boom-length of 0·25λ, which is about the maximum acceptable for a 14MHz rotary beam, a bandwidth of 0·28 per cent could be expected, with less gain as an alternative. The construction, adjustment, and maintenance of an aerial of this type would in any case be beyond the resources of most amateurs, and practical designs of close-spaced driven arrays are invariably limited to two elements. Gain figures claimed for amateur beams, if they approach even remotely the figure obtained by Bloch, for his four-element driven array, must therefore be discounted.

For further evidence on this we may turn to the paper by Walkinshaw [4] who obtained a gain of rather over 7dB for a three-element Yagi but with a radiation resistance of only 4Ω, or we may consult the *Radio Communication Handbook*, fourth edition, p 13.65 which describes a practical three-element Yagi having a gain about 1dB greater than that of a two-element beam. If the second element produces 5dB gain, and the third only a further 1dB, it seems improbable that much more than 6dB can be expected from a practical system.

Conclusions

All hf beams suitable for rotary use rely to some extent on the supergain principle. Knowledge of this helps to provide insight into their operation and underlines the essential similarities of different types all of which, when correctly designed, provide a gain of 5–6dB. If one aerial appears to have markedly more gain than another, or to have more than 6dB gain over a dipole, the explanation must lie either in a measurement error, different polarization, unnecessary losses or some environmental difference, eg height, or a ground slope aiding one aerial but not the other [5]. Reliable measurements are extremely (and often deceptively) difficult.

Some systems are much more foolproof than others, and due to interdependence of amplitude and phase there are some restrictions on the use of parasitic excitation. There are also many ways of incurring losses and some of these can be highly elusive. It is intended to discuss some of these aspects in a later article.

The supergain principle can be exploited to a much greater degree for reception than transmission since external noise levels in the hf band are relatively high, and it is possible to make receivers with very low noise factors. This means that 20, 30dB or more can be sacrificed due to attenuation or mismatch in aerial systems before receiver noise becomes an insurmountable problem. Within this limit the full directivity advantages of the aerial can be realised and for an 8JK there is virtually no change of directivity with frequency. Unfortunately, however, the various methods of producing the phase-shifts required for a unidirectional pattern are frequency-sensitive.

The credulity of the reader may be strained by the implication that a supergain aerial however small is able in principle to accept all the energy passing through a large volume of space, ie despite small size it appears to have a large aperture! This is because it is essentially a high-Q system, and it is common experience that a high-Q circuit needs only

very loose coupling to another circuit in order to absorb all the available energy from it. The supergain aerial can be regarded as rather loosely-coupled into space, making up for this by its narrow bandwidth (ie high-Q) so that the narrow bandwidth is not just an unfortunate accident but inherent in, and inseparable from, the high gain.

Ground effects have not been included in the discussion because the extent to which the ground-reflected wave assists or impedes the radiation of signals at any given low angle of elevation is the same for all horizontal aerials at the same mean height and in the same position, with the possible exception of vertically-stacked arrays at low heights (lower element ineffective) or over sloping ground (situation complicated). Mutual impedance between a dipole and its image causes a slight variation of effective gain with height but this effect is usually negligible with supergain aerials, except at very low heights, since each element "sees" images of opposite phase at almost the same distance.

References

[1] A. Bloch, R. G. Medhurst, and S. D. Pool, "A new approach to the design of super-directive aerial arrays", *Proc IEE*, Part III, September 1953, p 303.

[2] L. A. Moxon, "Evaluating aerial performance", *Wireless World*, February and March 1959.

[3] Uzkov, A. I, "An approach to the problem of optimum directive antenna design", *Comptes Rendus de l'Academie des Sciences de l'U.R.S.S.*, 1946, **53**, p489.

[4] W. Walkinshaw, "Theoretical treatment of short Yagi aerials, *JIEE* part IIIA, vol 93, 1946, p564.

[5] L. A. Moxon, "Low-angle radiation", *Wireless World*, April 1970.

[6] Terman, *Radio Engineers' Handbook*, 1943 edition, p777.

Appendix

Gain of the 8JK

In the 8JK aerial a voltage E is applied to one dipole and $-E$ to the other, producing currents I_1 and I_2 respectively. These currents induce voltages $I_1 . Z_m$ and $I_2 . Z_m$ respectively in the other dipole, where Z_m is the mutual impedance. At a spacing of $\frac{\lambda}{8}$, Z_m is equal to a pure resistance R_m.

Hence for the first element:

$$E = I_1R + I_2R_m$$

Similarly:

$$-E = I_2R + I_1R_m$$

In these expressions R represents the radiation resistance which is assumed to be the same for both elements.

Solving these equations $\frac{E}{I_1} = R - R_m$ and $I_1 = -I_2$. The radiation resistance for each side is therefore given by $R - R_m = 73 - 64{\cdot}5 = 8{\cdot}5\Omega$ for $\frac{\lambda}{2}$ dipoles spaced $\frac{\lambda}{8}$. To obtain the gain relative to a dipole, $2I_1^2(R - R_m) = I_D^2R$ where I_D is the current flowing in the dipole for the same applied power.

Hence $I_1 = I_D\sqrt{\frac{73}{17}} = 2{\cdot}07I_D$

From Fig 3 the field strength in the beam is equivalent to that obtained from a current $2I_1 \sin 22{\cdot}5$ flowing in a dipole, ie to a current $4{\cdot}12 \times 0{\cdot}386I_D = 1{\cdot}59I_D$ or a gain of 1·59 times in field strength, which is equal to 4dB.

It is next required to introduce a phase shift while maintaining equal current amplitude. The method is immaterial but one which provides an easy starting point for calculation (and can also be used in practice) is to insert a reactance $+X$ in series with one element and $-X$ in series with the other. The equations now become

$$E = I_1(R + jX) + I_2R_m$$
$$-E = I_2(R - jX) + I_1R_m$$

From these we obtain:

$$\frac{E}{I_1} = \frac{R^2 + X^2 - R_m^2}{(R + R_m)^2 + X^2}(R + R_m + jX)$$

The phase shift is therefore given by $\tan\phi = \frac{X}{R + R_m}$ and after some manipulation the real term, which is the effective radiation resistance, simplifies to

$$R - R_m . \frac{1 - \tan^2\phi}{1 + \tan^2\phi}$$

This reduces of course to $R - R_m$ for $\tan\phi = 0$, ie the 8JK condition. Similar results are obtained for $-\frac{E}{I_2}$ except that $\tan\phi = \frac{-X}{R + R_m}$. The total phase shift between the two elements is of course 2ϕ.

So long as we are working with small values of ϕ, these results can be further simplified by substituting ϕ for $\tan\phi$, but the accurate expression has been used for calculating Fig 5.

The effect of unequal currents may be discovered by putting $I_2 = (a + jb)I_1$ where (b/a) is the tangent of the phase difference and the ratio of current amplitudes is given by $\sqrt{a^2 + b^2}$. We then find the radiation resistances are given by

$$R_1 = R - aR_m \text{ and } R_2 = R - \frac{aR_m}{(I_2/I_1)^2}$$

Knowing that the total radiated power is equal to $I_1^2R_1 + I_2^2R_2$ the vector diagrams may be completed and the gain and f/b ratio estimated. There is a tendency for R_1 to be negative, ie the first element returns to the transmitter some of the power which it has received from the second element.

For a parasitic beam the phase-shift, radiation resistance and current ratio may all be obtained by putting

$$E = I_1R + I_2R_m$$
$$O = I_2(R + jX) + I_1R_m$$

In this case X represents the amount of reactance by which the parasitic element is detuned. Solving, as before, the total phase shift (designated by 2ϕ for consistency with the previous examples in which the currents are each phase-shifted by ϕ, in opposite directions) is given by

$$\tan(2\phi) = X/R$$

and the radiation resistance is

$$R\left(1 - \frac{R_m^2}{R^2 + X^2}\right) \text{ or, if preferred } \frac{1 + \tan^2(2\phi) - r^2}{1 + \tan^2(2\phi)} . R$$

where $r = \frac{R_m}{R} = 0{\cdot}882$ for $\frac{\lambda}{2}$ dipoles spaced $\frac{\lambda}{8}$. The relative

magnitude of I_1 and I_2 is given by

$$\left|\frac{I_2}{I_1}\right| = \frac{R_m}{\sqrt{(R^2 + X^2)}}$$

Gain calculations are rendered more laborious by the current inequality and the easiest way to proceed is by calculation of $\frac{I_1}{I_D}$ (as before, from the radiation resistance), 2ϕ and $\left|\frac{I_2}{I_1}\right|$. Drawing the vector diagrams to a scale of $I_D = 1$, the voltage gain is then given directly by the length of the resultant of I_1 and I_2.

For spacings other than $\frac{\lambda}{8}$, R_m becomes partly reactive, ie it must be replaced by $Z_m = R_m \pm jX_m$. Values of R_m and X_m for different spacings (or Z_m and its phase angle) are to be found in various handbooks, eg [5], but the algebra is now much more complicated. The main effects of X_m are that the radiation resistances of the two elements become unequal, and it is found that a negative value of X_m increases the current in a reflector and reduces it in a director, a situation which exists with the quad aerial. Nevertheless, provided the currents are not too unequal, Fig 5 remains valid and the experimenter using spacings other than $\frac{\lambda}{8}$ or elements other than dipoles, (while possibly noticing a few anomalies) will not be unduly bothered by the theoretical complications.

RADIO COMMUNICATION

TRANSISTOR RF POWER AMPL. (2)

Herbert S. Brier W9EGQ

Figures 2 and 3 depict the two forms of the L network – input resistance less than output resistance and input resistance greater output resistance, respectively. And Fig. 4 depicts the pi network. None of the equations governing these networks are overly complicated. Nevertheless, using them to design the input and output tank circuits of a practical rf amplifier does require quite a few calculations of little interest to readers not mathmatically inclined. For convenience, therefore, we have put the equations and the calculations made in designing the 10 watt (nominal) rf power amplifier described below into the appendix of this article.

The illustrative calculations are made for a frequency of 145 MHz, but complete component data for all amateur bands between 3.5 and 148 MHz are included in Tables I, II and III.

Designing a 145 MHz Transistor Power Amplifier

Let us design a 10 watt (nominal), 145 MHz booster amplifier to be driven by the output of a one or two watt FM transceiver. As developed earlier, for best results rf power transistors must be operated reasonably close to their design frequencies. We select the modern, balanced-emitter 2N5590. Its essential characteristics are:

Type	2N5590
VCC	13.6V dc
Dissipation	30 watts
Output Capacitance	80 pF[1]
Typical operation at 145 MHz	
Power Output	14 watts[2]
Driving Power	2 watts
Power Gain	8–9 dB
Input Resistance	2.5Ω

[1] Varies somewhat with frequency
[2] With two watts drive

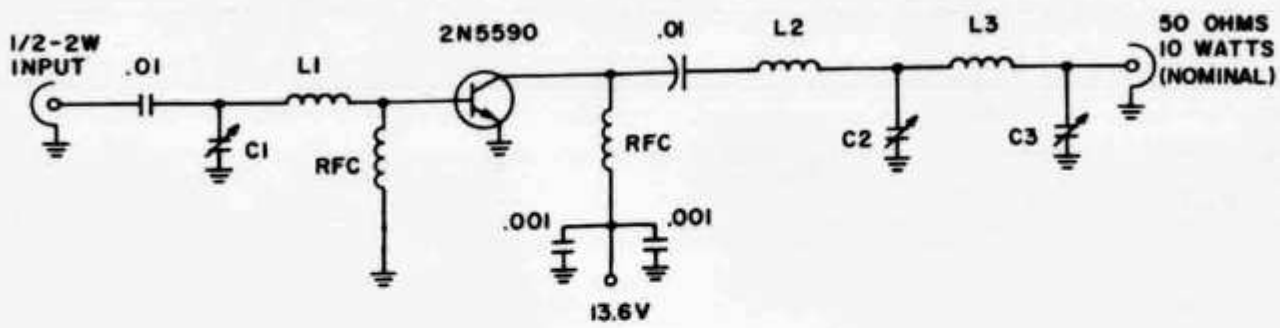


Fig. 1. Typical transistor rf power amplifier.

Solving equation 1 for a dc collector voltage of 13.6 and a power output of 14 watts gives a transistor output resistance of 4.7Ω. L network A would seem a logical choice to match this resistance to a 50Ω load. But, we note that the transistor output resistance is in parallel with the 80 pF output capacitance of the transistor.

If network A had an input capacitor to ground, the simple way of compensating for the transistor parallel output capacitance would be to decrease the value of the input capacitor enough to compensate for the transistor capacitance. As L network A does not have an input capacitor, however, we use equations 12, 14, and 15 to transform 4.7Ω in parallel with 80 pF to their equivalent values of 2.8Ω in series with a capacitive reactance of 0.94Ω (at 145 MHz).

Now solving equations 2 and 3 for input and output resistances of 2.8 and 50Ω, respectively, gives values of .012 μH and 90 pF for the L network. Adding .001 μH to the calculated inductance to compensate for the 0.94Ω series output capacitance of the transistor brings the total inductance up to

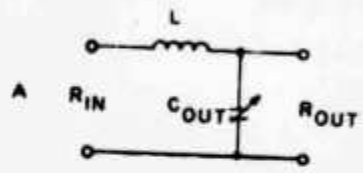


Fig. 2. L Network when input resistance is less than the output resistance.

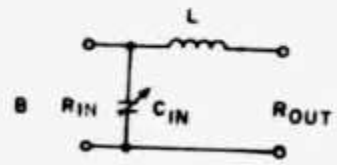


Fig. 3. L network when input resistance is greater than the output resistance.

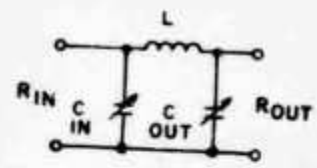


Fig. 4. Pi network.

TABLE I

VARIABLE CAPACITOR AND INDUCTOR DATA

POWER OUTPUT 10–15 WATTS, NOMINAL

Band MHz	C1 pF	C2 pF	C3 pF	C4 pF	C5 pF	C6 pF	L1 μH	L2 μH	L3 μH	RFC1 μH	RFC2 μH
VCC: 13.6 volts											
145	Omit	150	50	50	100	50	.055	.062	.067	0.5	0.6
50	Omit	450	100	Omit	300	150	.1	.06	.2	1.0	2.0
28	Omit	750	Omit	Omit	500	250	.06	.125	.34	2.0	3.0
21	Omit	1000	Omit	Omit	750	375	.09	.18	.5	3.0	4.5
14	100	300	Omit	Omit	1000	500	.39	.27	.67	4.5	6.0
7	200	600	Omit	Omit	1300	1000	.78	.71	1.82	8.0	10.0
3.5	400	1200	Omit	Omit	2600	2000	1.56	1.42	3.74	12.0	14.0
VCC: 28 volts											
144	Omit	150	50	50	100	100	.055	.1	.067	0.5	1.0
50	Omit	450	100	Omit	200	300	1	.29	.19	1.0	3.0
28	Omit	750	Omit	Omit	125	150	.06	.64	.46	2.0	6.5
21	Omit	1000	Omit	Omit	150	200	.09	.82	.64	3.0	9.0
14	100	300	Omit	Omit	250	300	.39	1.3	.94	4.5	13.0
7	200	600	Omit	Omit	450	600	.75	2.6	1.85	8.0	26.0
3.5	400	1200	Omit	Omit	900	1000	1.56	5.0	3.6	12.0	50.0

.013 μH. But calculating the Q of the network with the aid of equation 4 reveals a Q of only 4, certainly insufficient to prevent transistor distortion products from reaching the load.

An L-pi network between the transistor and the load will increase the circuit Q to a more satisfactory level. By stepping up the 2.8Ω input resistance to 150Ω in the L net for a resulting Q of 7.5 and designing the pi network for a Q of 3 to step the 150Ω back down to 50Ω at the network output terminals makes the overall circuit Q equal to 22. A Q of 22 is a reasonable figure for a transistor output tank circuit.

Referring to Fig. 1, the calculated L-pi network component values of 145 MHz are: L2, .021 μH; L3, .067 μH; C2, 100 pF variable; and C3, 50 pF variable. (The output capacitance of the L network and the input capacitance of the pi network are combined in capacitor C2.)

L network B is selected to match the 50Ω driver resistance to the 2.5Ω transistor base resistances. Its calculated component values are: L1, .011 μH; and C1, 100 pF.

Unfortunately, attempting to construct a 145 MHz amplifier using the circuit diagram of Fig. 1 and the calculated values for coils L1 and L2 would probably result in failure. The inductances are so low that stray circuit inductances would reduce the physical size of the coils to the vanishing point. But refer to Fig. 5 and capacitors C1, C3 and C4.

TABLE II

TRANSISTORS USABLE AS RADIO FREQUENCY POWER AMPLIFIERS IN AMATEUR TRANSMITTERS

Type	Band[1] MHz	VCC CW volts	IC Amps max.	Pwr Dis. watts	Pwr Out watts	Notes
2N1725	3.5	30	5	117		ft 10 MHz
2N2947	50	25	1	25	15	
2N2948	28	25	1	25	15	
2N2949	28	25	.32	6	3.5	2.5 watts out at 50 MHz
2N3295	2–100	15		2	.3 PEP	14–17 dB power gain
2N3296	28–50	30		6	3 PEP	16–19 dB power gain
2N3297	21–88	30	1.5	25	12	10–13 dB power gain
2N3375	144–220	28	1.5	11	6.5	7 dB power gain
2N3553	144	28	1	7	3.5	10–12 dB power gain
2N3632	144	28	1	23	14	7 dB power gain
2N3738	3.5	120	.14	20	10	ft 10 MHz
2N3818	50	28	1	25	15	Power out 15 watts at 15V
2N3927	144	13.6	3	23	12	6 dB power gain
2N3950	50	28	3	70	50	22 watts out at 13.6V
40082	1.8	13.8			35	Amplitude modulated
40444	1.8	13			20	Amplitude modulated
40340	50	13.5			25	
2N5161	144	28	1.5	20	8	PNP
2N5162	144	28	5	50	30	PNP
2N5346	7	30	7	60		ft 30 MHz
2N5589	144	13.6	1	15	4	10 dB power gain
2N5590	144	13.6	3	30	14	10 dB power gain

[1] *Transistors may work on adjacent bands also.*

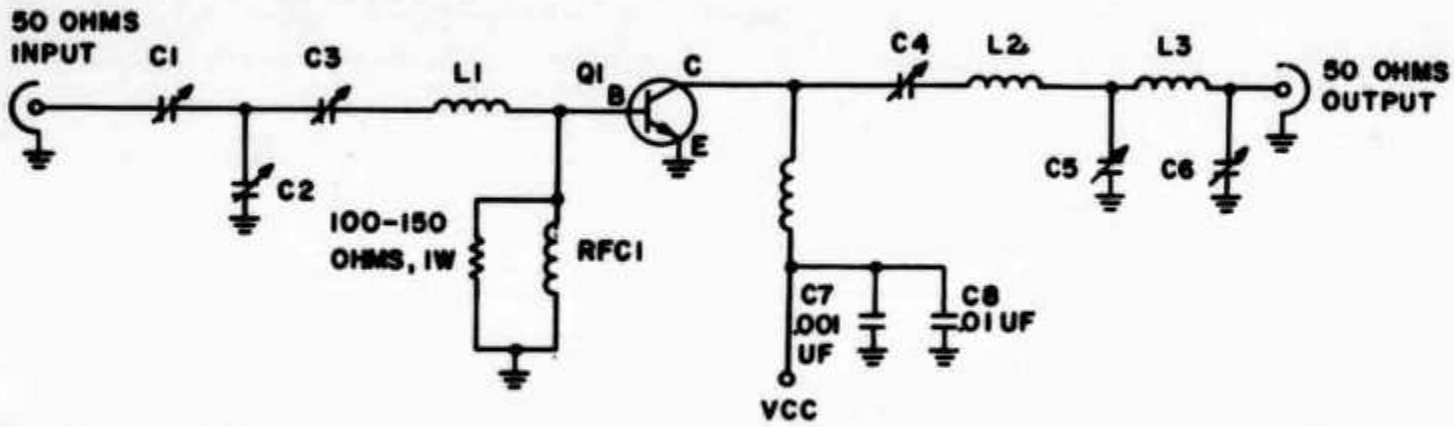


Fig. 5. Transistor "booster" rf power amplifier circuit. Component values for different frequencies and voltages are discussed in the text and tabulated in Tables I, II and III.

Assume for the moment that capacitor C1 is shorted out and that capacitor C3 in series with coil L1 has a capacitance of 25 pF, equivalent to a capacitive reactance of 44Ω at 145 MHz. Ignoring stray circuit inductances, the inductance of the coil will have to be increased from .011 μH to .055 μH to overcome the effects of the capacitor. Thus, adding capacitor C3 to the circuit permits making coil L1 a practical size. Capacitor C4 performs a similar function in conjunction with coil L2 in the output network.

Within limits, the series capacitors permit cancelling out any desired percentage of the coil and circuit inductance. To be effective, they must have low minimum capacitances and very low self inductance. Such series capacitors are seldom required on frequencies below 50 MHz. On the other hand, the calculated capacitance values in low-impedance L networks become rather large at frequencies below 14 MHz.

At 7.2 MHz, for example, the input capacitor of an L network designed to match 50Ω to a 2.5Ω load would have a capacitance of over 2000 pF. But if the 50Ω can be made to appear as a higher resistance to the L network, the input capacitance (C2) can be decreased.

TABLE III

DIMENSIONS OF SELECTED SMALL COILS

Estimated Inductance	Number of Turns	Coil dia.	Turns/inch or length	Wire size
5 μH	30	1/2"	32 t.p.i.	26
3.6 μH	24	1/2"	32 t.p.i.	26
2.6 μH	16	1/2"	32 t.p.i.	26
1.85 μH	13	1/2"	32 t.p.i.	26
1.3 μH	16	1/2"	16 t.p.i.	22
0.94 μH	13	1/2"	16 t.p.i.	22
0.82 μH	11	1/2"	16 t.p.i.	22
0.64 μH	9	1/2"	16 t.p.i.	22
0.46 μH	6	1/2"	16 t.p.i.	22
0.2 μH	4	1/2"	1/2" long	16
0.13 μH	5	1/4"	1/2" long	16
0.07 μH	4	1/4"	4 t.p.i.	16
0.05 μH	2	1/4"	3/8" long	16

Exact inductance of smaller coils is controlled largely by spacing between turns and lead lengths. Slug-tuned and torodial coils may also be used in transistor rf power amplifiers.

As shown by the calculations in the Appendix, connecting a 150 pF capacitor (C1 of Fig. 5) in series with the amplifier input lead reduces the required capacitance of C2 from over 2000 pF to 485 pF at 7.2 MHz. At the same time, the inductance of L1 is increased from approximately 0.2 μH to .78 μH.

It is also possible to control the relative values of capacitance and inductance in L-pi networks by varying the value of the intermediate resistance chosen to calculate the L-pi component values.

These expedients were used in compiling Tables I and II. The tables list component values for nominal 10 watt output transistor rf amplifiers for the various amateur bands. Table III, in turn, lists winding data for suitable inductors for the amplifiers. Use the tables in conjunction with the diagram of Fig. 5.

Besides the obvious precaution to use good rf construction practices, such as keeping leads short and isolating input and output circuits from each other, probably preventing low frequency parasitic oscillations is a major requirement in building successful transistor rf power amplifiers.

Selecting rf chokes with the minimum usable reactance at the operating frequency helps control low frequency parasitic oscillations by bypassing them to ground before they start. Suitable rf choke values are listed in Table I. Also helpful in taming transistor rf power amplifiers to hold down the Q of the base rf choke to around five. One way of controlling its Q is to wind the choke around the body of a 100Ω, 1 watt, non-inductive resistor. Terminate the choke leads at the resistor leads where the latter come out of the resistor. Bypass the "cold" side of the rf chokes with two different size capacitors in parallel. One should have a capacitance of approximately .001 μF, and the other one should have a capacitance in the vicinity of 0.1 to 0.2 μF. Finally, keep the base-to-emitter resistance and voltage as low as possible. This last precaution is most important when either the base or emitter are not directly grounded for dc.

Although the 2N5590 and a few other modern rf power transistors can survive mistuning and operating into highly mismatched loads at rated voltages, most transistors are not so rugged. Consequently, first adjustments should be made at reduced voltages and drive. Once the amplifier is found to be stable and is delivering power to a load, dc collector voltage and rf drive to the base can be increased without exceeding rated currents. Watch for signs of instability and overheating in the process; an amplifier that may be stable at low voltages may become unstable at higher voltages. But a properly built and operated transistor rf power amplifier is a reliable piece of electronic equipment.

Note: Different values of intermediate resistance were assumed in calculating the component values of the L-pi output networks on different frequencies; so that capacitors C5 and C6 are of reasonable capacitance. Their required capacitance can be built up by fixed mica capacitors in parallel with a variable capacitor for fine adjustment.

APPENDIX
EQUATIONS

Output resistance of an rf power amplifier:

$$Ro = (Vcc - Vmin)2/2Po \quad (1)$$

Where Ro = output resistance in ohms. Vcc = dc collector voltage. Vmin = minimum instantaneous collector voltage. And Po = power output in watts. (Vmin is approximately 2 volts for most rf power transistors. It is often ignored in routine calculations.)

L network equations:

A – Input resistance less than output resistance

$$Xc = Rout\sqrt{Rin/(Rout - Rin)} \quad (2)$$

$$X1 = Rout \times Rin/Xc \quad (3)$$

$$Q = Rout/Xc \quad (4)$$

B – Input resistance greater than output resistance

$$X1 = \sqrt{(Rout \times R\,n) - R^2} \quad (5)$$

$$Xc = (Rout \times Rin)/X1 \quad (6)$$

$$Q = Rin/Xc \quad (7)$$

Pi network equations:

$$Xcin = Rin/Q \quad (8)$$

$$Xcout = Rout\sqrt{(Rin/Rout)/Q^2 + 1 - (Rin/Rout)} \quad (9)$$

$$X1 = \frac{(Q \times Rin) + (Rin \times Rout/Xc2)}{(Q^2 + 1)} \quad (10)$$

Where Xcin, Xcout = capacitive reactance in ohms, X1 = inductive reactance in ohms.

Rin, Rout = resistance in ohms. Q = circuit "figure of merit." (Is automatically set by circuit values in L networks. May be predetermined in pi networks as long as X1 exceeds $\sqrt{Rin \times Rout}$). (11)

Most electronic handbooks contain charts for converting capacitive and inductive values into equivalent reactances at the desired frequency. The values may also be computed using the following equations:

$$Xc = 1{,}000{,}000/2\pi FL \quad (12)$$
$$X1 = 2\pi FL \quad (13)$$

Where F = frequency in MHz, L = inductance in microhenries (μH). C = capacitance in picofarads (pF). π = 3.14. Xc = capacitive reactance in ohms; X1 = inductive reactance in ohms.

Converting a resistance in parallel with a reactance to equivalent series values or vice versa:

$$Rs = Rp/[1 + (Rp/Xp)2] \quad (14)$$
$$Xs = X(Rp/Xp) \quad (15)$$
$$Rp = Rs \times (1 + [Xs/Rs]^2) \quad (16)$$
$$Xp = Rp/(Xs/Rs) \quad (17)$$

Where Rs = series resistance. Rp = parallel resistance. Xs = series reactance. Xp = parallel reactance. All values in ohms.

CALCULATIONS

Transistor output resistance from equation 1: $Ro = (Vcc - Vmin)^2/2Po$. Vcc = 13.6 volts, dc, Vmin = 2 volts, Po = 14 watts. $Ro = (13.6 - 2)^2/(2 \times 14) = 4.7\Omega$.

Converting 4.7Ω in parallel with 80 pF into equivalent series form at 145 MHz: From equation 12, $Xc = 1{,}000{,}000/2\pi FC$, where $\pi = 3.14$, F = frequency in MHz and C = capacitance in pF: Xc = 1,000,000/2 x 3.14 x 145 x 80 = 14Ω (capacitive). From equation 14, $Rs = Rp[1 + (Rp/Xp)^2]$, where Rp = 4.7Ω, and Zp (calculated above) = 14Ω: Rs = 4.7[1 + (4.7/15² = 2.8Ω. From equation 15, Xs = Rs x (Rp/Xp): Xs = 2.8 x (4.7/14) = 0.94Ω (capacitive).

Solving equation 2, 3 and 4 for an input resistance of 2.8Ω and an output resistance of 50Ω: Xc = Rout$\sqrt{Rin}$ (Rout − Rin) = 50 $\sqrt{2.8/50 - 2.8)}$ = 11.5Ω (capacitive) which is equivalent to 90 pF at 145 MHz. X1 = Rout x Rin/Xc = 50 x 2.8/11.5 = 13Ω (inductive). Q = Rout/Xc = 50/13 = 4.

Add 0.94Ω inductive reactance to the calculated X1 to compensate for the 0.94Ω Xc in series with it: 13 + 0.94 = 13.96Ω, equivalent to 0.14 μH at 145 MHz.

Calculating component values for L-pi network for matching 2.8Ω to a 50Ω load. Intermediate resistance, 150Ω. L network calculations: Xc = Rout Rin/(R − Rin) = 150 2.8/(150 − 2.8) = 20Ω (capacitive), equivalent to 50 pF at 145 MHz.

X1 = Rout x Rin/Xc = 150 x 2.8/20 = 21Ω (inductive), equivalent to .021 μH at 145 MHz. Q = R/Xc = 150/20 = 7.5.

Pi network calculations:

Q = 3, selected so that total L-pi network Q would be between 20 and 25.

From equation 8, Xcin = Rin/Q = 150/3 = 50Ω (capacitive), equivalent to 22 pF at 145 MHz.

From equation 9, Xcout = Rout (Rin/Rout)/Q^2 + 1 − (Rin/Rout) = Xc = 50 (150/50/9 + 1 − (150/50) = 32Ω (capacitive), equivalent to 35 pF at 145 MHz.

And from equation 10, X1 = (Q x Rin) + (Rin x Rout/Xcout) = X1 = (3 x 150) + (150 x 50/32) = 68Ω (inductive), equivalent to .067 μH at 145 MHz.

Calculating input L network to match 50Ω to 2.5Ω. From equation 5, X1 = (Rout x Rin) − R^2 = X1 = (2.5 x 50) − 2.5^2 = 11Ω (inductive), equivalent to .011 μH at 145 MHz.

From equation 6, Xc = (Rout x Rin)/X1 = Cx = (2.5 x 50)/11 = 11Ω (capacitive), equivalent to 100 pF at 145 MHz.

Effects of connecting a 150 pF capacitor in series with input lead of amplifier at 7.2 MHz. From equation 12, 150pF has a capacitive reactance of 150Ω at 7.2 MHz. And from equation 16, Rp = Rs x (1 + $[Zx/Rx]^2$ = Rp = 50 x (1 + $[150/50]^2$ = 500Ω.

From equation 17, Xp = Rp/(Xs/Rs) = Rp = 500/(150/50) = 167Ω (capacitive), equivalent to 125 pF at 7.2 MHz.

Calculation of component values for L network for 500Ω in and 2.5Ω out.

From equation 5, X1 = $\sqrt{(Rout \times Rin) - (Rout)^2}$ = X1 = $\sqrt{(2.5 \times 500) - 2.5^2}$ = 35Ω (inductive), equivalent to .79 μH at 7.2 MHz.

From equation 6, Xc = (Rout x Rin)/X1 = Xc = (500 x 2.5)/35 35Ω (capacitive) equivalent to 635 pF at 7.2 MHz.

Walter W. Pinner WB4MYL
7304 Lorenzo Lane
Louisville KY 40228

THE THIRD HAND.... TESTER

A portable impedance bridge, crystal calibrator, field strength meter, etc.

When was the last time you hung on the tower or in a tree trying to couple your dip-meter with one hand to the bridge which was in the other hand while hanging on with the third hand – not to mention the problem of how to turn the dials while untangling the extension cords (if you had enough to reach) and other associated problems.

The following are construction details for a 3" x 5" battery operated, self-excited built in rf source impedance bridge. With just a little extra effort you can also have a field strength meter with tuned input or use as a band spotter when using crystals at other than their fundamental frequency. You can also check crystals in the 1 to 30 MHz range for activity In addition, with a 1 MHz crystal you have a handy dial calibrator or rf signal source for general allignment and peaking of receiver circuits.

The circuit is a common impedance bridge coupled to, and driven by a built-in

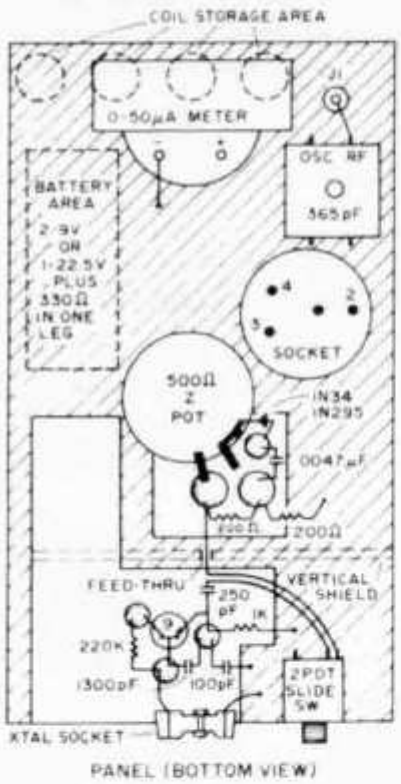


Fig. 1a Circuit board layout. Meter – 0-50μA from mail order listed as light meter movement; 365 pF variable – from old transistor radio socket & coil form allied radio D1899 45¢ transistor GE9; J1 – pin jack for field strength meter whip antenna.

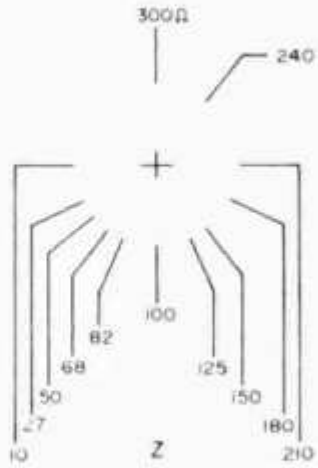


Fig. 1b. Impedance dial scale.

un-tuned crystal oscillator. Any fundamental crystal between 1 and 30 MHz will drive the 50 μA meter to full scale. Inserting an unknown impedance in pins 1 & 3 of the test socket will allow you to read the impedance on the calibrated dial. Should it be convenient to drive the bridge with an alternate rf source such as the transmitter or an rf generator, merely leave the power switch off and inject the rf into pins 2 & 1 of the test socket (pin 1 is ground). Connect the unknown impedance to pins 3 & 1.

To check crystal activity, install the crystal, turn the power on and the relative crystal activity will be indicated on the meter.

To use the tester as a frequency spotter or rf source for alignment plug in the crystal, turn on the power and put a whip antenna in pin 3 of the test socket. For maximum rf output set the impedance dial to 0Ω.

To operate the tester as a field strength meter leave the power off and install a whip antenna in pin 2 of the test socket. For greater sensitivity or band spotting leave the power off, install the whip antenna in the pin jack, and insert the coil for the frequency to be checked in the test socket. Adjust the 365 pF tuning capacitor for a maximum meter indication.

Construction

The complete unit is housed in a 3" x 5½" mini-box. A circuit board may be etched to provide the six islands needed or phenolic vector board may be utilized and solder pins installed in the six locations indicated. The mini-box top is cut away to accommodate the circuit board.

The crystal socket and power switch are mounted on the box end to minimize lead length. The 500Ω potentiometer has one outside terminal cut off to eliminate interference with the diode and .0047 capacitor. If the component placement and lead length and values are as shown, the impedance dial calibration scale provided should be reasonably accurate. A final calibration may be made by inserting precision resistors in pin 1 & 3 of the test socket and comparing the null obtained to the dial readings.

The whip antenna is a replacement type available for transistor radios. Obtain a

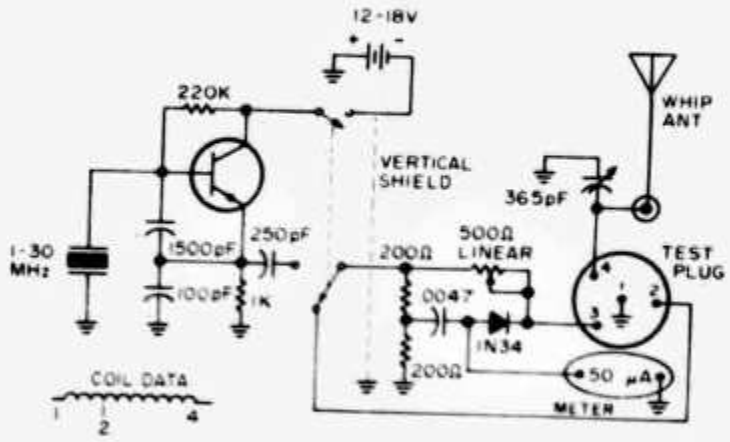


Fig. 2 Schematic 3 – 7.5 MHz 35 turns No. 24 tap 12 T from ground end. 6 – 14 MHz 20 turns No. 24 tap 7 T. 13 – 22 MHz 11 turns No. 24 tap 4 T. 21 – 30 MHz 6 turns No. 24 tap 2 T. All coils on Calectro G-C No. DI899. Available from Allied Radio Corp. Meter 0-50 μA. Available through mail order houses as light meter movements. CHEAP! 365 pF tuning capacitor is from an old transistor radio. Don't use the oscillator section or frequency coverage will be higher than indicated. Transistor – GE9 or similar. The power/function switch is a slide type 2P2T miniature. Whip antenna: rabbit ear or similar device (see text).

broken TV rabbit ear from the local repair shop (lots of 'em) and solder a pin jack to the broken end. Hint – file away the chrome finish before attempting to solder.

As indicated on the schematic, two 9V batteries may be used for power or one 22½V battery with a 330Ω series resistor in one lead. Current drain is approximately 8 mA.

Four plug-in coils are needed to cover the range of 3 to 30 MHz. Using the coils specified you will find ample room inside the mini-box to store the coils vertically when they are not needed. To secure the coils I merely cemented a piece of foam rubber to the cover and standing the coils up allows the pins to rest in the foam when the cover is installed.

A standard fuse holder (open type) was mounted on the outside of the box and makes a convenient holder into which the whip antenna may be snapped. Should you desire real accuracy from the 1 MHz crystal for dial calibration purposes, the 100 pF capacitor off the transistor base may be made variable and the crystal can be beat with WWV. Considerable adjustment may be made without effecting rf output or frequency range of oscillation.

HB9AAZ	Peter Braun, Geissburgweg 10, 6130 **Willisau LU**
HB9ABV	Eduard von Wartburg, Postlagernd, 1099 **Servion VD**
HB9AET	Dr. F. de Bros, Mass. General Hosp. **Boston** (Mass.) USA
HB9AFT	Helmut Wehren, Bahnhofstrasse 9, 3303 **Jegenstorf BE**
HB9AFV	Ph. Taverney, Av. de Gennecy 54b, 1249 **Avully GE**
HB9AHT	Dr. Karl H. Wenz, Römerstrasse 5, 4512 **Bellach SO**
HB9AJH	Paul de Graaff, Rue de Moron 17, 2740 **Moutier BE**
HB9AKK	André Grauf, Truebacker 9, 8600 **Dübendorf ZH**
HB9AKT	Willi Rytz, Holligenstrasse 1, 3008 **Bern**
HB9AME	Heinz Schwarz, Buchholz-Hochhaus Nr. 46, 8750 **Glarus**
HB9AOH	Rudolf Erb, Bächiweg 2, 3626 **Hünibach BE**
HB9AQN	Ernest Streit, Av. General Guisan, 1580 **Avenches NE**
HB9AWF	Ignaz Diethart, Emmenmatterstrasse 13, 6314 **Unterägeri ZG**
HB9AYQ	Rudolf Glutz, Eichenweg 18, 4528 **Zuchwil SO**
HB9AYZ	Werner Stöckli, Singenbergstrasse 12, 9000 **St. Gallen**
HB9MAS	J. J. Zimmermann, Rue l'Aubépine 8, 1205 **Genève**
HB9MCM	Dr. Alfred Heer, Lerchenstrasse 22, 4414 **Füllinsdorf BL**
HB9MCN	Robert P. Fontanet, Route de Veigy, 1247 **Anières GE**
HB9MCS	Paul Brüschweiler, Rütlistrasse 16, 8712 **Stäfa ZH**
HB9MFE	Max Baumgartner, Im Häldeli, 8173 **Neerach ZH**
HB9MFR	Max Joos, Staubeggstrasse 26, 8500 **Frauenfeld TG**
HB9MGD	Hermann Meier, Hohrainstrasse 13, 8302 **Kloten ZH**
HB9MHX	Markus Ackermann, Hinterrotweg 15, 3414 **Oberburg BE**
HB9MJF	Heinz Rolli, Röhrenbrugg 1172, 9042 **Speicher AR**
HB9MJW	Hubert Bollhalder, Rychenbergstrasse 236, 8404 **Winterthur ZH**

Streichungen

C. Valli, HB9MAW, Chiasso
H. Girardet, HB9AJJ, Biel
K. Trümpi, HB9AMN, Basel
M. Ronveaux, HB9ATK, Maransart
B. Renggli, HB9AQI, Adligenswil
R. Willemse, Novazzano
M. Baumgartner, Wetzikon
F. Buri, Bolligen
C. Krötzli, Chur
J. Kuster, Zürich
J. M. Monnet, Riddes
F. Nusser, Langnau a. A.
L. Ratti, Rho
W. Schlotterbeck, Dietikon
W. Schneeberger, Bern
K. Stalder, Basel
G. Stauffer, Fontaines
M. Tille, Yverdon
P. Hostettler, Lanzhäusern
P. Sager, Mägenwil
H. Ott, Küngoldingen
T. Brumm, Erlenbach
B. Gass, Lauterbrunnen

ANTENNEN-ROTOREN
AR-20 AR-30 AR-22R AR-40 AR-33 TR-44 HAM-M

Generalvertretung für Schweiz und

WEBSUN-ELECTRONIC WEBER + CO.
Funk-Anlagen + Antennen-Technik
Telefon 061 22 19 59 HE9HQD Eulerstrasse 77, 4051 **Basel**

Hambörse

Günstig zu verkaufen: Tran.-Kw-Empf. Heathkit SW 717 mit Kopfh. GD 396. Urs Lindenmann, 5024 Küttigen, Telefon 064 22 79 58.

Verkaufe: KW-RX Hammarlund HQ 145 mit Originalverpackung und Manual. Telefon 01 840 68 45.

Verkaufe: ab Lager Littau: Antennen, Hy-Gain 14AVQ-WB vertikal, 10-40 m, Fr. 210.—. Mosley Tribander, «Mustang», 2 KW, Fr. 550.—. TA33Jr., Fr. 395.—. W3DZZ, 500 W und 2 KW. Ferrit-Balun, 1:1, Fr. 35.—. CR-44 und HAM-M Rotoren. Koax. Kabel und Stecker. Lowpass-Filter von TRIO und DRAKE. Die von der GD PTT empfohlenen BAUER Highpass-Filter gegen hartnäckiges TVI für Fr. 29.—. Ferner wieder lieferbar: KENWOOD TS-520 inkl. Mikrofon MC-50, Fr. 2300.—. TS-700 inkl. Mikrofon Fr. 2500.—. HAM-CLINIC, Tel. 041 23 99 83 abends, QRL 041 22 73 35.

HAM-KLINIK
HB9ADP ex 5A1 TY

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den SSB-Spezialisten

Erik Seidl, Unterwilrain 52, 6014 Littau
Telefon 041 23 99 83, abends ab 19 Uhr

Zu verkaufen: Zwei 70 cm-Transceiver PYE Typ U10B, ufb Zustand. Bestückt für die Schweizer Relais mit Rufton, einschliesslich Mikrophon, Lautsprecher und Antenne, Fr. 750.— pro Stück. HB9AAO, Telefon 037 22 28 29.

Verkaufe: Neue Quad (spinne) 20/15/10 m, Fr. 320.—.
Suche: 2 oder 3 el. 3-Band-Beam und Rotor TR 44. HB9HZN, Telefon abends ab 19 Uhr: 062 22 28 05, evtl. 35 12 58.

A vendre: transceiver Heathkit SB-102 avec filtre CW, alimentation HP-23B, haut-perleur SB-600 et microphone GH 12 A. A l'état de neuf (monté en janvier 1974, utilisé trois mois). Le tout Fr. 1950.— (valeur neuf: Fr. 2932.—). HB9AYV, tél. 022 35 97 94.

A vendre: Transverter Heathkit SB 500. Parfait état de marche et d'entretien. Prix fr. 700.—. Prix sur place et visible en fonctionnement. René Dutoit, HB9AHG, Mr. Blanc 12, 1018 Lausanne, téléphone 021 36 74 57.

Zu verkaufen: Robot SSTV Monitor, neuestes Modell, erst 8 Betriebsstunden, mit schriftlicher Garantie, Fr. 950.—. HB9AYS, Telefon 085 3 50 65 ab 19 Uhr.

A vendre: 1 émetteur Sommerkamp FL DX 500, 1 récepteur Lafayette HA 350, 1 TOS Meter Heathkit HM 15. Jean-Marie Cattin, Mont-Terri 2, 2900 Porrentruy, Telefon 066 66 50 91.

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

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

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

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

electronic shop

Monrad-Lienert-Strasse 15
8003 Zürich (beim Lochergut)
Tel. (01) 33 33 38

BON
Ich wünsche den Fachbuch-Katalog und Prospekte

Name, Adresse, PLZ, Ort

AMF
ABTEILUNG DER MILITÄRFLUGPLÄTZE

Verfügen Sie über mehrjährige
Praxis im Unterhalt von Funkgeräten?

Könnte Ihnen eine Bürotätigkeit Freude bereiten?
Als selbständiger
Sachbearbeiter
im Bereich der **Funktechnik**

verwalten und bewirtschaften Sie Frequenzen unserer Flieger- und Flab-Truppen. Eine interessante und abwechslungsreiche Aufgabe.

Wir würden uns freuen, Sie über weitere Details orientieren zu können oder Sie zu einem unverbindlichen Besuch einzuladen. Ein Telefonanruf schafft den nötigen Kontakt.

Abteilung der Militärflugplätze, 8600 **Dübendorf,** Telefon 01 823 23 11, bitte Herrn W. Maier vom Personaldienst verlangen.

HAM-KLINIK
Tel. 041 23 99 83
R. L. DRAKE
TRIO KENWOOD
ROBOT SSTV
HY - GAIN
CDE-ROTOREN

R. L. DRAKE

DOLLAR-Kursschwankungen!
Preise auf Anfrage
Sämtliche Modelle lieferbar.

TRIO KENWOOD	
TR2200G	690.—
TR7200G	998.—
TS520	2300.—
TS900 + PS	3850.—
TS700	2500.—
MC-50	125.—

ROBOT SSTV	
Monitor70A	1250.—
Camera 80A	1250.—
Macrolens	200.—
Cal. Tape	20.—
Viewing hood	100.—
Ext. cable	100.—

redoc ag chur

BOSCH-A-Dienst

Wir führen ein umfangreiches Funkprogramm, und es ist unser Ziel, die Bosch-Nachrichten-Technik in Graubünden weiter auszubauen.

Unseren Kunden wollen wir Gewähr leisten für gute Projektierung, Aufbau und Betreuung von Funknetzen.

Wir suchen

Radio- od. Funktechniker

welcher im Besitze einer Radio-Sende-Konzession (Klasse B 2) ist oder die notwendigen Voraussetzungen zum Bestehen der hierfür erforderlichen Prüfungen erfüllt.

Wir erwarten von unserem neuen Mitarbeiter, dass er die Funkabteilung selbständig leiten und massgebend an deren weiteren Entwicklung mitarbeiten kann.

Wir bieten einem einsatzfreudigen, kontaktfähigen Bewerber eine entwicklungsfähige, vielseitige und verantwortungsvolle Position bei interessanten Anstellungsbedingungen.

Chur bietet angenehme Wohnmöglichkeiten, ein gutes Klima und unzählige Gelegenheiten für Sommer- und Wintersport.

Rufen Sie uns bitte an, damit unser Personalchef mit Ihnen eine erste unverbindliche Besprechung vereinbaren kann.

Wir freuen uns auf eine Kontaktnahme.

redoc ag chur

Personalabteilung
St. Margrethenstrasse 9
7000 Chur
Telefon 081 22 13 13

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

Verlangen Sie unseren Amateur-Katalog mit Preisliste

W. Wicker-Bürki

Berninastrasse 30 — 8057 Zürich
Telefon 01 46 98 93

Hurricane Spider Quad

In der bewährten Ausführung nach OE6AI

Wir haben die Produktion und den Alleinvertrieb übernommen:
LEIBFRIED INGENIEURE — STUTTGART

Hurricane Spider Quad:

2-Element 3-Band Quad in Spinnenform (kein Boom-Quad) mit 2fach teleskopartig abgesetzten Glasfiberstäben und feuerverzinktem Mittelstück. Durch diese Antennenkonstruktion wird auf jedem Band ein optimaler Elementabstand und somit auch der grösstmögliche Gewinn erzielt. Es handelt sich bei dieser schon hundertfach erprobten Antenne um einen mechanisch und elektrisch voll ausgereiften DX-Strahler von sehr gutem Wirkungsgrad. Die Antenne wird vollkommen montagefertig geliefert und ist deshalb einfach und rasch aufzubauen.

Grundlagen:

Man kann das gespeiste Element eines Cubical Quad als die Parallelschaltung zweier Halbwellendipole im Lambda/4 Abstand betrachten. Dies ist die Ursache für die ausgeprägte Bündelung in der Vertikalebene bei einem horizontal polarisierten Quad. Hieraus resultiert eine extrem flache Abstrahlung, die diese Antenne vergleichbaren Antennensystemen überlegen macht. (Vergl. auch K. Rothammel, DM2ABK und W. I. Orr, W6SAI.)

Technische Daten:

Frequenzbereich	**20-15-10 m**	**Anpassung**	**50-70 Ohm Koaxkabel über mitgeliefertes Gamma-Match**
Vorwärts Gewinn	**10 dB (gegen Dipol)**		
Vor/Rückverhältnis	**25 dB**		
Polarisation	**Horizontal**	**Max. Windgeschw.**	**160 km/h**
Belastbarkeit	**2 kW HF**	**Windlast bei 160 km/h**	**57 kp (HSQ-3)**
SWR	**Besser als 1,2 auf allen Bändern über den ganzen Bereich**	**Drehkreisradius**	**zirka 3,8 m (HSQ-3)**
		Mastaufnahme	**Für alle Rotoren**

Masse, Gewichte und Preise:

HSQ-3: 3-Band Quad für 20, 15, 10 m	5,48 m × 4,24 m / 21 kg: 645,00 DM
HSQ-2: 2-Band Quad für 15, 10 m	3,40 m × 2,90 m / 15 kg: 520,00 DM
HSQ-1: 1-Band Quad für 10 m	2,70 m × 2,10 m / 11 kg: 490,00 DM

Auslandspreise abzüglich 11 % deutsche MwSt.!

Liefertermin: Ab September 1974

WICHTIG: Bei Bestellungen geben Sie uns bitte Ihren Empfangsbahnhof an!

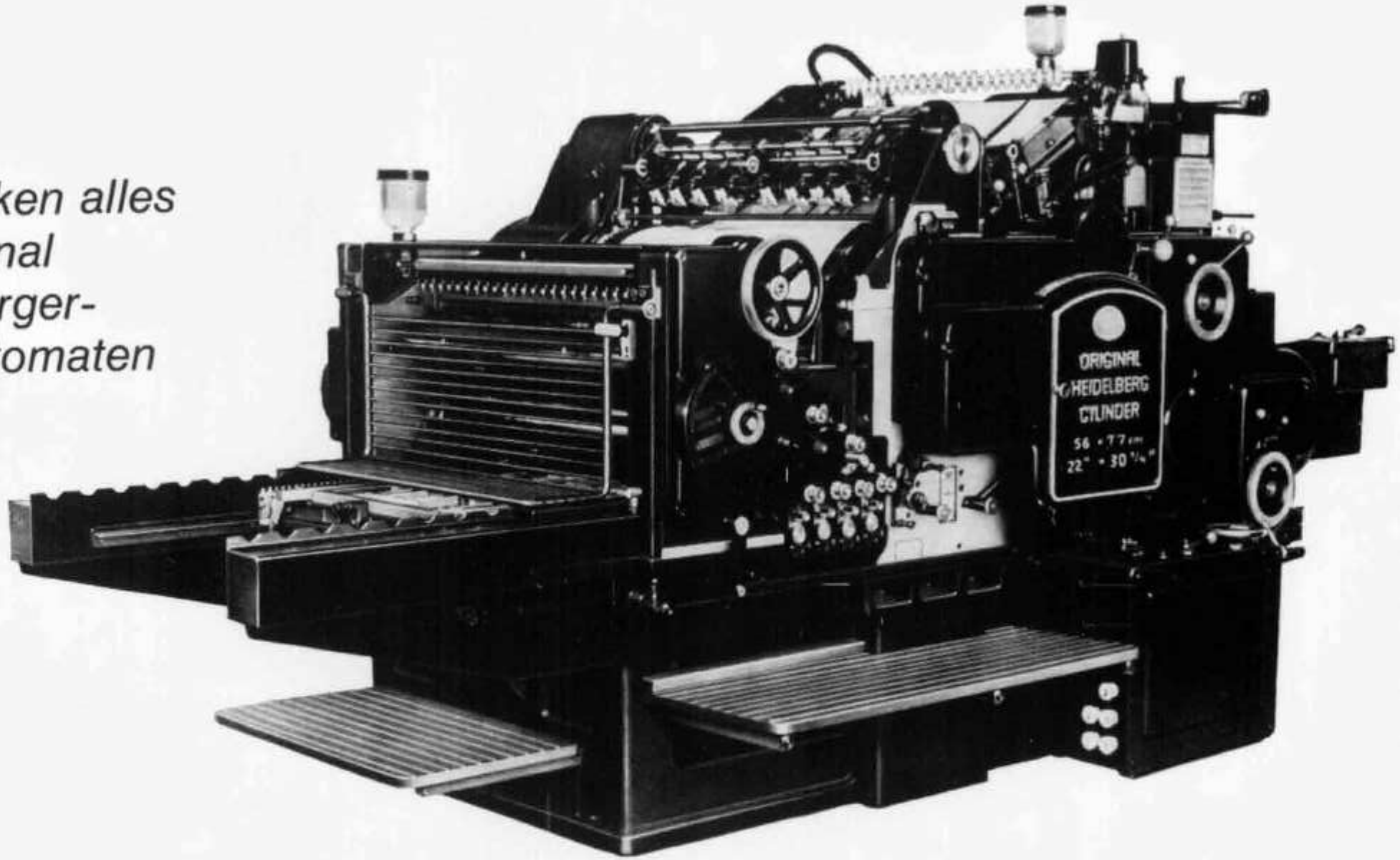
Falls Sie mehr über diese hochinteressante DX-Antenne erfahren möchten, so fordern Sie bitte unter Beifügung von Rückporto weitere Informationen an!

Für den Antennenbau liefern wir sämtliches Antennenmontagematerial, Maste, Standrohre, Koaxkabel, sowie die bewährten CDE-Rotoren und Steuerkabel.

HANS-MARTIN LEIBFRIED DK4SL
Funkgeräte — Elektronik — Antennen
D 7 Stuttgart 80 (Vaihingen), Hauptstrasse 124, Telefon (07 11) 73 75 94

Wir liefern in alle Länder!

Wir drucken alles auf Original Heidelberger-Druckautomaten



Alle Geschäftsdrucksachen
ein- und mehrfarbig
Vereinsdrucksachen Zeitschriften
Privatdrucksachen

wenger druck

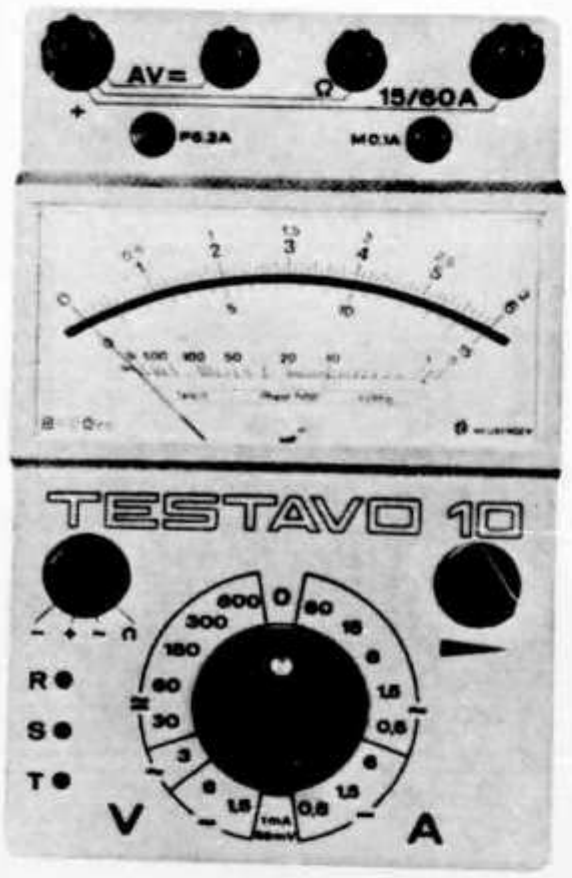
3436 Thierachern/Thun
Telefon 033 45 18 02

AZ 3652 Hilterfingen

2363

USKA BIBLIOTHEK
STUDER ARMIN
REINACHERSTR. 14
4142 MUENCHENSTEIN

TESTAVO 10



Messbereiche

Gleichspannung	60 mV/1,5 V/6 V/30 V/60 V/150 V 300 V/600 V Innenwiderstand ca. 1 kΩ/V
Wechselspannung	3 V/30 V/60 V/150 V/300 V/600 V Innenwiderstand bei 3 V ca. 300 kΩ, darüber ca. 1 kΩ/V
Gleichstrom	1 mA/0,6 A/1,5 A/6 A
Wechselstrom	0,6 A/1,5 A/6 A/15 A/60 A Direktmessung über separate Buchse bis 60 A!
Widerstand	1 kΩ (20 Ω in der Skalenmitte)
Drehfeld-richtungsprüfung	3 × 380 V, 50/60 Hz
Gerät	Klasse 1,5
Prüfspannung	2000 V
Messwerk	Drehspul
Empfindlichkeit	600 μA
Spiegelskale	97 mm lang
Max. Strichzahl	60
Nullkorrektion	
Messerzeiger	
Gehäuse	Thermoplast, schlagfest
Abmessungen	210×130×81 mm
Gewicht	ca. 950 g

Tragbare Mess- und Prüfgeräte, Vielfachmessgeräte, Ohmmeter, Isolationsmesser, Röhrenmessgeräte

Elektrische Schalttafelinstrumente, wie Strom-, Spannungs-, Frequenz-, Leistungsmesser, Betriebsstundenzähler

NEUBERGER
MESSINSTRUMENTE

TELION

TELION AG
8047 ZÜRICH ALBISRIEDSTRASSE 232
TELEFON ✆ 01 / 54 99 11 TELEX 55 222