OLD MAN

2

1974

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

Neue Amateur-Netto-Preise

1. 2. 74

(Preisänderungen wegen Kursschwankungen von Dollar, Yen und D-Mark vorbehalten)

DRAKE	noch wenige Geräte der B-Serie sind ab Lager lieferbar		
	R-4B	Band-Receiver	1765.—
	T-4XB	Band-Transmitter 200 W	1845.—
	TR-4B	Band-Transmitter 300 W	2185.—
	DSR-1	Digital Synthesizer Receiver	8900.—
	R-4C	Band-Receiver (ohne Zubehör)	1995.—
	R-4C	Access. IF Filter	250.—
	T-4XC	Band-Transmitter 200 W	2095.—
	TR-4C	Band-Transceiver 300 W	2395.—
	RV-4C	Remote VFO zu TR 4C	475.—
	SPR-4	Programable Receiver	2345.—
	AC-4	Power Supply zu T-4XC und TR-4C	470.—
	DC-4	Speisegerät 12 V zu TR 4C	575.—
	MS-4	Lautsprecher	119.—
	L-4B	Linear Amplifier 2000 W	3345.—
	2-C	Band-Receiver	1195.—
	MN-4	Antenna Match Box 300 W	445.—
	MN-2000	Antenna Match Box 2000 W	860.—
	W-4	HF Wattmeter bis 50 mHz	295.—
	WV-4	HF Wattmeter bis 200 mHz	335.—
KW-ELECTRONICS	KW 2000 E	Transceiver kompl. für AC	2925.—
	KW 1000	Linear HF Amplifier 1200 W	1895.—
	KW 202	Amateur Band Receiver	1745.—
	KW 204	Amateur Band Transmitter 180 W	1960.—
	KW 107	Super-Match/Dummy-Load Hi + Lo	
		HF-Wattmeter / SWR-Meter	545.—
	KW E-Z	Antenna Tuner Hi + Lo	225.—
	KW 101	SWR Indicator	125.—
	KW 103	SWR Indicator + HF Wattmeter	195.—
		KW Antenna SWITCH	47.—
	KW 108	Monitorscope	585.—
Sommerkamp	FT 250	250 W. Transceiver mit Netzteil	1684.—
	FT DX 505	mit CW Filter + Ventilator	2295.—
	FT 277 S	270 W. Transceiver komplet	2495.—
	FT 277 CW/B	mit CW Filter + Ventilator	2695.—
	FR 500 S	mit 2 m Converter eingebaut	1475.—
	FL 500	240 W. Sender komplet	1370.—
	FR 50 B	Bandempfänger	695.—
	FL 277 B	Linear Ampl. 1200 W PEP	1495.—
	FV 401	VFO zu FT 505 etc.	425.—
	FV 277	VFO zu FT 277	425.—
	IC 21 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W	1177.—
	VF 21	VFO zu IC 21 XT	290.—
	TS 145 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W. Neu!	895.—
STANDARD	C-4300	70 cm Transceiver, 5 W, 12 Kanäle	1195.—
	C-145	2 m Hand-Transceiver 1 W, 5 Kanäle	635.—
	C-146A	2 m Hand-Transceiver 2 W, 5 Kanäle	750.—
	C-826 MB	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle	995.—
	C-806 G	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle	795.—
	CV-100	Zusatz-VFO für XMTR und RCVR	325.—

Teilzahlung bis 3 Monate ohne Zuschlag

Radio Television Jean Lips AG

Dolderstrasse 2 — 8032 Zürich 7 — Telefon (01) 32 6156

OLD MAN 2

42. Jahrgang Februar 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 771606 — Correspondant romand: B. H. Zweifel (HB9RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Corrispondente Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — Inserate und Hambörse: Josef Keller (HB 9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 533416 — DX: Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse 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), Grellingerstr. 7, 4153 Reinach BL — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch (HB9 TU), Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

Sekretariat, Kasse: Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben ZH, Tel. 01 773121, Postcheckkonto: 30-10397, USKA, Bern. Deutschland: Postcheckkonto: 70091, USKA, Karlsruhe.

QSL-Service: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 74 13 62, Postcheckkonto 60-3903, Luzern — Bibliothek: Armin Studer (HB9 AVC), 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.—.

Aus dem Vorstand

Die Vorstandssitzung vom 15. Dezember 1973 war in erster Linie der Vorbereitung der ordentlichen Delegiertenversammlung gewidmet. Den Sektionen werden die notwendigen Unterlagen zugestellt.

Die Jahresmitgliedschaft der USKA in der Radio Amateur Satellite Corporation wird in eine Dauermitgliedschaft umgewandelt. Der einmalige Beitrag beläuft sich auf 110 Dollars.

Eine ausführliche Aussprache galt der Zukunft des Sekretariates. Bei einem Anhalten der gegenwärtigen erfreulichen Mitgliederzunahme wird in den nächsten Jahren an die Schaffung einer eigentlichen Halbtagsstelle gedacht werden müssen, dies umso mehr, als das Sekretariat bestrebt ist, den Mitgliedern und Sektionen zusätzliche Dienstleistungen zu bieten (z. B. Materialverkauf, Orientierung der Sektionen über neue USKA-Mitglieder in ihrem Einzugsbereich) und die Mitgliederwerbung — mit offensichtlichem Erfolg — zu verstärken. Die Durchführung der Urabstimmungen und der Vorstandswahlen zählt ebenfalls zu den Aufgaben des Sekretariates. Die Dienste, die von einem Vereinssekretariat zu leisten sind, erfordern bei steigender Mitgliederzahl einen zunehmenden Zeitaufwand.

Die von der Sektion Basel unterbreitete abgeänderte Neufassung der Statuten wird genehmigt.

Auf Anregung der Sektion Zürich wird der Vorstand gemäss Art. 32, Ziffer 8 der Statuten einen Fuchsjagd-Beauftragten ernennen. Dieser Mitarbeiter wird sich mit der Durchführung der Peilmeisterschaften der USKA befassen und den Vorstand in nationalen und internationalen Fuchsjagdangelegenheiten beraten. Der KW-Verkehrsleiter ist beauftragt, Kontakte mit geeigneten Personen aufzunehmen.

Der Vorstand wird auf Vorschlag der Sektion Fribourg den zuständigen Stellen die Herausgabe einer Sondermarke anlässlich des fünfzigjährigen Bestehens der USKA am 4. August 1979 vorschlagen.

Die Sektion Zürich erkundigt sich, ob das für ihre Mitglieder bestimmte Mitteilungsblatt gratis als Beilage zum OLD MAN versandt werden kann. Die Einführung eines zusätzlichen Sektionscodes in der Adressenliste, die sich daraus ergebenden laufenden Mutationen sowie die getrennte Behandlung der an die Mitglieder der Sektion Zürich gehenden Exemplare des OLD MAN würden der USKA erhebliche Kosten verursachen. Für Beilagen müssen überdies Portozuschläge ent-

richtet werden. Aus diesen Gründen ist die USKA nicht in der Lage, dem Wunsche der Sektion Zürich zu entsprechen.
M. Cescatti weist darauf hin, dass der in Grossgemeinschaftsanlagen für den Fernsehempfang verwendete Sonderkanal S 6 (139-146 MHz) im 2 m-Amateurband liegt, woraus sich die Gefahr gegenseitiger Störungen ergeben könnte. Gegenwärtig werden Messungen der von solchen Anlagen ausgehenden Störstrahlungen wie auch Versuche über die Beeinträchtigung des Fernsehempfangs auf Kanal S 6 durch Amateurstationen durchgeführt. Der Verbindungsmann der PTT wird diese Angelegenheit weiter verfolgen.

Communication du comité

La séance du comité du 15 décembre a été consacrée principalement à la préparation de l'assemblée des délégués. Les sections recevront les documents nécessaires.
La cotisation annuelle de l'USKA à l'AMSAT (AMateur SATellite Corp.) est modifiée en une cotisation permanente; le montant unique à verser est de 110 dollars.
Une discussion détaillée a été consacrée à l'avenir du secrétariat. Si l'augmentation réjouissante du nombre des membres que l'on connait actuellement se maintient, il faudra d'ici quelques années penser à un poste à la demi-journée, cela d'autant plus que le secrétariat s'occupe également de prestations supplémentaires aux membres et aux sections (vente de matériel, annonce aux sections des nouveaux membres dans leur rayon, propagande pour le recrutement de nouveaux membres, etc.). La préparation du vote par correspondance et des élections aux comité est également assumée par le secrétariat. Les prestations de services fournies par le secrétariat d'une association exigent un temps d'autant plus élevé que le nombre des membres augmente.
Les statuts nouvellement rédigés de la section de Bâle ont été acceptés par le comité.
Sur proposition de la section de Zürich le comité nommera un préposé à la goniométrie selon l'art. 32, chiffre 8 des statuts. Le TM HF est chargé de prendre contact avec des personnes qui pourraient s'en charger. Le comité proposera aux autorisés compétentes, sur proposition de la section de Fribourg, d'éditer un timbre commémoratif à l'occasion du cinquantenaire de l'USKA, le 4 août 1979.
La section de Zürich se demande, s'il serait possible de joindre à l'OLD MAN des feuilles d'information gratuites qui leur seraient destinées. L'introduction d'un code supplémentaire de sections dans la liste des adresses, les suppléments de changements d'adresse qui s'ensuivraient, provoqueraient une augmentation des charges de l'USKA; des suppléments de port doivent être prévus; pour ces raisons, il n'est pas possible que l'USKA réponde affirmativement aux désirs de la section de Zürich.
M. Cescatti attire l'attention sur le canal spécial S 6 prévu pour la transmission TV dans les installations pour les grands ensembles, qui se trouve dans la bande 2 m. (139-146 MHz) et crée un danger de dérangements réciproques. Des mesures sont actuellement effectuées pour déterminer les radiations parasites émises par de telles installations, et le préjudice qui peut leur être causé par des stations d'amateurs. Le responsable auprès des PTT continuera à s'occuper de la question.

Correction OLD MAN N° 12 1973. Communication du comité. 16me ligne . . . pourront être **demandés** au président.

Neue Bücher

Kleines Praktikum der Antennenverstärker, von Dieter Dorsch, TOPP-Buchreihe Elektronik Nr. 11, erschienen im Verlag Frech, Stuttgart-Botnang. Format A5, 55 Seiten. Preis DM 6.80. Auslieferung für die Schweiz: Office du Livre S.A., Fribourg.
Die TOPP-Buchreihe ist in Amateurkreisen nicht unbekannt, gibt es darin doch verschiedene Publikationen, die sich speziell mit deren Belangen befassen. Das vorliegende Büchlein umfasst das Gebiet der Antennenverstärker für Empfangszwecke auf den VHF und UHF-Bändern des Unterhaltungsrundfunks und des Fernsehens.
Es werden Schaltungen und detaillierte Baupläne für verschiedene Arten von Antennenverstärker angegeben und beschrieben. Dabei fehlen auch nicht genaue Printzeichnungen und Bestückungspläne, sowie Hinweise zur Anfertigung von HF-Spulen und Balunübertrager mit sehr kleinen Abmessungen. Der Amateur wird diese Angaben ohne Mühe auf seine speziellen Frequenzen umrechnen können. Theorie gibt es nur soviel, als für das Verständnis der Schaltungen nötig ist — z. B. Pegelberechnungen unter Berücksichtigung der Dämpfungsverluste im Kabel oder etwas über $^1/_2$- und $^1/_4$-Leitungskreise in UHF-Verstärkern. Auch über Frequenzweichen findet man ein Kapitel, das für manchen OM von Interesse sein dürfte. Schade ist, dass die besprochenen Schaltungen noch durchwegs mit Germanium-Transistoren (z. B. AF239) bestückt sind. Der Amateur wird aber kaum Mühe haben, die gezeigten Schaltungen mit modernen Siliziumtransistoren zum Funktionieren zu bringen. (HB9EU)

XMAS-Contest 1973

Rangliste

Phone		pts.
1.	HB9AQA	241
	HB9AWM	241
3.	HB9DX	230
4.	HB9ATX	224
5.	HB9AQF	219,5
6.	HB9ASJ	167
7.	HB9AXE	161,5
8.	HB9AFI	156
9.	HB9AUK	153
10.	HB9AII	136
11.	HB9AWS	122
12.	HB9AQ	109
13.	HB9AGH	72
14.	HB9BP	64

CW		pts.
1.	HB9DX	198
2.	HB9AOD	194,5
3.	HB9AII	158,5
4.	HB9AOW	158
5.	HB9AQA	157
6.	HB9AFI	155
7.	HB9ZE	153
8.	HB9KC	147
9.	HB9ASZ	145,5
10.	HB9HT	113
11.	HB9AWM	110
12.	HB9AGH	102
13.	HB9ASJ	100
14.	HB9ALZ	92
15.	HB9AWS	79
16.	HB9CM	76
17.	HB9BE	70
18.	HB9NN	67
19.	HB9BP	63
20.	HB9CA	61
21.	HB9UD	28

Phone + CW		pts.
1.	HB9DX	428
2.	HB9AQA	398
3.	HB9AWM	351
4.	HB9AFI	311
5.	HB9AII	294,5
6.	HB9ASJ	267
7.	HB9AWS	201
8.	HB9AGH	174
9.	HB9BP	127

SWL		pts.
1.	HE9HTA	503
2.	HE9IHA	423
3.	HE9IHK	391
4.	HE9IKF	384,5
5.	HE9FUG	366,5
6.	HE9HYE	357
7.	HE9HXM	345,5
8.	HE9IEK	345
9.	HE9IAA	338
10.	HE9HWV	280
11.	HE9HUC	259,5
12.	HE9IFW	258
13.	HE9HUE	253
14.	HE9HMB	247
15.	HE9GZG	240
16.	HE9HIJ	211
17.	HE9FVZ	189

Herzlichen Dank für die gute Beteiligung. Reservieren Sie heute schon das Datum 27./28. April für den H 22-Contest.

beste 73 HB9AHA

Noch einige Stimmen zum Contest:

— In SBB habe ich lediglich Punkte verteilt, aber für CW gilt es ernst.
— . . . stellt fest, dass die Uhren gewisser OM's offenbar vorgehen . . .
— Condx besser in Phone als in CW.
— Es lief noch recht schön, bis ich auf 40 m übergehen wollte, da begann das Mikrofonkabel zu spuken . . .
— CW QUO VADIS???
— Pourquoi les 22 cantons ne sont-ils pas «on»?
— Es machte wieder einmal viel Spass.

Rund um die UKW

VHF-UHF-Termine 1974

2./3. März	1. Subregionaler VHF/UHF-Contest
4./5. Mai	2. Subregionaler VHF/UHF-Contest
6./7. Juli	3. Subregionaler VHF/UHF-Contest
3./4. August	Minicontest
7./8. Sept.	IARU Region 1 VHF-Contest
5./6. Oktober	IARU Region 1 UHF-Contest
2./3. Nov.	VHF/UHF CW-Contest

Rangliste vom CW-Contest 1973

		QSO	QRA	Punkte
1. HB9AIR/P	EG 13 f	66	31	5766
2. HB9AEE/P	EH 57 e	46	24	2448
3. HB9NL/P	EH 63 b	37	20	1720
4. HB9AOF/P	DG 32 a	30	14	1176
5. HB9BZ	EH 54 a	15	8	384
6. HB9ALX	EF 16 h	20	9	360
7. HB9LG	EG 75 d	15	6	180

Helvetia 22 VHF

Nach einer Pause von 16 Monaten konnte wieder einmal ein H 22-VHF verliehen werden. Diplom Nr. 20 geht an HB9MFM, Walter Aebi. Alle Verbindungen wurden von seinem Home-QTH Derendingen aus getätigt. Herzliche Gratulation im Namen der UKW-Gemeinde. (HB9RG)

Zu unserem Titelbild: Der Pilatus (2133 m) war schon lange vor dem Zeitalter der UKW-Relais ein begehrter Standortt für VHF-Versuche. Hier ein Schnappschuss vom VHF-Contest 1950 unter dem Rufzeichen HB1IV. V. l. n. r. die Mitwirkenden: HB9LF (†), HB9IV, HB9MQ und HB9PQ. USKA Archivfoto

DX-News

Die DX-Bedingungen haben sich in der Berichtsperiode gegenüber dem Vormonat stark verschlechtert. Besonders während der Festtage war die Ausbeute enttäuschend mager. Gleichwohl konnten auf den Bändern von 3,5 bis 21 Mc interessante DX-Stationen gearbeitet werden, während das 28 Mc-Band vollständig ausfiel. Auf dem 7 Mc-Band wurde morgens hauptsächlich Mittelamerika, am Nachmittag ebenfalls Mittelamerika und zeitweise VU2ABV (ex HB9ABV) um 18 Uhr erreicht. Auf dem 14 Mc-Band arbeitete HB9AQW am Morgen YJ8BL und HE9FUG hörte FK8AU. Am Abend waren auf diesem Band FB8X, FB8Z und ZD3 öfters anzutreffen. Auf 21 Mc logte HE9FUG morgens XW8, VS6 und HS und HB9AQW hatte ein QSO mit XU1AA. Nachmittags waren Ozeanien, CR3 und 4W zu erreichen.
HB9APF ist neu im DXCC mit 109 im Mixed-Teil und 106 in Phone. HB9PL hat den Sticker für 325 Länder im DXCC mixed erhalten. Im WAEDC 1973 arbeitete HB9QA in CW 39606 und HB9DX 2900 Punkte. Wir gratulieren allen zu ihren Erfolgen.
Es sei abschliessend auf den Phoneteil des 1974 French Contest vom 23. 2. 15 Uhr bis 24. 2. 23 Uhr aufmerksam gemacht. Die Regeln können beim Unterzeichneten gegen SASE bestellt werden.

Vy 73 es gd dx de HB9MO.

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0300-0600: VE3, CI1ADV, YV9AF, HP1AH-CN8BF **0600-0900:** FG7TD (CW)-CN8BF **1800-2100:** CN8BF, **CR3WB,** EL7D **2100-2400:** EA9EX-5B4KP
7 Mc-Band: 0300-0600: FG7TG, W1-6, TI2PZ, HI8HAM (alle CW), PT2BYK, UA9 **0600-0900:** CT3AR **1500-1800:** UL7SJ, UD6DJX (alle CW), 9H1CW-VU2ABV **1800-2100:** W-JA-VK2EO, VK3MR
14 Mc-Band: 0600-0900: EA8, 6W8DY- VE3AII/SU, HM4GF **0900-1200:** VP8MO, PZ9FH, FY7AQ, K8VWM/KL7- EA8-HL9KL-**FK8AU,** ZL, VK, **KC6HC, YJ8BL 1200-1500:** TG9EP, HI3XMV, CI1GV-EA9EJ, ET3USE, VE3AII/SU, 9G1DF-DU1REX, A4XFE **1500-1800:** OX3PM, HR1SSP- EA8, EA9EX, FB8XA, FB8ZB, 5R8CO, ZD3M, 5X5NK, ET3USE-TA1HY/2, HS1AIK (CW) **1800-2100:** HV3SJ-ZS6, ZS2MI (Marion Isl.), 9X5PT

21 Mc-Band: 0900-1200: CR6, 3B8AX, ZD9GD (Gough Isl.), FL8CE, CR3KD, ET3USB-VS6BE, XW8AL, VS9MJ, 9M2DQ, AP2KS-VK1 **1200-1500:** LU, KV4AD-EA9EU, **XU1AA** (260)-VK4, 5, 6 **1500-1800:** CT2, 3-PZ1CR, YS1MAE-A2CCY, ZD7FT-**4W1GM.**

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9AQW: OJ⌀AM, ZD3X, ST2SA, C21TL, SY1MA, **HB9KC:** FG7TD (3,5/7 Mc) **HB9UD:** DU1GJM, XU1AA **HB9MO:** FG⌀AFA/FS7, XU1AA, 7Q7LZ, UH8CI **HE9FUG:** TY3ABF **HE9IHA:** MP4TEE, ST2SA
Logauszüge von HB9AOU, HB9AQW, HB9KC, HB9MO, HE9FUG, HE9HUC und HE9IHA.
Senden Sie Ihre Logausüge und Bemerkungen bis spätestens 10. Februar 1974 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse 35a, 6033 **Buchrain.**

DX-Calendar

Amsterdam Isld. FB8ZB, täglich 14135, ab 1630 bis 1800 und 14027, 1930. **Kerguelen Isld.** FB8XA, 14144, 1700, 14100, 1900, 7022, 0100. FB8XB, 14030, 1320. FB8XC, 14055, 350. Alle QSL via F2MO. **Papua und New Guinea Isld.** (Mit neuem Prefix!) P2EM, 4216, 1300. QSL via Box 204, Port Moresby, Papua. P29CK, 14258, 0935. QSL via Box 219, Madang, New Guinea. P29FH, 14184, 1000. QSL via W⌀KHI. P29MC, 14236, 1230. QSL via K6ZDL. **Sudan,** durch VE3AII/SU, 14180, von 1200 bis 1400. QSL via VE1AL. **Brithis Phoenix Isld.** durch VR1PD für zwei Monate. Weitere Angaben fehlen. **Maldive Isld.** VS9MJ, 21250, 1100, 14210, 1545. **Yemen,** 4W1GM, (ex SV⌀WUU) 14320, 1300, 14244, 1610, 21320, 1640, 14273, 1945. QSL via W3HNK. **Eastern Caroline Islds.** KC6HC, 14235, 0735, 14280, 0950.

Haiti, HH2WF, 14024, 1320, 21415, 1615, 7026, 0500, 3790, 0600. QSL via WA2JDT. **Wake Isld.** KW6GO, (ex K7SAD/KW6) 14210, 0820. **Chagos** durch WB2VUO/VQ9, ab Januar für zwei Jahre. Alle Bänder. **Spratly Isld.** 1S, gerüchterweise für Februar geplant. **Galapagos Isld.** HC8GI, 14174, 1530, 21293, 2030. **Christmas Isld.** VK9XX, 14230, 1600.

QSL-Adressen

5U7BC, via Box 855, Niamey. — **TU2EE,** via Box 1127, Abidjan. — **KW6GO,** via Box 416, APO San Francisco, Calif. 96501, oder via WA7GQA. — **VK9XX,** via Box 21, Christmas Island, Indian Ocean. **ZF1AG,** via K8WW — **ZF1CW** via WB8ABN — **ZF1OC** via WB2JYM — **TA1KT** via DJ⌀UJ — **TA2QR** via DJ⌀JO — **SV⌀WEE, SV⌀WMM** via WB2JGZ.

73 es best DX de HB9MQ

Contest-Calendar

2./ 3. Februar	ARRL DX-Contest A3
16./17. Februar	ARRL DX-Contest A1
23./24. Februar	French Contest A3
2./ 3. März	ARRL DX-Contest A3
16./17. März	ARRL DX-Contest A1
30./31. März	CQ WPX SSB-Contest
21./24. April	WAEDC RTTY-Contest

This article is the first in a series of *QST* "Extras" discussing the various facets of the operation of rf transmission lines – transmission-line theory, if you will. Close attention and study of the material, rather than a casual reading, will be rewarding for those interested in gaining a further knowledge of the subject. Some background in complex algebra will aid the reader in understanding the presentation, although the discussions hinge on simple algebraic expressions and manipulations of the Smith chart. In later parts of the series, the author, M. Walter Maxwell, uses a method of presentation which is much more vivid than the conventional way of simply showing vector combinations for a complex load.

Licensed as W8KHK in 1933, Mr. Maxwell's professional antenna experience includes participation from 1940 to 1944 in building antenna farms at FCC monitoring stations in Hawaii and at Allegan, Michigan. With a BS degree from Central Michigan University, he has been an engineer with the RCA Corporation since 1949, and a charter member of RCA's Astro-Electronics Division. Since 1960 he has been in charge of the antenna laboratory and test range at RCA's Space Center, Princeton, N.J. More than 30 earth-orbiting spacecraft have antenna systems designed solely by Mr. Maxwell, including Echo I and all Tiros-ESSA weather satellites. There are many others to which he contributed design assistance. He assisted in the design of Apollo's lunar-rover (moon buggy) earth-link antenna, set up its test-range facilties, and performed many of its pattern, gain, and impedance-matching measurements. He also engineered the prelaunch spacecraft-checkout (ground station) antenna systems at Cape Kennedy for the Tiros and Relay projects, and had complete engineering responsibility for the rf portion (receivers, transmitters, and antennas) of the five ground-station complexes used in Project SCORE, the orbiting Atlas which broadcast President Eisenhower's "Christmas Message from Space" in December, 1958.

Even though Mr. Maxwell's profession deals with far-out space communications, he is very much a down-to-earth amateur. Now licensed as W2DU, he still holds his original call, W8KHK, as well. In addition, he is the trustee of K2BSA, the station of the National Headquarters Radio Club, Boy Scouts of America.

Another Look at Reflections

Part I – Too Low a VSWR Can Kill You

BY M. WALTER MAXWELL,* W2DU/W8KHK

JUDGING BY WHAT we hear on the air, nearly everyone is looking for a VSWR of one-to-one. Question why, and the answer may be, "I'm not getting out on this frequency because my SWR is 2.5:1. There's too much power coming back and not enough getting into the antenna," or, "If I feed a line having that much SWR, the reflected power flowing back into the amplifier will burn it up," or still, "I don't want my feed line to radiate." Any of these answers shows misunderstanding of reflection mechanics, and are symptomatic of the current state of education on this subject. Rational and creative thinking toward antenna and feed-line design practice has been absent for a long time, having been replaced with an anscientific and thought-inhibiting attitude, as in the days before Copernicus persuaded the multitudes that the universe did not revolve around the earth. This situation originated with the introduction of coaxial transmission lines for amateur use around the time we got back on the air after World War II,

*Engineer, Chief of Space Center Antenna Laboratory and Test Range, Astro-Electronics Division, RCA Corporation, Princeton, N. J. Mail address: Box 215, Dayton, NJ 08810.

and has gained momentum since SWR indicators appeared on the scene and since the loading capacitor of the pi-net tank replaced the swinging link as an output-coupling control. We are in this state because so much misleading information has been, and is still being published concerning behavior of antennas which are not self-resonant, feed-line performance in the presence of reflections when mismatched to the antenna, and especially the meaning and interpretation of the VSWR data.

Articles containing explicitly erroneous information and distorted concepts find their way into print, become gospel, and continue to be propagated with chain-letter effectiveness. These include such gems of intuitive logic as (1) always requiring a perfect match between the feed line and antenna; (2) evaluating antenna performance or radiating efficiency only on the basis of feed-line SWR – the lower the better; (3) pruning a dipole to exact resonance at the operating (single) frequency and feeding with an exact multiple of a half-wavelength coax – no other length will do; (4) adjusting the height – perhaps just lowering the ends into an inverted V – to make the resistive component equal to the line impedance; or (5) subtracting percent reflected power from 100 to determine usable percentage of transmitter output power (nomographs have even been published for this erroneous method). As a result of these misdirected concepts, we have been conditioned to avoid any mismatch and reflection like the plague. One-to-one all the way! Sound exaggerated? Not if the readers' receivers are tuning the same amateur bands as the author's! In the current vernacular, one could say we have a severe SWR hangup! In many instances, from the viewpoint of good engineering, this hangup is inducing us to concentrate our impedance-matching efforts at the wrong end of the transmission line. *(See reference 16.)*[1]

It is ironic that we should be in this situation, because the amateur is generally quite practical when it comes to following theoretical considerations. In this case we have been following the perfect-match theory down the narrow path because many of the aforementioned articles have misled us to believe that all reflected power is lost, with never an inkling that, properly controlled, reflections can be turned to our advantage in obtaining increased bandwidth which we are presently throwing away.

That so much misinformation gained foothold is surprising in view of the correct teachings of the ARRL *Handbook (ref. 1)*, the ARRL *Antenna Book (ref. 2)*, the works of Grammer *(refs. 3, 4, and 5)*, Goodman *(ref. 7)*, McCoy *(refs. 8 through 13 and 41)*, Drumeller *(ref. 14)*, Smith *(ref. 15)*, and especially two articles addressed to a subject nearly identical to this one, by Grammer *(ref. 6)* and Beers *(ref. 16)*. One objective of this article, therefore, is to identify some of the many erroneous notions concerning reflection principles with sufficient clarity to challenge the reader to question his own position on the subject. Once we correctly understand mismatch and reflections we can obtain improvement in operational antenna flexibility, similar to going VFO after being rock-bound with a single crystal. And when we discover how little we gain by achieving a low SWR on the feed line we will avoid unnecessary and time-consuming antenna modifications, often involving hazardous climbing and precarious operations on a roof or tower, which can result in injuries or even death. Let's kill SWR misconceptions – not ham operators!

[1] For this and all subsequent references, see the bibliography given at the end of this article.

Open-Wire Versus Coax Feed Lines

The theory behind the transmission of power through a feed line with minimum loss by eliminating *all* reflections – terminating the line with a perfect match – is equally valid, of course, for open-wire and coaxial lines. But in the days of open wire, prior to our widespread use of coax, it was tempered with practical considerations. Open-wire line was, and still is, used with high VSWR to obtain tremendous antenna bandwidths with high efficiency. This is because all power reflected from the line/antenna mismatch which reaches the input source is conserved, not dissipated, and is returned to the antenna by the "antenna tuner" (transmatch) at the line input. But, although the loss from reflections and high SWR is not zero, this additional loss is negligible because of the low attenuation of open-wire lines. If the line were lossless (zero attenuation) no loss whatever would result because of reflections.

The error in our thinking, that standing waves on coaxial line must always be completely eliminated, originated quite naturally, because the permissible reflection and SWR limits *are lower* than in open wire. When using coax for truly single-frequency operation it makes sense to match the load and line to the degree economically feasible. But it makes no sense to match *at the load* in many amateur applications where we are chiefly interested in operating over a band of frequencies; single-frequency operators we are not, except as our misguided concern over increasing SWR restricts our departure from the antenna resonant frequency.

Many authors are responsible for perpetuating the unscientific and erroneous viewpoint that the coax-fed antenna must be operated at its self-resonant frequency, by continually over-emphasizing the necessity for its being matched to the line within some arbitrary, low SWR value to preserve transmission efficiency, and by implying that efficiency equals 100 minus percent reflected power. The viewpoint is unscientific because it neglects the most important factor in the equation for determining efficiency – line attenuation. And it is also erroneous because efficiency does not relate to reflected power by simple subtraction. Setting an SWR limit alone for this purpose is meaningless, because the amount of reflected power actually lost is not dependent on SWR alone. The attenuation factor for the specific feed line must also be included because *the only reflected power lost is the amount dissipated in the line because of attenuation – the remainder returns to the load.* These authors have so wrongly

conditioned us concerning what happens to the reflected power that many of us have overlooked the correct approach to the subject. It is clearly presented in both the ARRL *Handbook* and the *Antenna Book* that transmission efficiency is a *two*-variable function of both *mismatch* and *line attenuation*. With this knowledge and by using a graph of the function appearing in these ARRL books, presented here as Fig. 1, the amateur can determine how much efficiency he will lose for a given SWR with the attenuation factor of each specific feed line. He can then decide for himself what the realistic SWR limit should be.

Unimportance of Low SWR Values

In our efforts to obtain low feed-line SWRs of 1.1, 1.2, or even 1.5 to 1, we have gone far past the diminishing-returns point with respect to efficient power transfer, *even for single-frequency operation*, for the same reason one would not install a No. 4 or 6 wire in a house wiring run where No. 12 is sufficient. Reference to the basic transmission-line equations, which have always been readily available in engineering texts and handbooks *(refs. 1, 2, 17, 18, 19, 33)*, will verify this analogy in addition to making it clearly apparent that authors who simply insist on low SWR or find 1.5 or 2 to 1 objectionably high have failed to comprehend the true relationship between reflected and dissipated power. From the viewpoint of amateur communications, it can be shown mathematically and easily verified in practice that the difference in power transferred through *any* coaxial line with an SWR of 2 to 1 is imperceptible compared to having a perfectly matched 1.0-to-1 termination, no matter what the length or attenuation of the line, and that many typical coaxial feed lines that we use in the hf bands with an SWR of 3 or 4, and often as high as 5 to 1, have an equally imperceptible difference. When feed-line attenuation is low, allowing such higher values of SWR permits operating over reasonably wide frequency excursions from the self-resonant frequency of the antenna with the imperceptible power loss just described, in spite of the popular impression to the contrary.

The relative unimportance of low SWR when feed-line attenuation is low is demonstrated rather vividly in the following two examples of spacecraft antenna applications. First, in the Tiros-ESSA-Itos-APT weather satellites, of which the entire multifrequency antenna-systems design was the work of the author, the dipole terminal impedance at the beacon-telemetry frequency (108 MHz in early models) was 150 - *j*100 ohms, for a VSWR of 4.4, reflected power 40 percent. Matching was performed *at the line input*, where it was fed by a 30 *milli*watt telemetry transmitter. (We can't afford much power loss here!) The feed-line and matching-network attenuation was 0.2 dB, and the additional loss from SWR on the feed line was 0.24 dB (5.4 percent), for a total loss of 0.44 dB (9.6 percent). On the prevalent but erroneous assumption that all reflected power (40 percent) is lost, only 18.1 milliwatts would reach the antenna, and efficiency, determined on the same erroneous basis, would be only 60 percent. But 27.1 milliwatts were measured; of the 2.9 milliwatts lost in total attenuation, only 1.6 milliwatts of it was from the 4.4:1 VSWR. So the real efficiency would have been 95.5 percent if perfectly matched at the load, but reduces to 90.4 percent by allowing the 4.4 VSWR to remain on the feed line. Second, in the Navy Navigational Satellite (NAVSAT), used for precise position indications for ships at sea, the antenna terminal impedance at 150 MHz is 10.5 *j*48 ohms, for a VSWR of 9.8, reflected power 66 percent. Also matched at the line *input*, flat-line attenuation is 0.25 dB, and the additional loss from SWR is 0.9 dB, for a total system loss of 1.15 dB, approximately 1/6 of an S unit. This is an insignificant amount of loss for this situation, even in a space environment where power is at a premium. Why did we match at the line input? Because critical interrelated electrical, mechanical and thermal design problems made it impractical to match at the load. Line-input matching provided a simple solution by permitting the matching elements to be moved to a noncritical location. This design freedom afforded tremendous saving in engineering effort with negligible compromise in rf efficiency, in spite of SWR levels many amateurs would consider unthinkable.

Another factor which contributes to misunderstanding is the confusion between two distinct, line-usage conditions — one of constant incident *voltage*, and the other of constant input *power (for relative amplitudes, see ref. 19, Fig. 1.3, page 6, and Fig. 3.6, page 29)*. Laboratory and ex-

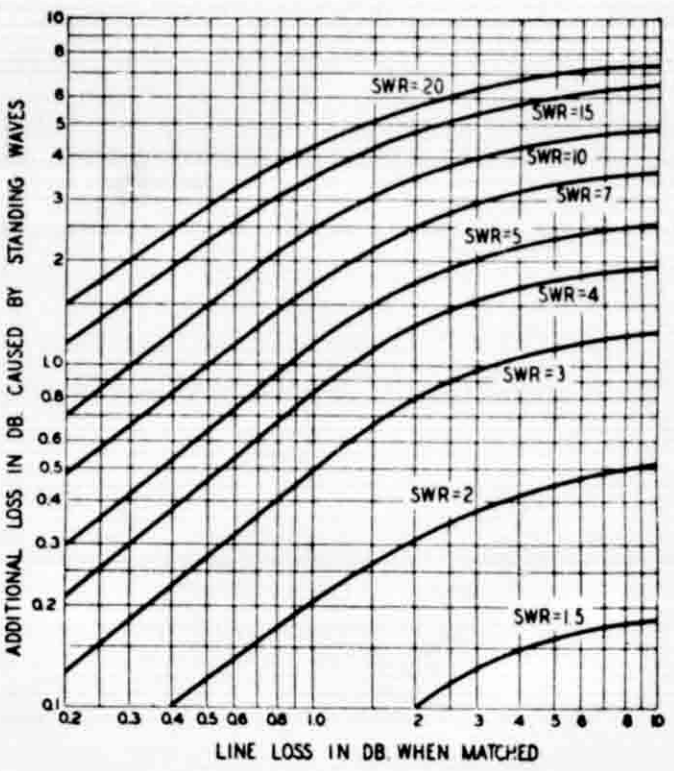


Fig. 1 — Increase in line loss because of standing waves (SWR value at the load). To determine the total loss in decibels in a line having an SWR greater than 1, first determine the loss for the particular type of line, length and frequency, on the assumption that the line is perfectly matched. Locate this point on the horizontal axis and move up to the curve corresponding to the actual SWR. The corresponding value on the vertical axis gives the additional loss in decibels caused by the standing waves.

perimental work often requires holding incident voltage constant with variation in loading. A constant-voltage source is usually obtained for this purpose by inserting a pad having 15 to 20 dB attenuation between the generator and the line to absorb the reflected power, preventing it from reaching the generator where it would alter the line coupling and cause the generator output voltage to vary. Because of the absorption of the pad, the generator sees a nearly perfect match for all load conditions and all reflected power is lost – but these are laboratory control conditions required to obtain valid test data.

When we amateurs make a change that alters line loading, which in turn alters the transmitter-to-line coupling because of returning reflected power, we can readjust the coupling, returning the line-input power *(not forward power)* to its previous value regardless of the reflected power value.[2] We amateurs can adjust coupling for changes in loading – in the laboratory this is not convenient. We amateurs use low-attenuation lines to conserve reflected power – laboratory setups insert attenuation to *dissipate* it. Confusion over these distinctions has helped perpetuate the erroneous "lost reflected power" concept.

As a result of these various misunderstandings, many amateurs never even wonder whether there are any benefits to be gained by not matching at the line-antenna junction. Many now even shun the use of open-wire lines (not the OTs), completely missing the joy of a QSY to the opposite end of the band with only a simple change in transmatch tuning, because the fear of reflections engendered by the exaggerated application of the theory to coax has crept into the thinking concerning *any* form of mismatched connection. Adding still further to the confusion is the old-wives' tale that the reflected power is dissipated in the transmitter, causing tube and tank-coil heating and all kinds of other damage. This myth developed out of ignorance of the true mechanics of reflections and became the easy, but fallacious, explanation of what seems to be abnormal behavior in the transmitter when feeding a line with reflections. What really happens at the transmitter is simply a change in coupling, which will be explained in detail in a section to follow. Then we may understand how to operate with absolutely no danger of damaging the amplifier while feeding into a line with high SWR.[3]

Engineering an Amateur Antenna System

Engineering is the process of making workable compromises in design goals where theories guiding different aspects of the design are in conflict, making it impossible to optimize all the goals. *Good* engineering is simply recognizing the correct choices in the compromises and relaxing the right goals, as in the spacecraft antenna design mentioned earlier. We amateurs spend many hours building and pruning antenna systems. Wouldn't it be worthwhile spending some of that time learning how to engineer the design in order to make correct trade-off decisions among related factors instead of letting King VSWR dictate the design?

FIRST, we need to improve our knowledge of reflection mechanics and transmission-line propagation to understand

1) why reflected power by itself is an unimportant factor in determining how efficiently power is being delivered to the antenna.

2) the effect of line attenuation (to discover why it is the KEY factor which will tell us when and how much to be concerned with reflected power and when to ignore it).

3) why *all* power fed into the line, minus the amount lost in line attenuation, is absorbed in the load *regardless of the mismatch at the antenna terminals.*

4) why reflection loss (mismatch loss) is canceled at the line input by reflection gain *(ref. 19, p. 38, and ref. 25, part II, p. 33).*

5) why a low SWR reading by itself is no more a guarantee that power is being radiated efficiently than a high SWR reading guarantees it is being wasted.

6) why SWR is not the culprit in transmitter-loading problems – why the real culprit is the change in line-input impedance resulting from the SWR, and why we have complete control over the impedance without necessarily being concerned with the SWR.

7) the importance of thinking in terms of *resistive and reactive* components of impedance instead of SWR alone, and why SWR by itself is ambiguous, especially from the viewpoint of the selection and adjustment of coupling and matching circuitry.

SECOND, we need to become aware that with moderate lengths of low-loss coax, such as we commonly use for feed lines, loss of power because of reflected power in the hf bands can be insignificant, no matter how high the SWR. For example, if the line SWR is 3, 4, or even 5 to 1 and the attenuation is low enough to ignore the reflected power, *reducing the SWR will yield no significant improvement in radiated power because all the power being fed into the line is already being absorbed in the load.* This point has especial significance for center-loaded mobile whips, because of the extremely low attenuation of the short feed line.

THIRD, we should become more familiar with the universally known, predictable behavior of off-resonance antenna-terminal impedance *and its correlation with* SWR. This knowledge provides a *scientific* basis for evaluating SWR-indicator readings in determining whether the behavior of our system is normal or abnormal, instead of blindly accepting low SWR as good, or rejecting

---

[2] Forward, or incident power equals line-input power plus reflected power. Line-input power and incident power are equal only when the line is perfectly matched at the load, for zero reflected power.

[3] Transmitter manufacturers could easily have helped put an end to this myth by including two or three short paragraphs in their instruction manuals explaining the maximum and minimum coupling limits of the pi network, and how to extend them with an external capacitor, instead of the terse, uninformative "WARNING — DO NOT EXCEED 2:1 VSWR," and so forth.

high SWR as bad. The following two examples emphasize the importance of this point by showing how easily one may be misled by a low SWR reading:

1) A ground system having 100 properly installed radials has negligible loss resistance *(ref. 20)*. Many a-m broadcast stations use 240 radials, while the FCC requires a minimum of 120. With such a ground system the terminal impedance of the average quarter-wave vertical is 36.5 + *j*22 ohms, and approximately 32 ohms when shortened to resonance. When fed with a 50-ohm line, the SWR at resonance will be close to 1.6, rising *predictably* on either side of resonance. But a 15-radial ground system will have approximately 16 ohms of ground-loss resistance with this antenna. If we remove a few radials at a time from the 100-radial system, the increasing ground resistance, added to the radiation resistance, increases the total line-terminating resistance. The terminating resistance comes closer and closer to 50 ohms, reducing the SWR. When enough radials have been removed for the loss resistance to reach 18 ohms, the terminating resistance will be 50 ohms for a *perfect one-to-one match!* But while the SWR went down, so did the radiated power, because now the power is dividing between 32 ohms of radiation resistance and 18 ohms of ground resistance!

Ground systems having from two to four radials may have a loss resistance as high as 30 to 36 ohms, so now the resonant-frequency SWR will be around 1.4 or 1.5. But instead of rising from this value, as it should at frequencies away from resonance, the ground loss holds the off-resonant SWR to low values. The low SWR simply indicates that the line is well matched, but it offers no clue that approximately half the power is heating the ground.

2) Some amateurs who employ a one-to-one balun believe that "one-to-one" means it will provide a one-to-one match between the feed line and the antenna. This is a serious error because "one-to-one" only specifies the output-to-input impedance *ratio* – no matter what impedance terminates the output, the same value is seen at the input. Nevertheless, these amateurs are convinced the baluns are "matching," because the SWR sometimes goes down dramatically when the balun is inserted. Often with a balun the SWR is less than 2:1 over the entire 75-80 meter band, where somewhat over 5:1 is normal at the band ends.

Off-resonance SWR is reduced here because the ferrite core of the balun saturates while attempting to handle the reactive current, which now exceeds the maximum core-current level. Thus, the full excursion of the reactive component of antenna impedance is prevented from appearing at the balun input. All power above the saturation level is lost in heating the balun, while the low SWR is deceiving the unsuspecting amateur.

The true SWR will be unchanged by a 1:1 balun with a core capable of handling the current without saturating (if it has no significant leakage reactance).[4] However, the SWR indicator *may not* show the true SWR without the balun if antenna current on the outside of the coax is present at the SWR meter *(ref. 36)*.

So it is important to know approximately what SWR to expect – if it is low, determine whether it should be. Don't assume that a low SWR indicates success, or guarantees a great system! Be especially suspicious if the SWR remains low or relatively constant over a moderate frequency range, unless specific broad-banding steps have been performed on the radiating system. This knowledge is elementary and routine for the antenna design engineer, but too little information in this area has been available for the amateur, considering the degree of his involvement with antennas. While antenna-terminal impedance behavior with frequency is shown in the ARRL *Antenna Book (ref. 2, Fig. 2-7)*, correlation of the impedance change with SWR will be covered in detail later, to enable us to predict normal SWR, within limits, with a nonresonant antenna terminating the feed line.

FOURTH, we need to reexamine the use of open-wire lines as tuned lines *(refs. 3, part III, p. 20; 10; and 21, p. 23)*, to discover that the principles used there are exactly what we have been discussing. Remember, with tuned lines we completely ignore the mismatch at the antenna end, and compensate for the mismatch with the tuner at the input end, over the entire frequency range of the band. The SWR may run as high as 10, 15, or even 20 to 1, but the power reflected from the mismatch is rereflected back to the antenna by the tuner. Tuning for maximum line current simply adjusts the phase of the reflected wave to rereflect down the line in phase with the forward wave, again reaching the antenna. Thus the reflection *loss* from the mismatch is canceled by the reflection *gain* of the tuner.

Many of us amateurs know from age-old practice that a 600-ohm line made of two No. 12 wires on six-inch spacing would work every time. We had little incentive to learn how they worked – why they transferred power *efficiently* with such high reflected power and SWR, or that adjusting the reflected-wave phase to rereflect in phase with the forward wave was just another way of viewing the reactance cancellation required to obtain maximum line and antenna current. Hence, our misunderstanding of the similarity between open-wire and coaxial-line operation with mismatched loads. The principle is the same in both, only the degree is different. In other words, for many applications, *coax can be used as a tuned line in precisely the same manner as open wire*. The spacecraft systems mentioned earlier are examples.

Thus, coax connected directly into the antenna may be operated with substantial mismatch. In this case, the SWR limits while operating away from the self-resonant frequency of the radiator are determined entirely by power lost because of line attenuation. Voltage breakdown and current heating should not be a problem at our legal power limit with RG-8 or -11/U, or with RG-58 or -59/U at lower powers, because voltage at an SWR maximum is only $\sqrt{SWR}$ times the matched value. The line-input impedance will no longer be 50

[4] **Many baluns have high leakage reactance, and thus cannot provide a true one-for-one impedance transfer. This reactance inserted between the antenna and its feed line can either improve or worsen the match, depending on the magnitudes and signs of the leakage and antenna-terminal reactances.**

ohms, but depending on the magnitude of the mismatch and length of the cable, we may determine whether the output tank of the transmitter has sufficient impedance-matching range (surprisingly high in some rigs, none in others) to permit feeding the line directly *(ref. 4, part III)*, or whether an intermediate matching device (transmatch, or other type of tuner *(refs. 9-12, incl., 22)* will be required to adjust for correct coupling between the line and the transmitter. (Balun and filter use will be discussed later.) The important point we are emphasizing is that, within the limits mentioned, *all required matching may be transferred back to the operating position instead of forcing the match to occur at the antenna feed point – without suffering any* SIGNIFICANT *loss in radiated power.* The use of this technique, which may come as a surprise to many, does not contradict any theory. It is actually an embodiment of the fundamental principle of network theory called *conjugate matching, (refs. 17, p. 243; 19, p. 38; 35, p. 49)* which is the basis for all antenna tuner, or transmatch, operation with either open-wire or coaxial lines.

After learning of the benefits obtained with line-input, or conjugate matching in the two spacecraft examples described earlier, it is interesting to compare the results using this same input matching technique in typical 80- and 40-meter situations. Eighty meters is the widest amateur band in terms of percent of center frequency and thus suffers the greatest SWR increase with frequency excursion to the band ends. A dipole cut for resonance at 3.75 MHz will yield an SWR in a 50-ohm feed line somewhat above 5:1 at both 3.5 and 4.0 MHz. As shown in Fig. 2, in a 100-foot length of nonfoam RG-8/U, an SWR of 5:1 adds only 0.46 dB loss to the matched (i.e., flat line) loss of 0.32 dB at 4.0 MHz. So out almost to the band ends, less than 1/12 of an S unit is lost because of the SWR, an imperceptible amount. This further verifies the principle and proves that full-band, coax-fed dipole operation on 80 meters also is practical. Even with the high SWR at the band ends, the loss cannot be distinguished from what it would have been had the SWR been a perfect one-to-one! At 40 meters, with the dipole resonated at 7.15 MHz, something is amiss if the SWR exceeds 2.5 at the band ends. And from Fig. 2 it may be seen that this SWR adds only 0.18 dB to the matched loss, which at 7 MHz is 0.44 dB for 100 feet of RG-8/U coax.

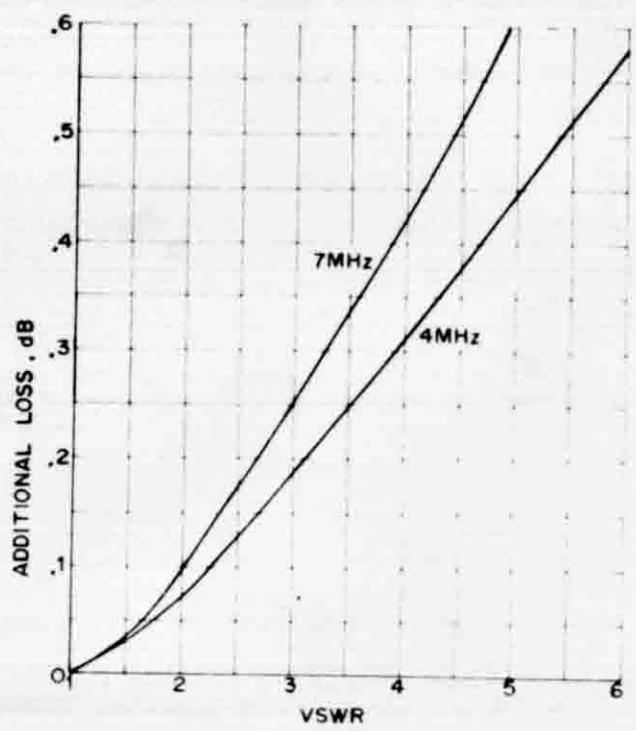


Fig. 2 – Effect of standing-wave ratio on line loss at 4 and 7 MHz. The ordinates give the *additional* loss in decibels over those for a perfectly matched 100-foot length of RG-8/U line for the SWR values shown on the horizontal scale.

Nonreflective Load Versus Conjugate Matching

Now is perhaps a good time for the reader to contemplate the conflict between the no-reflection perfectly matched load theory and the conjugate-match theory. It is amply evident from the standpoint of good engineering that as long as SWR does not exceed the value above which one cannot afford to compromise further power in exchange for improved operating flexibility, the convenience and increased bandwidth afforded by conjugate matching at the line input is obvious.

But is also presents a real challenge to learning more about complex impedance, because the line-input impedance now has resistive *and reactive* components, both of which vary with changes in line length and with frequency in the presence of reflections. Thus, we need to understand *complex* impedance in order to choose and adjust correct conjugate matching circuitry to couple the transmitter to the line, or to adjust the transmitter directly to the line if sufficient matching range is available. Practically all problems encountered while attempting to obtain proper coupling or loading to a line with reflections can be traced simply to not understanding the correlation of line length and relative phase of the incident and reflected waves with the resulting complex impedance seen at the input terminals of the line.

A detailed discussion of reflection mechanics and feed-line propagation will be presented in subsequent installments. Included will be a novel means for explaining impedance transformation along the line in direct relation to incident and reflected waves, which will simplify the understanding of what does and does not happen when a line length is changed, and how to select the correct length for given conditions. The relation of line attenuation to permissible SWR while using conjugate matching techniques, along with details on how to obtain proper coupling and loading of a transmitter to a line for which the input impedance has changed because of reflections, will also be presented.

Part II of this series will appear in a subsequent issue of *QST*. QST

Bibliography

1) *The Radio Amateur's Handbook*, any recent edition.

2) *The ARRL Antenna Book*, 10th edition, pp. 70-80 and 90-136. **[EDITOR'S NOTE: Page numbers in the more recent 11th and 12th editions will not be significantly different for discussions of pertinent subjects.]**

3) Grammer, "The Whys of Transmission Lines," *QST*, in three parts; Part I, January 1965, p. 25; Part II, February 1965, p. 24; Part III, March 1965, p. 19.

4) Grammer, "Simplified Design of Impedance-Matching Networks," *QST*, in three parts; Part I, March 1957, p. 38; Part II, April 1957, p. 32; Part III, May 1957, p. 29.

5) Grammer, "Antennas and Feeders," *QST*, in three parts; Part I, October 1963, p. 30; Part II, November 1963, p. 36; Part III, December 1963, p. 53. **[EDITOR'S NOTE: Any published references to a Part IV of this series are erroneous.]**

6) "Standing Waves — Good or Bad?", Technical Topics, *QST*, December 1946, p. 56.

7) Goodman, "My Feedline Tunes My Antenna!", *QST*, March 1956, p. 49.

8) McCoy, "Choosing a Transmission Line, *QST*, in two parts; Part I, December 1959, p. 42; Part II, February 1960, p. 40.

9) McCoy, "Antennas and Transmatches," *QST*, October 1964, p. 18.

10) McCoy, "A Versatile Transmatch," *QST*, July 1965, p. 58.

11) McCoy, "A Completely Flexible Transmatch for One Watt to 1000," *QST*, June 1964, p. 39.

12) McCoy, "A Transmatch for Balanced and Unbalanced Lines," *QST*, October 1966, p. 38.

13) McCoy, "When is A Feed Line Not A Feed Line?", *QST*, August 1965, p. 37.

14) Drumeller, "The Mismatched RF Transmission Line," *73*, November 1969, p. 68.

15) Smith, "The 'Mega-Rule,'" *QST*, March 1969, p. 24.

16) Beers, "Match, or Not To Match?",*QST*, September 1958, p. 13.

17) Everitt, *Communication Engineering*, 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, 1937.

18) Johnson, *Transmission Lines and Networks*, McGraw-Hill, New York, 1950.

19) Smith, *Electronic Applications of the Smith Chart in Waveguide, Circuit and Component Analysis*, McGraw-Hill, New York.

20) Brown, Lewis, and Epstein, "Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency," *Proceedings of the IRE*, June 1937, p. 753. **[NOTE: Discusses ground resistance vs. number of radials — a classic work on which FCC standards for a-m broadcast ground systems are based.]**

21) Smith, "Getting the Most Into Your Antenna," *QST*, July 1952, p. 21.

22) "Impedance Matching With an Antenna Tuner," Technical Topics, *QST*, October 1946, p. 38.

23) Ferber, "Coaxial Cable Attenuation," *QST*, April 1959, p. 20.

24) Leo, "An Impedance-Matching Method," *QST*, December 1968, p. 24.

25) Hall, "Smith-Chart Calculations for the Radio Amateur," *QST*, in two parts; Part I, January 1966, p. 22; Part II, February 1966, p. 30.

26) Cholewski, "Some Amateur Applications of the Smith Chart," *QST*, January 1960, p. 28.

27) Amis, "Antenna Impedance Matching," *CQ*, in two parts; Part I, November 1963, p. 63; Part II, December 1963, p. 33.

28) Fisk, "How To Use the Smith Chart," *Ham Radio*, November 1970, p. 16. (Also see ref. 29.)

29) Maxwell, "Correspondence on How to Use The Smith Chart," *Ham Radio*, December 1971, p. 76 (for corrections to ref. 28).

30) Smith, "L-Type Impedance Transforming Circuits," *Electronics*, March 1942, p. 68.

31) Gordon, "L Networks for Reactive Loads," *QST*, September 1966, p. 30.

32) Schultz, "Broad-Band Balun," *CQ*, August 1968, p. 66.

33) *Reference Data for Radio Engineers*, 4th Edition, Federal Telephone and Radio Co., p. 564.

34) "Antenna and Transmission Line Quiz," *QST*; Questions, July 1965, p. 19; Answers, August 1965, p. 55.

35) Slater, *Microwave Transmission*, McGraw-Hill, New York, pp. 7-69.

36) Orr, "Broad Band Balun For A Buck," *CQ*, February 1966, pp. 42, 45.

37) King, *Transmission Line Theory*, McGraw-Hill and Dover Publications, Inc., pp. 77-83.

38) Bruene, "An Inside Picture of Directional Wattmeters," *QST*, April 1959, p. 24.

39) Radio Research Laboratory Staff, Harvard University, *Very High-Frequency Techniques*, Vol. 1, Edition 1, McGraw-Hill, pp. 10-15.

40) Hall, "Accuracy of S.W.R. Measurements," *QST*, November 1964, p. 50.

41) McCoy, "The Ultimate Transmatch," *QST*, July 1970, p. 24.

Strays

At the opening session of a code class sponsored by the Antietam Radio Association of Hagerstown, Maryland, class instructor K3MVL and Atlantic Division Director W3SW presented students Jeff Daniels and Sharie Keller, both 11 years old, with copies of the League's *Learning the Radiotelegraph Code*.

Die IS-Plessey SL 600 in Transceivern

Von J. M. Bryant — übersetzt von DL 1 FK

Die SL-600-Serie ermöglicht Hf- und Zf-Verstärker mit geringer Kreuzmodulations-Empfindlichkeit und guten Regeleigenschaften; ferner Nf-Verstärker mit und ohne Regelung, Balancemodulatoren hoher Qualitat, Sprachkompressoren und einen kompletten Schaltkreis, enthaltend AM- und SSB-Detektoren und ein bei CW arbeitende Regelung.

In diesem Artikel werden einige RX und TX beschrieben, die mit SL-600-Chips bestückt sind, die allerdings nicht die Nf-Endstufen oder im Fall der Sender die Leistungsstufen enthalten. Der Beitrag ist in zwei Kapitel aufgeteilt. Im ersten werden verschiedene Systeme beschrieben, die die Kreise benutzen, im zweiten Details und Bemerkungen über einige potentielle Ursachen von Fehlern angegeben. Druckplatinen layouts einiger Systeme werden durch Beispiele illustriert.

Empfänger Systeme

Der Synchrodyne

Der einfachste Empfänger, der mit SL-600-Chips gebaut werden kann, wird in **Abb. 1a** gezeigt. Als Synchrodyn ist er nicht eines der üblichen Empfangsgeräte.

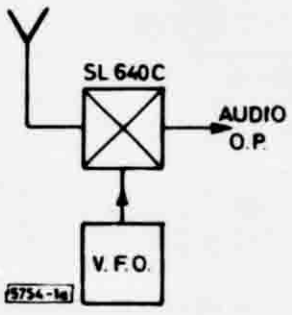


Abb. 1.a.
Der einfachste Empfänger mit SL-600

Solche Empfänger können für AM-, SSB- oder CW-Empfang benutzt werden. Der VFO wird im Falle von AM- oder SSB-Empfang auf die Trägerfrequenz abgestimmt; im Falle von CW-Empfang einige Hundert Hz daneben. Dadurch werden AM und SSB demoduliert und CW erscheint in dem gewünschten Überlagerungston. Das obere und untere Seitenband werden gleich gut demoduliert. Der Empfänger ist sehr selektiv, speziell wenn die Nf-Durchlaßkurve schmal ist. Wenn man jedoch z. B. SSB mit oberem Seitenband empfängt, dann kann ein anderes Signal mit 2 oder 3 kHz Trägerfrequenz-Abstand, obwohl nicht lesbar, Störungen verursachen. Diese Interferenz kann man durch Benutzung des Phasen Systems nach **Abb. 1c** beseitigen.

Das System im Abb. 1a ist natürlich nur ein Detektor und somit nicht sehr empfindlich und ungeregelt. Eine mehr verbesserte Schaltung ist in **Abb. 1b** angegeben. Sie enthält Hf-Filter, um Kreuzungsmodulation zu vermindern, einen Hf-Verstärker und automatische Verstärkungsregelung sowie evtl. ein S-Meter. Je nach der gewünschten Empfindlichkeit und der vorhandenen Nf-Verstärkung können ein oder zwei Hf-Stufen benutzt werden.

Die SL-610 hat eine Verstärkung von 20 dB und kann für Frequenzen bis 146 MHz benutzt werden. Diese Möglichkeit geht über die Datenangaben hinaus und verlangt sorgfältigsten Aufbau, kurze Leistungsführung und Beachtung der möglichen Verkopplungen. Stromzuführungen und AGC müssen sauber entkoppelt werden. Amateure haben jedoch zufriedenstellende Ergebnisse auf dem 2-m-Band erzielt. Die SL 611 kann bis 80 MHz benutzt werden und verstärkt 26 dB; die SL 612 bis 15 MHz und verstärkt 34 dB. Welcher Verstärker benutzt wird, hängt von der gewünschten Verstärkung und Grenzfrequenz ab. Die SL 612 hat als Extravorteil einen geringeren Stromverbrauch und eine niedrigere Rauschzahl.

Abb. 1c zeigt einen mehr komplexen Empfänger mit direkter Überlagerung und Hf- und Nf-Phasenversatz um 90°, um ein Seitenband auszusieben und damit einen echten SSB-Empfänger darzustellen. Es ist notwendig, die genaue Phasenlage zu beachten und für gleiche Verstärkung in den beiden Nf-Zweigen zu sorgen, bevor das Signal die Additionsstufe erreicht. Das obere oder untere Seitenband kann durch Drehung der Phasenlage gewählt werden (in der Nf). Die Schaltung Abb. 1c zeigt Gleichrichtung des USB, wenn der Phasenschieber des oberen Kanals positiv ist.

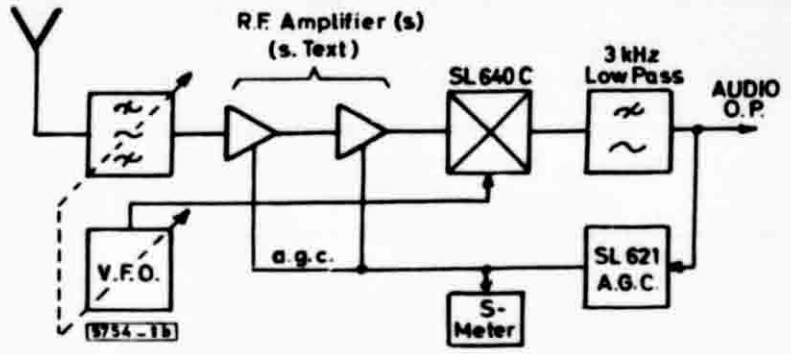


Abb. 1b.
Verbesserte Empfängerschaltung mit SL-600

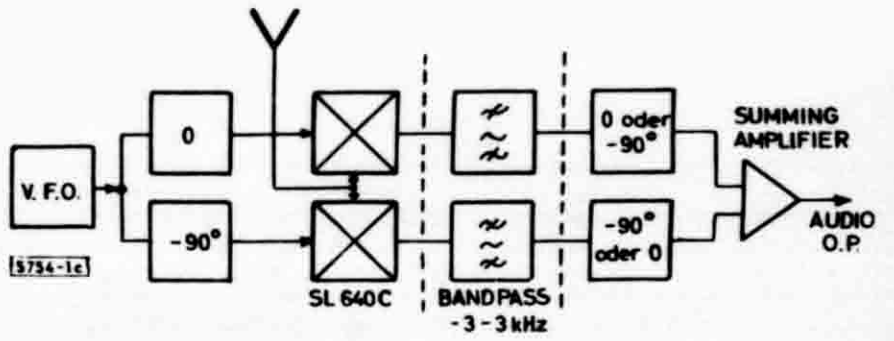


Abb. 1c.
Komplexe Empfängerschaltung mi Überlagerung

Der konventionelle Superhet

Ein sehr viel konventionellerer Superhet ist in **Abb. 2a** wiedergegeben. Er enthält eine Stufe Hf-Verstärkung geregelt (zweckmäßig ein SL 610), einen SL-640-

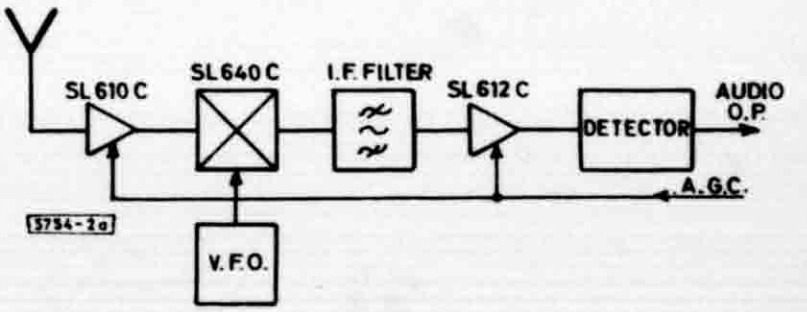


Abb. 2a.
Eine konventionelle Superhet-Schaltung

(oder 641)Mischer, ein Zf-Filter aus LC, Xtal oder Keramik, einen Zf-Verstärker mit Regelung und einen Detektor. Je nach gewünschter Empfindlichkeit (Verstärkung) kann der Zf-Verstärker ein- oder zweistufig sein; jedoch ist nur eine Stufe geregelt. Für den SSB- und CW-Detektor kann eine SL 640 (oder 641) mit BFO verwendet werden; zweckmäßig anschließend eine SL 621, um Nf-Regelung sicher zustellen. Für den AM-Detektor verwendet man eine SL 623, die auch die Regelspannung für die Trägerfrequenz erzeugt und mit BFO auch CW oder SSB hörbar machen kann. Eine SL 432 oder SAA 570 ermöglicht, FM gleichzurichten, aber dazu muß ein separater Träger Gleichrichter benutzt werden, um eine Regelspannung verfügbar zu haben.

Ein noch vollständigerer Superhet mit Vorstufen Abstimmung und SSB und AM Gleichrichtung wird in **Abb. 2b** gezeigt. Der Nf-Eingang wird zwischen den beiden Detektor-Ausgängen der SL 623 umgeschaltet. Die Regelleitung, die auch die S-Meter Anzeige bewirkt, wird zwischen dem CW-Regelspannungs-Output der SL 623 und der Nf-Regelspannung einer SL 621, die mit dem SSB-Output der SL 623 verbunden ist, geschaltet. Die Zf kann auch umgeschaltet werden, indem eine kleinere Bandbreite für SSB benutzt wird und eine größere für AM. Um FM gleichzurichten, kann ein Detektor wie die SL 432 oder SAA 570 benutzt werden, die mit dem Ausgang des zweiten SL 612C verbunden sind. Während FM-Empfang sollte die Regelspannung von der SL 623 genommen werden.

Doppel-Superhets

Doppel-Superhets können auch mit SL-600-Chips entworfen werden, obwohl Doppel-Superhets bei modernen Filtern kaum benötigt werden, mit Ausnahme für UKW oder wo komplexe Abstimmsysteme benutzt werden. Da dieselben Techniken wie in Einfach-Superhets angewandt werden, wird auf die Beschreibung eines Doppelsuperhets verzichtet. Es ist aber zu beachten, daß SL-600-Chips hohe Verstärkung haben, so daß zu viele Verstärkerstufen vermieden werden sollten.

Sender

Es werden zwei Typen von SSB-Aufbereitungen benutzt: Das Filter- und Phasensystem. Ein prinzipielles Filtersystem wird in **Abb. 3a** gezeigt. Die Nf und die niedrige Hf eines Träger-Oszillators (BFO eines Transceivers) werden in einem SL 640 gemischt, dessen Output als Folge guter Trägerunterdrückung ein einwandfreies DSB-Signal ist. Dieses Signal wird durch ein schmales Bandpaß-Filter ge-

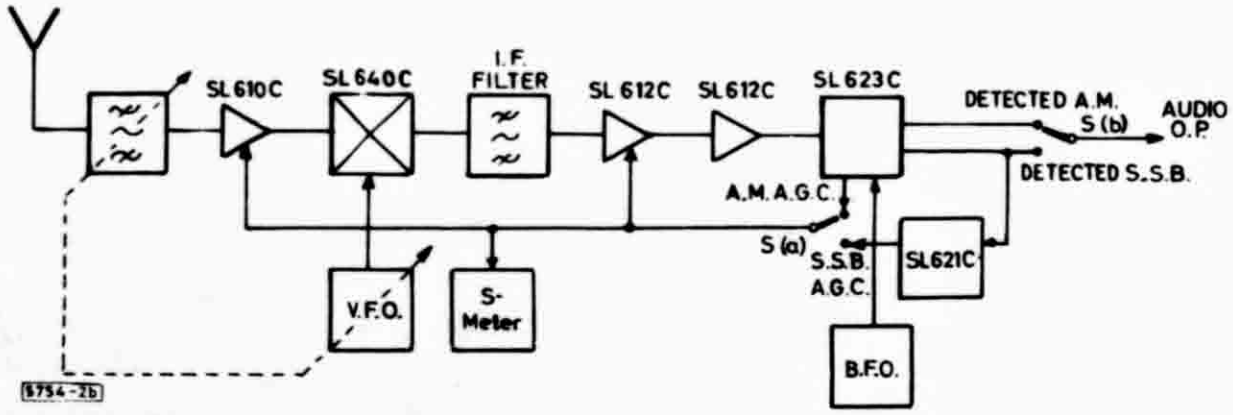


Abb. 2b. Schaltung eines Superhets mit Vorstufen-Abstimmung

leitet, um ein Seitenband abzuschneiden. Das verbleibende SSB-Signal (in diesem Fall das obere Seitenband) wird in einer weiteren SL 640 auf die gewünschte Frequenz umgesetzt und das Spiegelsignal durch ein Filter unterdrückt. Die Ausgangsleistung erzeugt ein Sende-Linear-Verstärker .

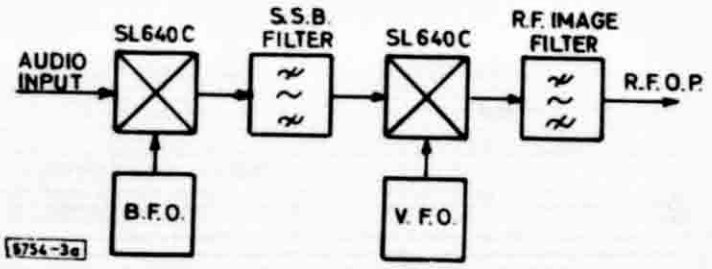


Abb. 3a.
Ein Filtersystem

Abb. 3b zeigt ein noch kompletteres Filtersystem. Es hat einen eigenen Verstärker, der durch eine ALC von der Endstufe her (Gitterstrom) geregelt wird, um Übersteuerungen zu vermeiden.

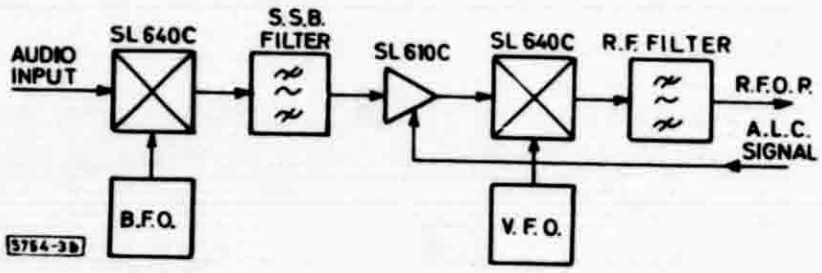


Abb. 3b.
Verbessertes Filtersystem

Hf-Clipper

Die Hüllkurve eines SSB-Signals gleicht nicht der Nf, aus der es hergestellt wird. Deshalb sind Nf-Begrenzung und Klippen keine brauchbaren Methoden, um die mittlere Ausgangsleistung zu erhöhen, obwohl Nf-Regelung eine gewisse Kompression bewirkt. Wenn Klippen vorgenommen wird, so muß es am SSB-Signal selbst im Sender vorgenommen werden und das Signal muß hinterher wieder gefiltert werden, um Oberwellen auszusieben **Abb. 3c.**

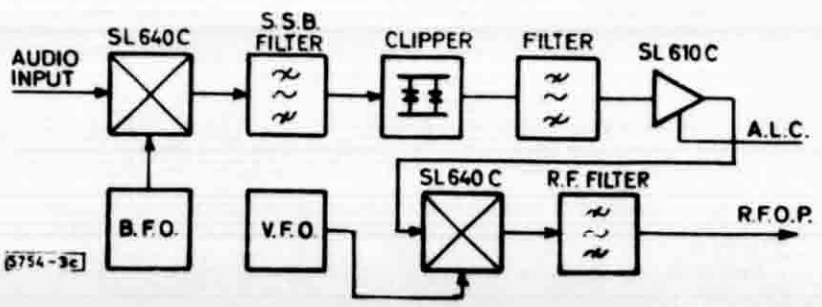


Abb. 3c.
Klippen am SSB-Signal

Die Eingangs-Nf, die durch eine Regelspannung kontrolliert werden sollte, wird in konventionelle SSB umgewandelt und durch einen symmetrischen Spitzen-Klipper beschnitten. Das Signal wird dann gefiltert, um Splatter auf den höheren Harmonischen zu entfernen, es geht anschließend über einen geregelten Verstärker nach Umsetzung auf die Endfrequenz auf die Endstufe. Der Pegel des Nf-Eingangssignals oder der Klipp-Pegel müssen so eingestellt werden, daß die empfangene Nf von entsprechender Qualität ist. Das Klippen darf also nicht zu stark sein.

Wenn der Klipper durch einen Schmitt-Trigger ersetzt wird und dem Nf-Input 12 dB per Oktave preemphasis über 1 kHz gegeben wird, kann der Output auch einen C-Verstärker statt einen Linear-Verstärker speisen und das Signal als SSB mit geringfügiger Verzerrung empfangen werden. Das ergibt eine Spitzenleistung, die gleichzeitig die mittlere Leistung während der Modulation ist. Wenn gleichzeitig genügend Trägerrest während der Modulationspausen steht, so daß der Sender dauernd dieselbe Leistung an die Antenne liefert, wird TVI stark reduziert. In diesem Fall werden keine ALC, also der SL 610C, nicht benötigt.

SSB-Phasen-Steuersender

Ein Phasensystem wird in **Abb. 4** dargestellt. Nf von limitierter Bandbreite, wird in der Phase so gedreht, daß zwei Zweige von gleicher Amplitude aber gegeneinander um 90° verschoben entstehen. Diese beiden Nf-Signale werden den Eingängen von zwei SL 640 zugeführt und die Hf-Bezugs- und Quadratur Signale den Träger-Input-Anschlüssen. Die beiden Outputs werden addiert. Wenn Nf- und Träger-Bezug einem Modulator und Nf- und Träger-Quadratur Signal dem anderen Modulator zugeführt werden, so ist entweder das LSB- oder USB-Signal in Phase, während das andere sich jeweils aufhebt.

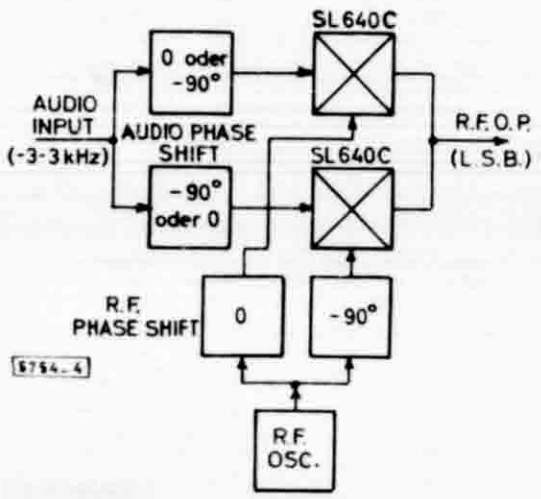


Abb. 4.
Ein Phasensystem

Diese Methode erscheint in vieler Hinsicht attraktiv und hat den Vorteil, daß keine teuren Filter benötigt werden und direkt auf der Ausgangsfrequenz gearbeitet werden kann und somit eine weitere Signalmischung entfällt. Sie ist kompatibel mit dem SSB-Empfänger laut Abb. 1c, und so kann auf diese Weise ein sehr einfacher Transceiver bei Benutzung dieser beiden Systeme aufgebaut werden. Die Schwierigkeit ist, daß das nicht gewünschte Seitenband 40 dB unter dem gewünschten liegen muß. Das bedeutet höchste Genauigkeit und sorgfältige Einstellung der Nf- und Hf-Phasenschieber (innerhalb 2°). Auch die Träger-Amplitude, die einem der Modulatoren zugeführt wird, muß so justiert werden, daß das nicht gewünschte Seitenband nur ganz minimal erscheint. Der Trägerrest sollte bei beiden Modulatoren auf ein Minimum reduziert werden.

Trotz der Abgleichprobleme ist diese Methode der SSB-Signalerzeugung weit verbreitet; wahrscheinlich weil die teuren Filter vermieden werden.

Amplituden-Modulation

Da AM eigentlich DSB mit Träger ist, kann eine SL 640 als Amplituden-Modulator benutzt werden, wenn der Restträger erhöht wird. Wenn ein 15-kΩ-Widerstand zwischen Pin 2 einer SL 640 und Masse gelegt wird, bleibt genügend Träger im Output der SL 640 stehen, um AM darzustellen **(Abb. 5).** Bei Ein- und Aus-

schaltung des Widerstandes kann entweder AM oder DSB erzeugt werden, wenn die der SL 640 folgenden Filter ebenfalls auf AM umgeschaltet werden (Bandbreite). DSB oder SSB erhält man von der gleichen SL 640 mit dem gleichen Input. Diese Lösung ermöglicht einen Viel-Betriebsarten-Sender mit wenigen Bauteilen.

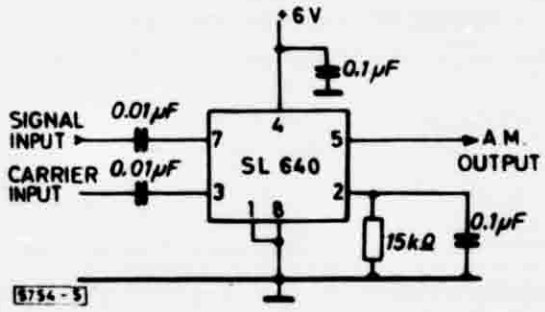


Abb. 5.
Amplituden-Modulator

Transceiver-Systeme

Es ist augenscheinlich, wenn man Abb. 2b und Abb. 3b oder Abb. 1c und Abb. 4 betrachtet, daß SSB-Sender und SSB-Empfänger der gleichen Art sehr ähnlich sind. Deshalb ist es möglich, bei etwas Umschaltung mit einem Satz SL 600 ein Gerät zu bauen, das sowohl als Sender wie Empfänger geeignet ist, also als Transceiver. Dies spart natürlich SL 600 ICs, die auf jeden Fall ganz billig und Filter, die teuer sind. **Abb. 6** zeigt das Blockschaltbild eines SSB-Transceivers. Ähnlich benötigt ein Phasentransceiver noch weniger Teile als ein Phasensender und separater Phasen-Empfänger.

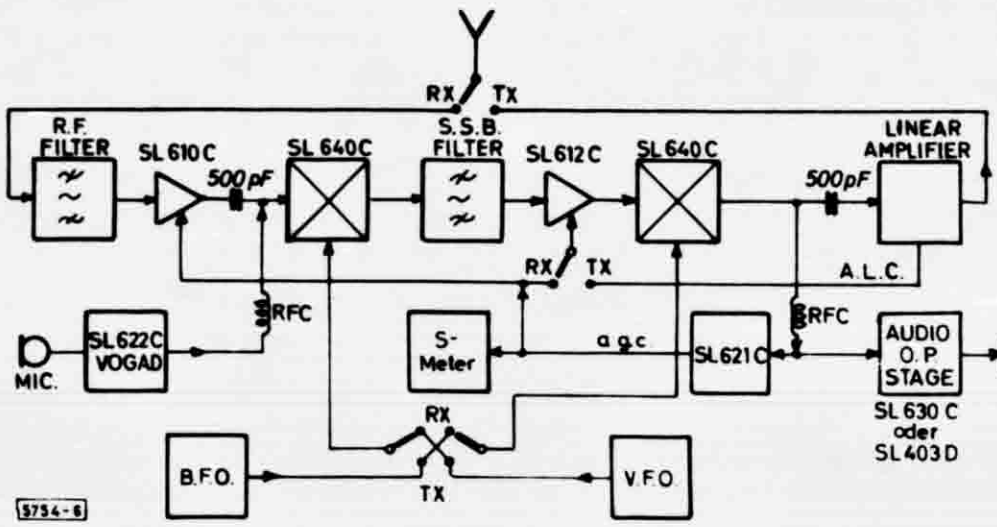


Abb. 6. SSB-Transceiver

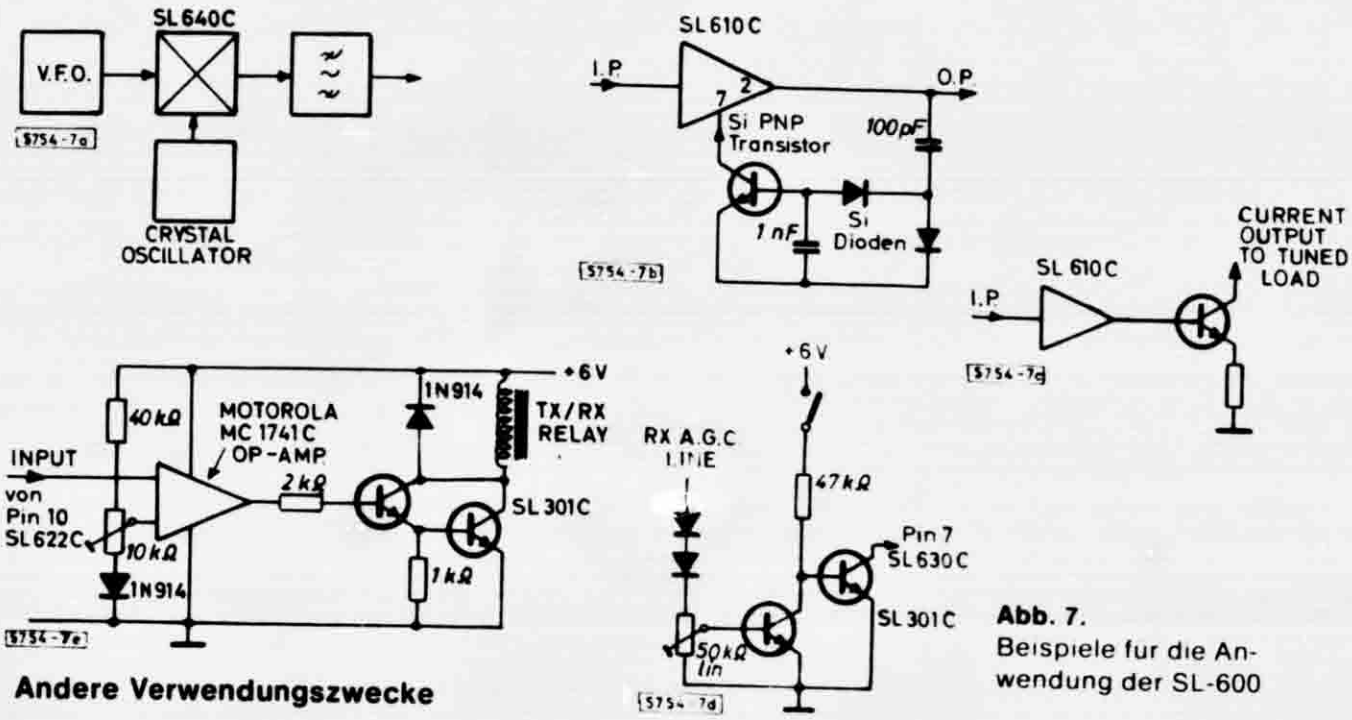


Abb. 7.
Beispiele für die Anwendung der SL-600

Andere Verwendungszwecke

SL 600 können auch an verschiedenen anderen Stellen in einem Transceiver benutzt werden. Einige Beispiele werden in **Abb. 7** gezeigt.

Erfolgreich QRV mit

KENWOOD

TS-520 5-Band

Mit Begeisterung wurde dieser neueste Transceiver im Kreise der Kennwood-Freunde aufgenommen. Er vereint alle herkömmlichen anerkannten Qualitäten mit fortschrittlichen Neuerungen. Die fixfertig eingebaute Stromversorgung für Netz- und Batteriebetrieb ermöglicht platzsparenden Einsatz sowohl im Shack als auch im Auto oder Wohnwagen usw. Der ganz mit Halbleitern bestückte Empfänger ist mit diversem Bedienungskomfort wie RIT, Noiseblanker, umschaltbare AGC und Kalibrator ausgestattet. Hohe Frequenzstabilität und Ablesegenauigkeit besser als 1 kHz. Bis 100 Watt HF Ausgangsleistung und eine klare Modulation zeichnen diesen Sender aus. Er arbeitet mit den robusten Röhren S 2001 (6146B) in der ventilierten Endstufe. Auf dieses Gerät haben Sie schon lange gewartet. Jetzt ist es da, zu einem erstaunlich günstigen Preis.

KENWOOD

nd SSB Transceiver

sgangs-
re
n
r
sten
6B) in
tufe.
en Sie
t. Jetzt

n Preis.

Technische Daten

Transmitter

Type of Emission
SSB (A3j) CW (A1)
Power Input
180W DC 80–20 m
150W DC 15–10 m
Final Tubes
2×S2001 (6146B)
Carrier Suppression
–40 dB
Unwanted Sideband
–40 dB
Harmonic Radiation
–40 dB
Microfone Impedance
50 k ohm
SSB System
Balanced Modulation
8-pole Crystalfilter
Keying
Block Bias Keying
AF Response
300–2700 Hz –6 dB
Output Impedance
50–75 ohm

Receiver

Frequency Stability
100 Hz per 30 min
Sensitivity
0.5 uV 10 dB S/N 80–15 m
1.0 uV 10 dB S/N 10 m
Speaker Output
1 Watt 10% Dist.
Selectivity
2.4 kHz SSB –6 dB
0.5 kHz CW –6 dB
Image Ratio
50 dB
IF Rejection
50 dB

Frequency Range

3.5– 4.1 MHz
7.0– 7.6 MHz
14.0–14.6 MHz
21.0–21.6 MHz
28.0–28.6 MHz
28.5–29.1 MHz
29.1–29.7 MHz
WWV10.0 MHz

Tubes and Semiconductors

3 Tubes, 18 FET,
42 Transistors
1 IC, 84 Diodes

Special Features

Noise Blanker
VOX, RIT, ALC
25 kHz Calibrator

Power Requirement

220/110 V AC or 12 V DC

Power Consumption

280 W Transmit 15 A DC
26 W Receive 1 A DC

Dimensions

335×150×335 mm

Weight

16 kg

Fr. 2100.–
HAM - netto

Ein speziell für den HAM konstruiertes dynamisches Mikrofon mit umschaltbaren Impedanzen von 50 Kiloohm und 600 Ohm auf einem in der Neigung verstellbaren teilverchromten Metallsockel. Verriegelbare Taste für langen, und ‹PTT›-Taste für kurzen ‹Speach›. Das Mike ist abnehmbar, hat einen eigenen PTT-Schalter und kann am mitgelieferten Spiralkabel direkt angeschlossen werden.
Preis komplett mit Kabel Fr. 100.–

An SPITZER ELECTRONIC Bachstrasse 6 – 4104 Oberwil
Telefon 061 / 47 77 66

Senden Sie mir bitte umgehend kostenlos:

☐ Prospekte KW-Geräte ☐ KENWOOD-Poster

☐ Prospekte VHF-Geräte ☐ Amateurweltkarte

☐ Amateur-Nettopreisliste ☐ Prospekte TRIO-Messgeräte

Bemerkungen: _____

_____

Name: _____ Vorname: _____

Call: _____ Strasse: _____

PLZ Ort: _____ Telefon: _____

Mit den besten 73
Ihr HAM-Betreuer
Heinz Mattmüller HB9AOD

Mixer VFO Abb. 3a zeigt einen Mixer-VFO, der den Output eines VFOs niedriger Frequenz mit einer quarzkontrollierten Frequenz mischt, um einen stabilen Steuersender zu erhalten. In einem Mehrband-Empfänger könnten mehrere Quarze benutzt werden, um die verschiedenen Bänder mit einem VFO zu erreichen.

Träger ALC Abb. 7b zeigt ein Regelsystem, das die Amplitude des Hf-Ausgangs stabilisiert.

Linear Verstärker Ein Leistungsverstärker geringer Leistung, aber einfach, wird in Abb. 7c gezeigt. Die Größe des Emitter-Widerstandes hängt von dem verwendeten Transistor ab.

Sqelch Wenn eine niederfrequente Rauschsperre gewünscht wird, kann man die Schaltung in Abb. 7d verwenden. Wenn Pin 7 eines SL-630-Nf-Verstärkers geerdet wird, so ist der Verstärker gesperrt. Die beschriebene Schaltung stellt sicher, daß die SL 630 stumm geschaltet ist, bis die AGC den eingestellten Pegel erreicht. Damit kann unerwünschtes Empfängerrauschen vermieden werden, wenn keine Station einfällt. Die AGC kann von einer SL 621 oder SL 623 oder anderen Quellen abgenommen werden. Jeder Silizium-NPN-Transistor mit hohem Beta ist geeignet; ein SL-301-monolithischer-Doppeltransistor ist in der Schaltung angeführt.

Vox

Eine Vox-Schaltung kann einem Transceiver zugefügt werden, indem man die SL 622 als Mikrofonverstärker benutzt. Eine mögliche Schaltung wird in Abb. 7e gezeigt. Sie besteht aus einem OP-Verstärker Motorola MC 1741c, der durch die AGC-Spannung der SL 622 geschaltet wird und gleichzeitig das Sende Empfangsrelais des Transceivers schaltet. Der Transistor kann irgendein hochverstärkender Silizium-Typ sein, der dem Schaltstrom des Relais standhält. Eine Darlington-Schaltung sollte benutzt werden, um sicher zu stellen, daß das Relais abschaltet, da der minimale Output des OP-Verstärkers manchmal etwas größer als 0,7 V sein kann.

Die Benutzung der Schaltungen

Abb. 8 ist das Schaltbild des Empfängers nach Abb. 2b. Der einfachste Weg, den Gebrauch der SL-600-Familie zu erklären ist, das Schaltbild und die Funktionen zu erläutern. Die Eingangskreise (Filter) müssen nach der gewünschten Empfangsfrequenz gewählt werden, und die Zf muß genügend schmal und selektiv sein, so daß die Spiegelfrequenz nicht durchgelassen wird. Wenn auf der Spiegelfrequenz ein unerwünschtes Signal liegt, so erscheint bei zu geringer Trennschärfe der Vorkreise in der Zf auch das unerwünschte Signal. Die Art der Kopplung ist so zu

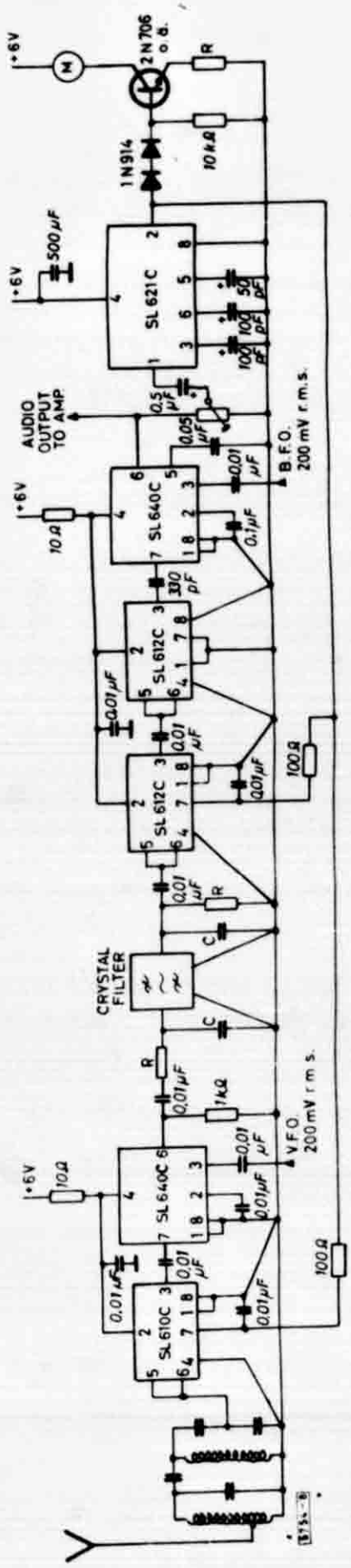


Abb. 8. Schaltung des Empfängers

wählen, daß der SL-610-Input niemals induktiv abgeschlossen ist und daß auch der abgestimmte Eingang noch nicht unstabil wird. Andererseits darf die Bedämpfung des Eingangs nur so sein, daß die Güte (Q) nicht darunter leidet. Wenn ein SL-610-Input induktiv erscheint, ist Instabilität möglich. Wird eine SL 610 von einer induktiven Signalquelle betrieben, so sollte diese entweder mit einigen kΩ bedämpft oder ein solcher Widerstand in Serie geschaltet werden. Die SL 610 erhält ihre negative Vorspannung wie alle anderen Hf- und Zf-Verstärker durch Verbindung ihres respektiven Anschlusses mit dem Input-Pin. Wenn die Kopplung einer SL 610, 11 oder 12 wie in **Abb. 9a** gemacht wird, ergibt sich etwas niedrigeres Rauschen, das lohnt aber meist die damit verbundenen Komplikationen nicht. Es ist wichtig, daß die Input- und Output-Erdverbindungen dieser Chips getrennt gehalten werden, da sonst Unstabilitäten auftreten.

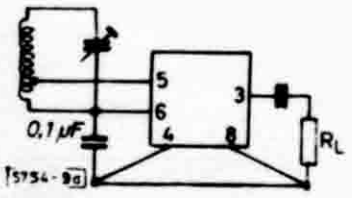


Abb. 9a.
So ergibt sich niedrigeres Rauschen

Sowohl die Regelleitung und positive Stromversorgung für die SL 610 sind entkoppelt gegen Erde. Eigentlich ist das nicht notwendig, aber Hf auf Stromversorgungs- und Regelleitungen kann bei verschiedenen Schaltungen Schwierigkeiten hervorrufen, die man vermeiden sollte, wenn nicht Kostengründe dagegen sprechen. Um die Output-Stromschleife des SL 610 so niedrig wie möglich zu halten, sollte die Erdung der SL 640 so nahe wie möglich bei der Output Erdung des SL 610 liegen (Pin 8).

Die SL 640 arbeitet als erster Mischer und ihr Ausgang geht auf den Filter-Eingang. Das Filter muß mit Impedanz-Anpassung abgeschlossen werden (Ohmscher Widerstand oder induktiver Widerstand mit Shuntkapazität). Wenn die Widerstandskomponente niedrig genug ist, kann die SL 641 in einer der Schaltungen nach **Abb. 9b** benutzt werden. Dies ist zweckmäßig, wenn SL 640s benutzt werden. Sie können durch SL 641s unter gewissen Umständen ersetzt werden.

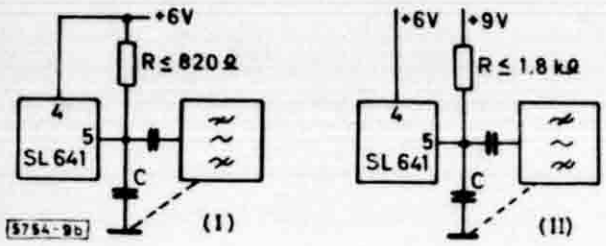


Abb. 9b.
Anschluß der SL-641

Wenn der Output-Pin 6 der SL 640 benutzt wird, ist ein Außenwiderstand von >560 Ω nötig. Dieser Output ist ein Emitterfolger mit niedrigen Z_{out} und sollte keine kapazitive Last speisen. Einige Filter haben Wicklungen mit niedrigem Gleichstrom-Widerstand (<10 Ω) nach Masse. In diesem Fall sollte der Belastungswiderstand, solange er über 560 Ω ist, als Lastwiderstand arbeiten; ein DC-Abblockkondensator darf nicht benutzt werden.

Pin 2 der SL 640s oder SL 641s muß gegen Erde durch einen Kondensator mit sehr gutem Dielektrikum, das für die benutzten Frequenzen minimalen Widerstand hat, abgeblockt werden (<10 Ω). Träger-Input vom Lokal-Oszillator sollte weitgehend frei von Modulation sein und zwischen 100 bis 200 mV_{ss} in der Amplitude haben.

Der Breitband-Zf-Verstärker, der dem Filter folgt, besteht aus zwei SL 612s. Regelspannung wird nur einem zugeführt. Ein SL 610 hat 50 dB Regelbereich und eine SL 612 rund 70 dB. Das gibt zusammen 120 dB Regelbereich. Wenn beide SL 612s geregelt würden, wäre das mit 190 dB zu viel.

Die positiven Speisespannungen der Zf-Stufen und des SL-640-Detektors sind entkoppelt, und es ist dafür Sorge zu tragen, daß Ausgangsspannungen nicht den Input beeinflussen können. Das würde Schwingneigung hervorrufen. Die besten Erdungsverhältnisse für den Zf-Strip sind in **Abb. 9c** gezeigt. Es sollten keine an-

deren Verbindungen an den Zf-Erdpunkt geführt werden. Der Ausgang des Filters muß korrekt abgeschlossen werden. Der Input einer SL 612 ist ca. 5 kΩ und 4 pF. Wenn nötig, sollte dies (für Hf) durch andere Widerstände und Kapazitäten geshuntet werden, um die richtige Abschlußimpedanz herzustellen.

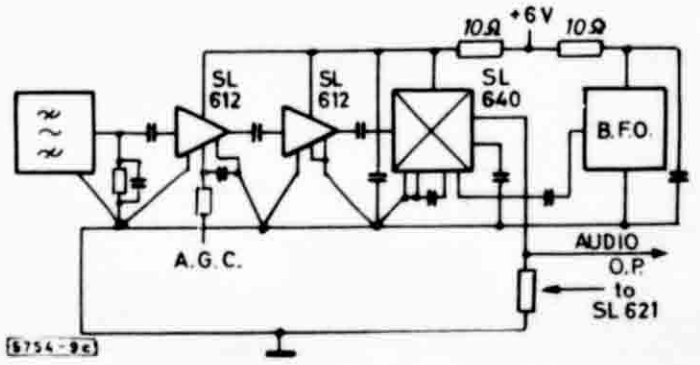


Abb. 9c.
Erdungsverhältnisse für den Zf-Strip

Wenn Regelspannung einer SL 612 zugeführt wird, verändert sich das Gleichstrom-Output-Potential. Dieses Nf-Signal erzeugt eine Änderung des Outputs, wenn es dem Detektor zugeführt wird; umgekehrt kann es Regelspannung von der SL 621 erzeugen, und das wieder könnte zu Blubbern (Motor boating) führen. Um dies zu verhindern, sollte der Kopplungskondensator zwischen der letzten SL 612 und der SL 640 so klein wie möglich sein. Ca. 330 pF sind üblich, wenn die Zf über 1 MHz ist. Auch ein abgestimmter Kreis an dieser Stelle würde die Schwierigkeiten vermeiden und außerdem das in den Breitband-Stufen entstehende Rauschen reduzieren.

Der Output des SL-640-Detektors ist gegen Masse für Frequenzen über 4 kHz durch einen 0.05-µF-Kondensator an Pin 5 abgeblockt, und die Last an Pin 6 ist ein 1-kΩ-Voreinstellpoti. Der Nf-Output zum Verstärker wird direkt von Pin 6 abgenommen, aber die Nf für die SL-621-Regelspannungsstufe vom Potentiometer-Schleifer.

Das ermöglicht, die Regelspannungsschwelle zu wählen, so daß Rauschen im Gerät und von der Antenne die Regelspannung nicht auslöst, wenn kein Signal vorhanden ist. Der Koppelkondensator zum SL 621 soll nicht größer als 1 µF sein, sonst könnte niederfrequente Instabilität auftreten.

Die SL 621 kann normalerweise ein 500-µA-S-Meter speisen, das von der Regelspannungsleitung nach Masse gelegt wird (in Serie mit 5.1 kΩ und drei Siliziumdioden). Da aber solch eine Last manchmal etwas zu viel für eine SL 621 ist, erscheint der gezeigte Transistorkreis günstiger. Der Wert des Emitterwiderstandes hängt vom gewählten S-Meter ab und kann nach der Formel $R = \frac{2.7}{I}$ errechnet werden. I ist der Vollausschlag-Strom des Instrumentes in mA und R in kΩ. Die S-Meter-Anzeige ist linear in dB, von 0 bis Vollausschlag ca. 120 dB. Die Speisung zur SL 621 muß gut auf tiefen Nf-Frequenzen entkoppelt sein. 500 µF sind allgemein ausreichend. Wenn aber der gleiche Speisungspunkt für die Nf-Endstufen benutzt wird, sollte der Wert noch höher sein. Wenn ein serienstabilisiertes Netzgerät benutzt wird, soll dessen Quellimpedanz weniger als 1 Ω betragen.

Die Nf-Endstufe kann eine SL 630, eine SL 402, eine SL 403 oder jeder andere geeignete Verstärker sein.

Wenn die SL 630 benutzt wird, sollte das Speisegerät Hf-entkoppelt sein und der Nf-Bereich limitiert, wie in der Applikation für die SL 630 angegeben.

Wenn der SL-600-Schaltkreis in einem Sender oder Transceiver benutzt wird, so sind ein oder zwei zusätzliche Punkte zu beachten.

Da Sender oft starke Hf-Felder enthalten, muß der Abschirmung und Entkopplung große Beachtung geschenkt werden. Es kann in einigen Fällen nötig sein, die einzelnen Stufen zu entkoppeln.

Wenn SSB oder damit gemixte Frequenzen in einem Sender erzeugt werden, sollen die Grundfrequenzen nicht im Output erscheinen. Die SL 640 und 641 haben etwa 30 dB Signal- und Träger-Unterdrückung, das könnte aber nach der Schaltung in **Abb. 9d** erhöht werden. Mit Signal, aber ohne Träger, wird P1 auf

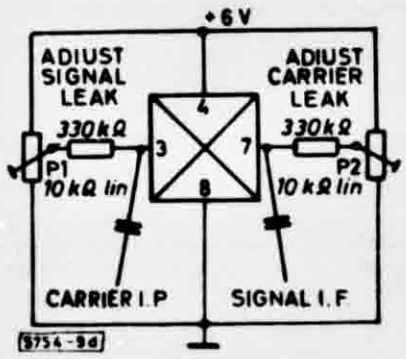


Abb. 9d.
Schaltung für bessere Signal-Träger-Unterdrückung

Signal-Minimum; mit Träger, aber ohne Signal, wird P2 auf Träger-Minimum eingestellt. Alle in Sendern benutzten Modulatoren können auf diese Weise abgeglichen werden. In Phasengeneratoren ist das noch wichtiger als in Filtergeneratoren.

Die Regeleigenschaften der SL 610, 611 und 612 sind temperaturabhängig. Es ist unzweckmäßig, eine Vorspannung an einem Regelanschluß-Pin zu benutzen, um die Verstärkung der Stufe zu begrenzen. Es kann natürlich dort angewendet werden, wo keine Regelspannung zugeführt wird.

SL 610s, 611s und 612s neigen zum Schwingen bei kapazitiver Belastung. In diesen Fällen sollten entweder Shuntwiderstände (SL 610, 611 = 47 Ω – SL 612 = 150 Ω) oder eine andere Verstärkerart benutzt werden.

Wenn Hf von diesen SL-600-Verstärkern für weit entfernte Punkte abgenommen wird, ist es wichtig, Unstabilität durch Erdschleifen zu vermeiden.

Benutzung der SL 623

Die SL 623 muß speziell erwähnt werden, da sie nicht in SSB-Geräten allein, sondern nur in Hybrid-AM/SSB-Apparaten benutzt wird. Eine typische Applikation für die SL 623 wird in **Abb. 10** gezeigt. Die Regelspannung hierfür wird von CW abgeleitet, und wenn Nf-Regelspannung für SSB-Empfang benötigt wird, so sollte eine SL 621 benutzt werden. Alle Entkopplungskondensatoren sollen zu einem Punkt gehen und die positive Speisespannung sollte entkoppelt werden. Der Schaltkreis ist für SSB genauso empfindlich wie eine SL 640, er benötigt aber 125 mV_{ss} AM, um die Regelung ansprechen zu lassen. Dazu wird mehr Zf-Verstärkung nötig sein. Trotz gegenteiliger Feststellungen in den provisorischen Daten funktioniert dieses IC bis mindestens 30 MHz und mit geringeren Vorteilen bis über 120 MHz.

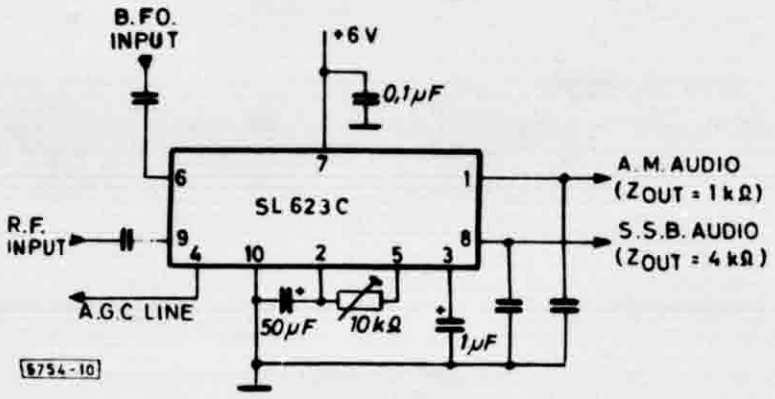


Abb. 10.
Typische Applikation für die SL-623

Der Widerstand zwischen Pin 2 und 5 bestimmt den Trägerwert, bei dem die Regelung beginnt. Der BFO sollte ein einwandfreies Sinus-Signal von ungefähr 100 mV_{ss} abgeben können.

Andere Is

Die anderen Typen der SL-600-Familie sind SL 620, 622, 630. Der SL 630 ist ein Nf-Verstärker mit spannungsgeregelter Verstärkung bis zu 75 mW bei 6 V oder 200 mW bei 12 V. Wenn er mit einer SL 620, die dem SL 621 gleicht, be-

Vom Trafo zum Ø-V-1

Amateurfunktechnik von Karl H. Hille, DL1VU, 9A1VU

Das Übersetzungsverhältnis

Unser erstes Trafomodell hatte w_p = 1000 und w_s = 1000. Das Verhältnis beider Windungszahlen ist 1000 : 1000 = 1 : 1. Wir nennen es Übersetzungsverhältnis und bezeichnen es mit dem kleinen Buchstaben ü. Das zweite Trafomodell hatte ein ü = w_p : W_s = 1000 : 2000 = 1 : 2. Dementsprechend verhielten sich die Spannungen U_p : U_s = 220 V : 440 V = 1 : 2. Wir sehen, daß sich die Spannungen wie die entsprechenden Windungszahlen verhalten: w_p : w_s = U_p : U_s = ü. Damit ist uns ein Mittel zur Hand gegeben, jede beliebige Wechselspannung zu erzeugen, wenn wir nur das Übersetzungsverhältnis richtig wählen.

Wir merken: (1):

Transformator und Übersetzungsverhältnis

Der Trafo formt Wechselstromenergie in die gewünschten Spannungen um. Die Primärspannung U_p und die Sekundärspannung U_s sind um 180° phasenverschoben. Die Spannungen und die Windungszahlen sind proportional.

$$w_p : w_s = U_p : U_s = ü$$

Übungsfragen und Aufgaben:

1. Was überträgt die Energie von der Primärwicklung auf die Sekundärwicklung? 2. Welche Phasenverhältnisse bestehen zwischen U_p und I_p? 3. Und zwischen U_p und Φ? 4. Und zwischen I_p und Φ? 5. Und zwischen U_p und U_s? 6. Drücken Sie ü als Spannungsverhältnis aus! 7. Drücken Sie ü als Windungszahlen-Verhältnis aus! 8. Ein Trafo hat w_p = 550 Wdg. w_s = 2200 Wdg. Wie groß wird U_s, wenn U_p = 220 V ist? 9. Ein Trafo hat ü = 1 : 0,1. Wie groß ist U_s bei normaler Netzspannung? 10. Ein Netztrafo hat w_p = 880 Wdg. bei normaler Netzspannung. Er soll U_s von 6,3 V abgeben. ü =? w_s =?

Der belastete Transformator

Zu Weihnachten hat OM Waldheini eine Senderöhre 4-125 A bekommen. Er legt den Heizfaden der Röhre an die vorgeschriebene Spannung von 5 V, die er aus einem Trafo entnimmt. Dazu hat er alle nur möglichen Meßinstrumente geschaltet (**Abb. 1**). Der Heizfaden ist als Widerstand R gezeichnet, die Trafowicklungen sind voll mit Farbe angelegt, um im Gegensatz zu R die vielen Windungen anzudeuten. Sekundärseitig messen wir die genauen Listenwerte der Röhre: U_s = 5 V; I_s = 6,5 A. Das entspricht einer Heizleistung P_s = I_s · U_s = 5 V · 6,5 A = 32,5 VA = 32,5 W. Weil die Heizleistung von der Sekundärwicklung aufgebracht wird, nennen wir sie Sekundärleistung. Primärseitig messen wir U_p mit 220 V und I_p mit 147,73 mA.

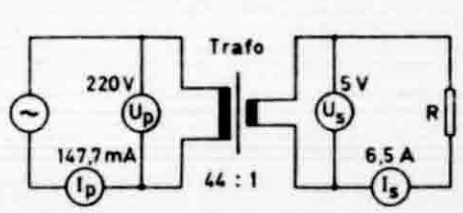


Abb. 1

Die Primärleistung beträgt daher: P_p = I_p · U_p = 0,1477 A · 220 V = 32,5 VA = 32,5 W. Wir ersehen daraus, daß die Primärleistung und die Sekundärleistung gleich sind. Wir können natürlich auch

---

nutzt wird, bildet er ein Nf-Regelsystem. Die SL 622 enthält die Nf-Regelmöglichkeit bereits und ermöglicht zusätzlichen Kontroll-Ton-Output, der nicht geregelt ist.

Diese Schaltkreise sind mit dem Rest der SL-600-Serie kompatibel. Man kann dieselben Netzteile benutzen und sie sind in T 0—5-Gehäusen enthalten. Hier ist die Plessey-SL-600-IS-Serie beschrieben worden, die in Hf-Sendern, -Empfängern

schreiben: $I_p \cdot U_p = I_s \cdot U_s$. Für kritische Gemüter sei hier gleich bemerkt, daß dies nur bei einem idealen Transformator genau zutrifft. Jeder praktische Trafo verbraucht für sich eine Verlustleistung zur Deckung der magnetischen Verluste im Eisen und der ohmschen Verluste in den Kupferwicklungen, die aber recht klein sind, so daß wir sie zunächst außer acht lassen können.

Wir merken: (2):

Transformator und Leistung

Der Trafo überträgt eine Leistung von der Primärseite auf die Sekundärseite. Die Primärleistung ist so groß wie die Sekundärleistung.

$$P_p = P_s$$
$$I_p \cdot U_p = I_s \cdot U_s$$

Ströme und Übersetzungsverhältnis

Unser Trafo aus Abb. 1 hatte folgendes Übersetzungsverhältnis (Aus Merksatz 1: $\ddot{u} = \frac{U_p}{U_s} = \frac{220\ V}{5\ V} = \frac{44}{1} = 44 : 1$ oder einfach: $\ddot{u} = 44$. Die Ströme verhielten sich dagegen anders: $\frac{I_p}{I_s} = \frac{0{,}1477\ A}{6{,}5\ A} = \frac{1}{44}$. Daraus ersehen wir, daß sich die Ströme umgekehrt wie die Spannungen verhalten. Vertauschen wir die Ströme im Bruch, so bekommen wir: $\frac{I_s}{I_p} = \frac{6{,}5\ A}{0{,}1477\ A} = \frac{44}{1}$ und das ist wieder unser altbekanntes ü. Wir können also das Übersetzungsverhältnis beim belasteten Trafo wahlweise aus den Spannungen oder aus den Strömen ableiten.

Wir merken: (3):

Ströme und Spannungen des belasteten Transformators

Die Ströme verhalten sich umgekehrt wie die Spannungen.

$$\frac{U_p}{U_s} = \frac{I_s}{I_p} = \ddot{u}$$

Das heißt: Bei Aufwärtstransformation vergrößert der Trafo die Sekundärspannung; der entnehmbare Sekundärstrom ist dafür kleiner als der Primärstrom.

Wir können den Merksatz 3 auch folgendermaßen schreiben:

$U_p : U_s = I_s : I_p$. Aus Merksatz 1 wissen wir schon: $U_p : U_s = w_p : w_s$. Kombinieren wir beide Formeln geschickt in eine Formel, so können wir das Stromverhältnis durch das Windungszahlenverhältnis ausdrücken: $I_s : I_p = w_p : w_s$. Die Ströme verhalten sich also umgekehrt wie die Windungszahlen. Weil $w_p : w_s = \ddot{u}$ ist, ergibt sich dann $I_s : I_p = \ddot{u}$. Die Verhältnisse sind noch einmal in dem Schaubild **Abb. 2** dargestellt.

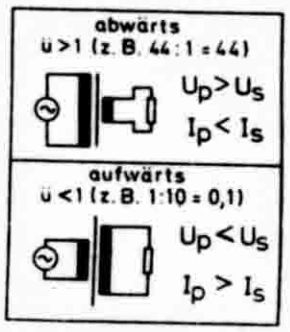


Abb. 2

Wir merken: (4):

Ströme und Windungszahlen

Bei Abwärtstransformation verkleinert der Trafo die Sekundärspannung, der entnehmbare Sekundärstrom ist dafür größer als der Primärstrom.

Die Ströme verhalten sich umgekehrt wie die Windungszahlen.

$I_s : I_p = w_p : w_s \qquad I_s : I_p = \ddot{u}$

Übungsfragen und Aufgaben:

11. In welchem Verhältnis stehen Aufnahmeleistung und Abgabeleistung eines idealen Transformators? 12. Ein Heiztrafo versorgt in einem Empfänger 8 Röhren EF 80 (je 6,3 V 0,3 A) in Parallelschaltung mit Heizleistung. a) Wie groß ist die Heizleistung? b) Wie groß ist die Primärleistung? 13. Der Netztrafo einer PA-Stufe hat ein ü von 1 : 10. Der Primärstrom wird mit 5 A gemessen. a) Wie hoch ist die Sekundärspannung, wenn das Netz 220 V hat? b) Wie groß ist die Abgabeleistung? c) Mit welcher Stärke fließt der Sekundärstrom? 14. Für einen Trafo sind folgende Angaben bekannt: Primärspannung 220 V. Sekundärspannung 16 V. Sekundärwindungszahl: 100 Wdg. a) Wieviel Windungen hat die Primärspule? b) Auf wieviel Windungen muß die Sekundärspule abgewikkelt werden, um 4 V zu erhalten?

---

und -Transceivern benutzt werden kann. Wie ausgeführt, kann man, mit Ausnahme von Oszillatoren und Leistungsstufen für alle Funktionen SL-600-IS benutzen. UKW- und UHF-Geräte können ebenfalls mit SL-600-IS in allen Stufen gebaut werden, mit Ausnahme der Hf- und Mischerstufen. Diese IS machen den Entwurf von AM- und SSB-Transceivern extrem einfach und den Aufbau leicht **(Abb. 11).**

Integrated-circuit audio filters

In *TT* (May 1970) some ideas were given on using integrated circuits to make audio filters, including an arrangement from *Handbook on RC Active Networks*, drawn to our attention by Bob Whelan, GW3PJT. It was then noted that the possibility existed of varying the centre frequency of the filter by means of a two-gang potentiometer. One of those who took up the challenge offered by this circuit was John Rabson, G3PAI. As a result he has recently published a detailed analysis of the basic circuit and various modifications in *Drain and Source* (December 1970), the newsletter of the University of Essex Radio Society, edited by R. A. Gape, G8DQX. It is not intended here to reprint this analysis but merely to reproduce the circuit as he finally developed it: see Fig 7. This represents a practical variable bandwidth, variable centre frequency active filter, each control being in the form of a dual-gang potentiometer. This filter looks very promising for cw operation and possibly of use also in the lower-Q settings for ssb reception. It is all based on the popular 709 operational amplifier ic, widely available at low cost. G3PAI suggests that the circuit as shown is suitable for centre frequencies from about 300 to 3,000Hz. If for any reason you want to extend this up to about 10kHz, the type 741 operational amplifier would be more suitable (depending on the maximum value of Q required) and this device is even less likely to be unstable than the 709.

G3PAI also notes that "if you can tame it, there is no reason why in principle the circuit should not be used at frequencies up to 2MHz with the type 702 device, assuming that internal phase-shift effects are allowed for". This presumably would offer possibilities for providing a variable i.f. amplifier. For the circuit shown, Rc should be adjusted experimentally to compensate for the finite output impedance of the 709 and tracking errors in the 5kΩ dual-pot. G3PAI indicates that a value of 27Ω can provide a useful starting point.

An alternative audio filter, also based on an ic operational amplifier, has been developed by Sim Weir, GM3SAN: Fig 8. This has proved its value even on an FT DX500 fitted with a good 400Hz filter and also, of course, on transceivers fitted only with a 2·4kHz ssb filter. GM3SAN writes:

With S1 opened the μA702A operational amplifier functions as a normal pre-amplifier between the headphone jack and a pair of low-impedance headphones. To develop a specific frequency response characteristic, the feedback path includes a twin-T frequency selective network. This is a rejection filter with a high impedance at its characteristic frequency; this means that the feedback is minimum at this frequency, with gain of the amplifier maximum. RV1 functions as a bandwidth control, and with a 50K pot the bandwidth can be varied from about 15Hz to 200Hz as measured

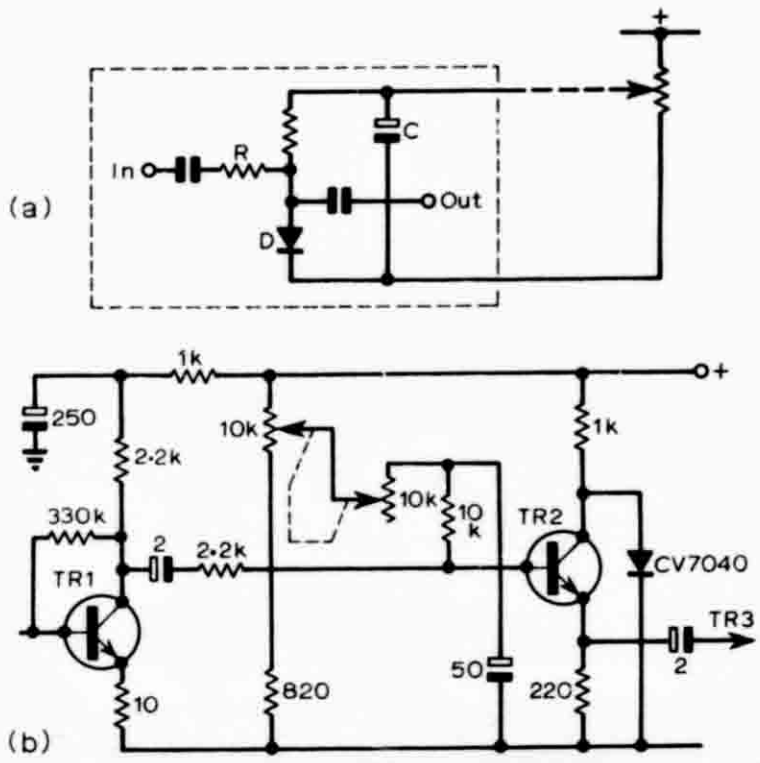


Fig 6. (a) Basic arrangement for using diode as voltage variable resistor. (b) Part of an amplifier in which TR2 is used as voltage variable resistor (all transistors type 2N3933)

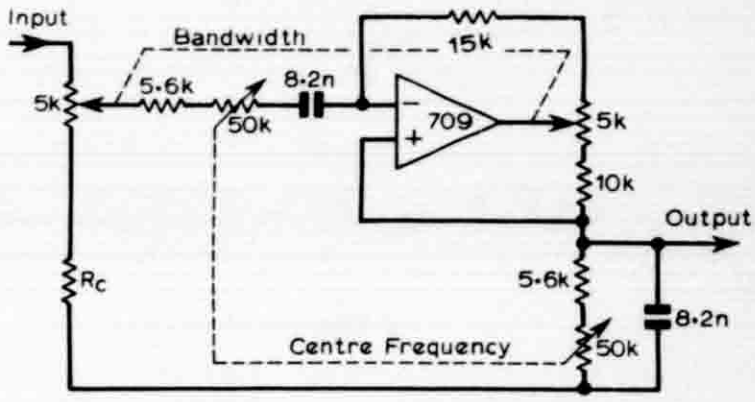


Fig 7. G3PAI's bandpass active filter using single integrated circuit. For additional connections to the operational amplifier see *TT* May 1970

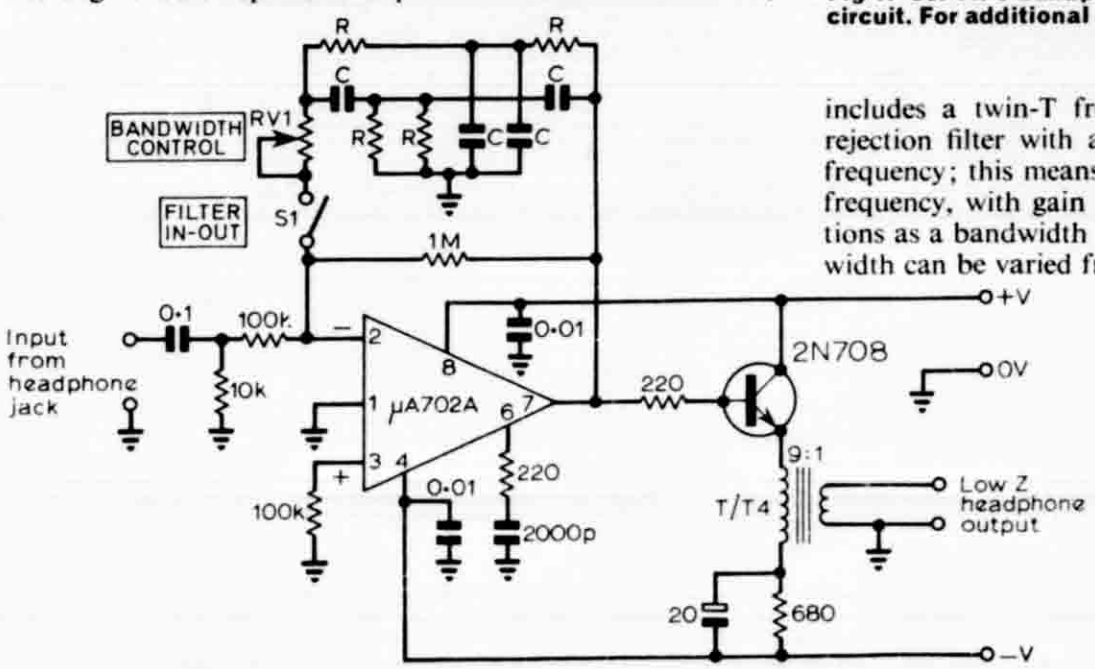


Fig 8. GM3SAN's bandpass cw filter. For a centre frequency of 740Hz, R is 4·7kΩ and C is 0·047μF. For any other frequency, f is 1/(2π RC). When RV1 is 50kΩ bandwidth variable from about 15 to 200Hz

on a home-built digital frequency meter. A greater range of control could be achieved by increasing the value of RV1 without affecting the minimum bandwidth which will depend on the degree of component matching in the twin-T network.

The series RC network on pin 6 of the ic should not be omitted as this is required for frequency compensation. Equally important, says GM3SAN, is power supply by-passing, as positive feedback through excessive impedance in the supply can cause oscillation at very high frequencies; by-passing the power supplies immediately adjacent to the lead-out wires on the ic with 0·01μF low-inductance capacitors should eliminate any tendency to this type of instability. He mentions that although he has not tried using a type 709 device there is no reason why this should not work equally well though it has different connections and requires different frequency compensation components. A type 702A is not capable of supplying the current required to operate 8Ω headphones so a 2N708 transistor amplifier is added, and the arrangement shown proved the best compromise between simplicity, power output and battery consumption; it can provide more than adequate audio for modern 8Ω headphones. Total consumption is under 20mA from two PP9 batteries or a small ac supply using the bridge rectifier, zener splitting technique shown in *TT* (April 1970). In either case the total voltage between pins 4 and 8 of the ic should not exceed 21V. The T/T4 transformer is made by Radiospares (available from Henry's). *RADIO COMMUNICATION*

SINGLE CONVERSION TWO METER FM RECEIVER

Bill Hoisington K1CLL

The following is a description of a build-it-yourself two meter FM receiver using two new components to achieve a single conversion job for narrow-band FM amateur use. It produces plenty of good, clean af from a total transmitter deviation of 10 kHz.

The Trend to Multi-Function IC's

Once again the broadcast industry has created a component of considerable interest and utility to amateurs. This is the RCA 3089E chip, in a plastic 14 pin case, ¾ x ¼ x 1/8 in., containing some 63 transistors, 30 resistors, and 14 diodes. The major block functions and transistor count in each follows: i-f amplifier (22); quadrature FM detector (10); audio preamp (13); level detector and meter circuit (15); squelch drive (4); bias supplies (10); agc buffer (1). The price of all this? . . . $3.63.

The Trend to Ceramic or Crystal Filters

This has led to a unit ¾ long x 3/8 in. thick, in a two pin metal case, which furnishes all the selectivity needed for narrow-band FM in the i-f section. This little tin can takes the place of quite a number of tuneable coils and stays right there on frequency at 10.7 MHz. You can't change it even if you want to. It works!

Receiver Block Diagram

Figure 1 shows how simple it all is (?). Here we are back again with a single conversion, after decades of double and triple conversion jobs. The individual circuits of each block, the rf, mixer, L.O., i-f and af, are all shown in detail, with two-terminal connections between each block, so no overall schematic is needed. Many pages could be written on the philosophy of design, but this is a construction article, so here we go right into the thick of it.

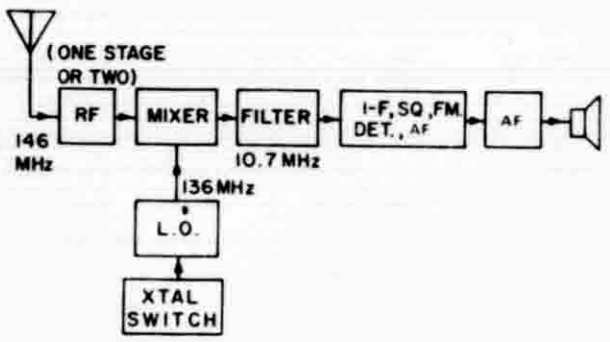
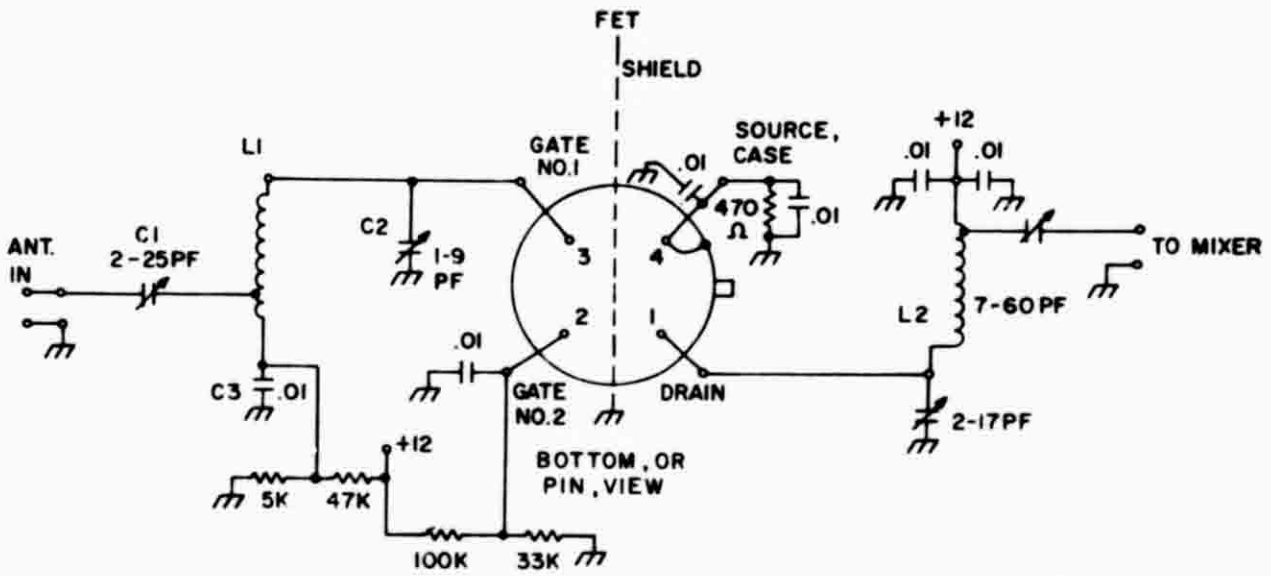


Fig. 1. Block diagram of 2m FM receiver.

The Tuner

Figure 2 shows the rf stage schematic using the "insulated protected dual gate metallic oxide semiconductor field effect transistor" (to give its true full name). You can treat these little gems almost like a tube. The "almost" refers to the need for fixed bias as well as self bias if you want maximum gain as well as anti-spurious, anti-inter-



C1 TRIM. 2-25 P.F.
C2 JOHNSON TYPE M, 9 PLATE
L1 = 4 TURNS COPPER NO. 14, 1/2" O.D., 3/4" LG., TAP AT 1/2 T.
L2 = 3 TURNS, TAP AT 1/2T, AS L1

NOTE 1 PIN 4 MUST BE BYPASSED WITH AS NEAR ZERO LENGTH LEADS AS POSSIBLE

NOTE 2 ANY GOOD UHF OR VHF FET, 3N200, 40819, 40673, OR SIMILAR

Fig. 2. FET rf stage.

modulation, and anti-overload characteristics all in one tiny package. These features are aided by *separate* bias adjustments for each of the two gates. While this is optional and not critical, it helps.

There is one place in the rf stage you must pay attention to in order to allow full gain without neutralization. You must use the shortest possible leads and low inductance capacitors (preferably no leads at all) on the source bypassing. This is the transistor element similar to a cathode or an emitter. If you don't, it will oscillate when lightly loaded. Fortunately gate No. 2 is so arranged internally that it acts as a shield, somewhat in the manner of the screen grid of a tube. Use short lead bypassing also, although it is not as critical as the source.

With these precautions the FET stage will give high gain and low noise without neutralization. One rf stage is shown, but another can be used for maximum sensitivity and minimum noise figure.

Mixer

This is another dual gate job, with the nice feature of having the signal on one gate and the L.O. on gate No. 2, just like two grids in the old mixer tubes. Here is where careful adjustment of *both* fixed bias voltages will pay off in rejection of spurious, intermodulation, and overloading. You can leave it as is in the schematic, or make checks yourself if special conditions occur at your location. One thing I found (there are always things to trip you up which are not "in the book") that you should watch for, is oscillation due to the fixed bias on gate No. 2 being too high.

Testing of Front Ends

In order to get everything right, promote smooth tuning and operation, determine best component values, whether or not any component or voltage is critical, and to find out in general what makes a given circuit tick, I use a broad-band, low sensitivity i-f for the first go around. With the rf stage in front of the mixer this was simply an AM detector tuned to 10.7 MHz, a dc meter, and plenty of audio. With no limiting, no FM, everything you do to the front end shows immediately. This method also accommodates easily to a low cost signal generator, whose attenuation is never sufficient for a sensitive receiver.

Final Word on Gate No. 2 of the Mixer

Reworking the component values for the mixer, I again ran into oscillation when the dc bias was too high, this time showing up in the rf stage, even though there was no trouble there. So keep your eye on gate No. 2, it's a little touchy if you try to raise the mixer gain by too much bias. It does go up that way but being a form of regeneration, it

rapidly becomes unstable. A good stable second stage of rf is much better – and safer.

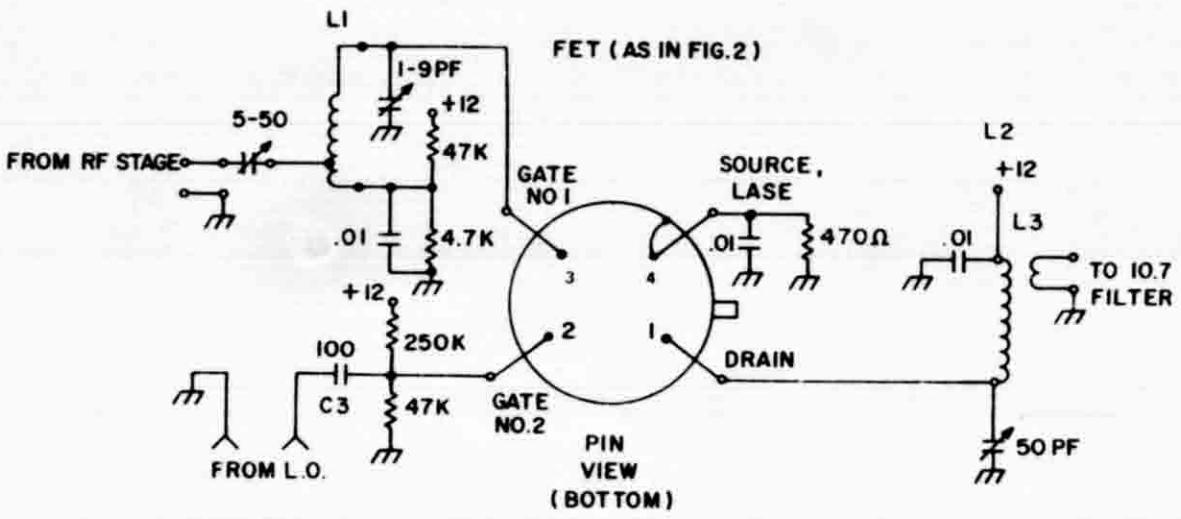
For maximum mixer sensitivity use plenty of L.O. power and gate No. 2 will operate fine without any dc bais. Just use a 47K resistor to ground.

Local Oscillator

This 45.3 MHz crystal oscillator and tripler to 136 is more or less standard, with the exception of the electronic switching of the different channel crystals. Building diode switching into the rig from the start allows you to put the switch anywhere you wish, one of such places being on a small panel under the dash of a car while the rig is out of sight back in the trunk or a similar concealed location. Some number of crystals should be decided on, such as 6 or 12, or leave enough space to install later as many as you decide to use. With this type of channel receiver no other type of tuning is available, so plan ahead.

Figure 4 shows the circuit, and if you haven't yet worked with electronic switching, don't let it worry you, it works. The switching diode is simply in series with the crystal; or rather, there is a diode in series with each crystal, and if no dc is applied to the diode to turn it on, the oscillator feedback path is cut off. When one of the diode resistors is grounded, making it conductive, current flows through the diode and, presto, you're on the air. Yes, there is some attenuation through a single diode, but inasmuch as L.O. power required is never very large, this is not troublesome if you provide for it. L.O. "tweaking" is provided by capacitor C1, which also is in series with the crystal. C2 also provides some frequency adjustment to the precise center of a given channel. Remember that between various rig and crystal manufacturers, quite a few cycles of variation can be expected – and indeed shows up – between what one considers to be, for example, "146.940 MHz" and the next. Presumably, a properly functioning counter can be used to correct this problem. However, I present the following two facts: Almost all rig makers install tweaking capacitors, and expensive ones at that, on both receivers and transmitters; secondly, two of the strongest repeaters I receive here on "146.940' heterodyne each other at something like 500 cycles. So put those tweakers in your rig, too.

You have only one conversion to think about in this receiver, but then you do have the sharp filter to consider. This is up to the maker, of course, and the first one I tested was well within the capability of the two tweaking capacitors mentioned above. The user (you) will probably think that for around $10 the manufacturer should be able to put it right on frequency, but if you have ever tried to make and sell something for "anybody" to use, you know there is



L1 = 3T. COPPER, NO. 14, 3/8"O.D., 1"LG., TAP AT 3/4 TURN FROM LOW END

L2 = 50 TURNS, NO. 34 DCC ON PHENOLIC FORM 1/8"O.D., 1/2 LG. WITH 6-32 IRON CORE TUNING SLUG OR SIMILAR. TUNE TO 10.7 MHz

L3 = 3 TURNS

Fig. 3. FET mixer stage.

another side to that story. At any rate, it works, and works well.

The tripler gives out with plenty of 136 MHz power, although you must get this into the second gate in proper fashion. After trying various types of cable connections, I found it better to go right into the gate from the top – or hot end – of the tripler coil. Of course, be very sure that the tripler *is* on 136 MHz by using a grid dipper or tuned diode to check this. Do *not* rely on a sensitive receiver. It is best to couple the tripler output into a diode receiver and meter, with audio to check on spurious, and test carefully for smooth tuning of both oscillator and tripler and also for switching and power. Do *not* allow marginal operation anywhere along the line such as "just on" or "just enough power" which will surely cause you trouble later on with a low battery, aging, etc.

The 10.7 MHz Filter

There is not much you can do to this one. It only has two terminals on it, one input and one output, and a ground connection and absolutely no tuning. It's well worth the price if you consider the alternatives of a lot of i-f coils plus tuning up.

The i-f, Detector, and af Preamp Block

The RCA CA 3089E FM i-f system is quite a device, for my money. The internal block diagram is shown in Fig. 5. This little ¾ x ¼ in. flat pack is of course the heart of this whole receiver. The moment I hooked it up and threw the switch, things happened, with no waiting around. Plenty of "interstation" noise, because I always leave the squelch until last, and tremendous sensitivity at the input. One inch or so of wire touched to the input and SW stations all over the world start piling in. With everything flat on a copper clad baseboard and/or in a metal box, it works fine for 3 dB points. This is for the i-f alone, without the front end. FM demodulation is by quadrature detection (of which more later). A logarithmic type meter output (S meter) is buffered, and the delayed agc for the rf is, also. AFC, which you may not use right away, is also brought out, and last but not least the squelch noise amplifier is included as well as the proper af input for the dc it produces.

The quadrature detector deserves and gets special mention here. When used in a BC FM set, its single tuned coil is shunted by a resistor and it is fed from the i-f by a choke coil in order to demodulate total deviations 150 kHz. To demoduate narrow-band FM, down to a total deviation of not more than 10 kHz, a high Q coil, no resistor, and a low value capacitor to the coil from the i-f must be used. The quadrature type detector used instead of a discriminator has seen long service in TV work. It functions, simply put, by virtue of its high Q which stays more or

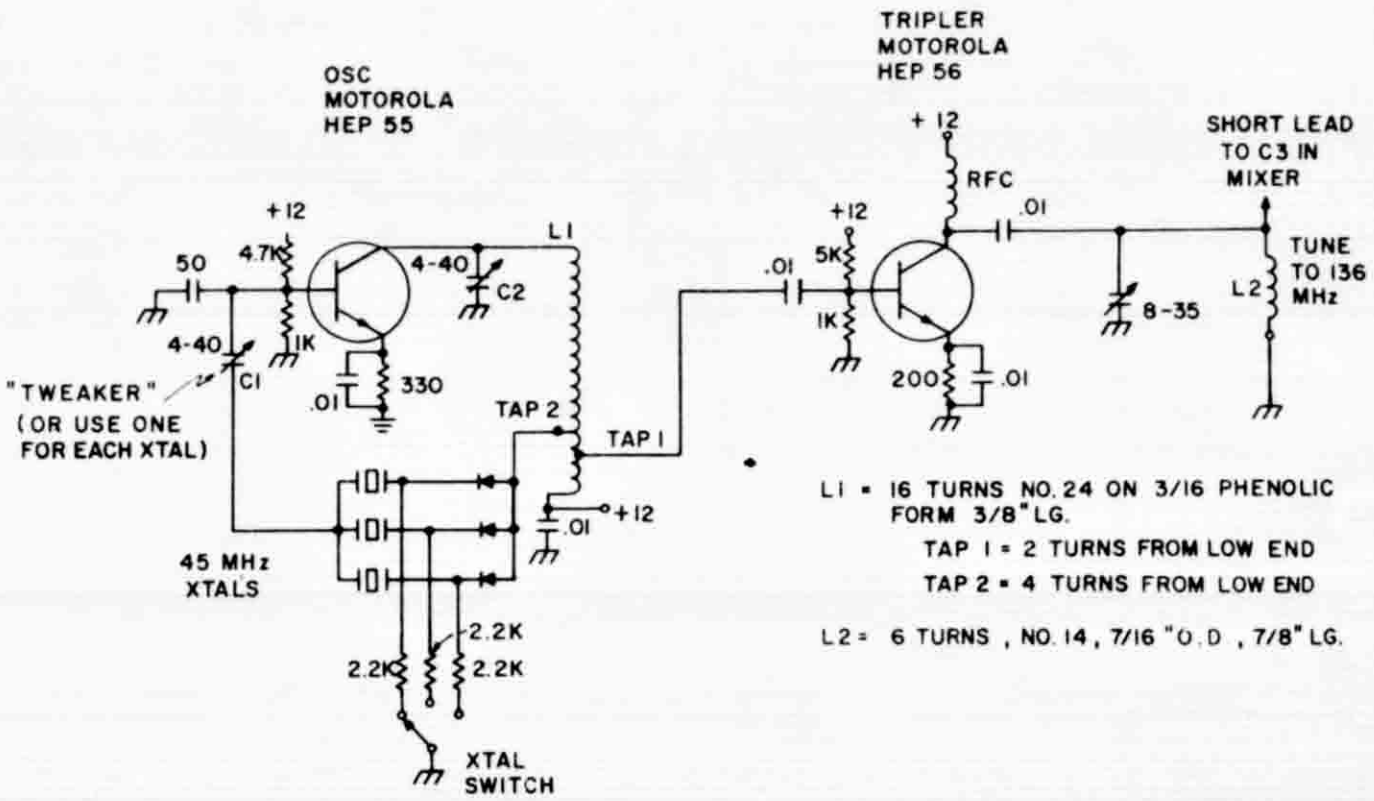


Fig. 4. Oscillator and tripler.

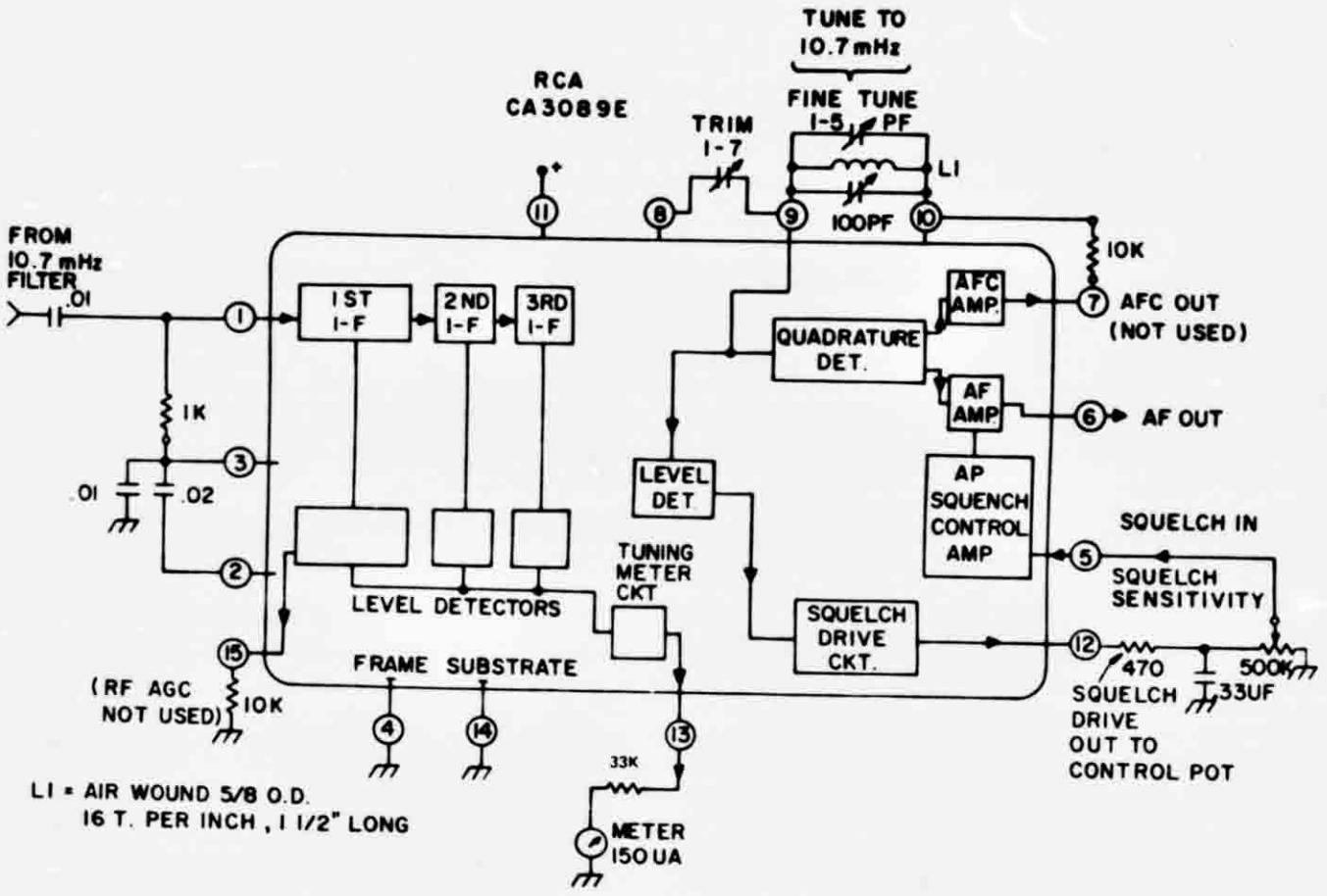


Fig. 5. I-f, audio, and squelch connections to CA3089E.

less on frequency – 10.7 MHz – while the incoming signal dances up and down with FM modulation above and below, unbalancing the detector which then produces nice, clean audio.

In order to do this correctly, the high Q coil must be tuned in exactly at the right spot, at 10.7 MHz, with a precision of a few hundred cycles at least. Actually, in practice, it isn't all that difficult. I just use a small fine tuning capacitor of 5 pF across the main 100 pF capacitor recommended for high Q, and on repeater voice modulation it is no more difficult than tuning a good receiver. And of course you then leave it that way. The series capacitor can be used to sharpen this tuning or broaden it, as you wish. Then it also is left alone. I'm just giving you some of the fine points of tuning up the quadrature detector, which is actually easier than tuning up a discriminator.

Just for fun, Fig. 5 shows you the various functional blocks in that miracle chip. Those "level detectors" shown are summed and sent to the tuning meter. This produces tuning indication even on strong signals, which are limited out at the detector. Detector "side-tuning noise" is greatly reduced by its careful application, all done internally for you by RCA to the squelch output, a nice feature. I recommend RCA Application Note ST-4698, "Advances in FM Receiver Design" for a more detailed description of everything that goes on in those 63 transistors in that little box. *(RCA/Solid State Division, Somerville, N.J. 08876)*

AF

This is the old story here, the tried and true one watt Amperex TAA-300. You can use your own favorite af if you have one. Five watts might be a little better in a noisy car. The Amperex is flat from 25 Hz to 25 kHz, leaving you plenty of room to trim response as you wish.

Results

I have logged so far 13 repeaters here, up to about a hundred miles, with a 38 in. piece of vertical aluminum, gamma matched to some 50 ft of ten-year-old 58/U cable.

This is a practical and working single conversion two meter amateur narrow-band FM receiver. It has been constructed and tested and circuit details furnished for the do-it-yourself crew.

P.C. boards are available from Bill Hoisington.

Swiss DX Century Club Membres (DXCC)

Offizieller Stand, November 1973

HB9J	350	HB9OA	193	HB9ALE	123	HB9ABU	105	HB9ZU	249
HB9MQ	344	HB9AOU	191	HB9ADC	122	HB9FD	105	HB9KU	236
HB9KB	334	HB9RB	183	HB9AGI	122	HB9EQ	104	HB9ADE	206
HB9TL	333	HB9CX	182	HB9AHL	121	HB9SJ	104	HB9TE	204
HB9MO	326	HB9ADP	179	HB9FE	120	HB9PP	104	HB9FE	202
HB9EU	325	HB9QU	172	HB9EC	120	HB9AHS	104	HB9MD	196
HB9PL	325	HB9ADD	170	HB9ARL	120	HB9ADE	104	HB9EU	181
HB9EO	322	HB9ANR	170	HB9RM	119	HB9AAX	104	HB9RB	180
HB9DX	311	HB9PQ	169	HB9ADM	119	HB9HC	103	HB9LA	170
HB9JG	307	HB9FU	167	HB9ASK	113	HB9NO	103	HB9QC	158
HB9AHA	307	HB9MU	165	HB9IL	112	HB9OQ	103	HB9BR	147
HB9MD	282	HB9AAW	165	HB9MC	111	HB9LN	103	HB9JW	146
HB9X	279	HB9ZE	162	HB9FI	110	HB9SO	103	HB9NT	144
HB9NL	264	HB9ZT	162	HB9APF	109	HB9ABH	103	HB9AKQ	141
HB9UL	264	HB9ACM	162	HB9OD	109	HB9AJI	103	HB9FU	131
HB9AAF	261	HB9IM	161	HB9EI	109	HB9OK	102	HB9RS	131
HB9AIJ	255	HB9DO	161	HB9KO	109	HB9ABO	102	HB9ACQ	127
HB9IK	252	HB9HZ	160	HB9FT	108	HB9BX	101	HB9ALE	124
HB9MX	250	HB9ANZ	155	HB9GN	108	HB9EK	101	HB9VJ	121
HB9NU	249	HB9NT	153	HB9AIM	108	HB9EW	101	HB9DY	120
HB9TT	246	HB9UE	151	HB9AQF	108	HB9RK	101	HB9AMV	120
HB9ET	240	HB9DI	150	HB9IH	107	HB9DH	100	HB9X	112
HB9KC	239	HB9CE	148	HB9MW	107	HB9WH	100	HB9US	112
HB9TU	238	HB9AAH	143	HB9PM	107	HB9XO	100	HB9ASK	112
HB9RX	233	HB9AGO	143	HB9PQ	107	HB9AAG	100	HB9CX	109
HB9QO	226	HB9ABN	140	HB9ALB	107	HB9ARL	100	HB9DT	109
HB9AT	225	HB9DK	139	HB9AJU	107	HB9AQW	100	HB9JZ	107
HB9TE	222	HB9ACQ	139	HB9CS	106			HB9AQF	106
HB9AMO	222	HB9DB	137	HB9KP	106			HB9HM	102
HB9YL	221	HB9AHF	134	HB9ADO	106	**FONE**		HB9APF	102
HB9T	220	HB9RS	130	HB9AFI	106	HB9J	342	HB9ALB	101
HB9UD	204	HB9NY	129	HB9AC	105	HB9TL	337		
HB9BJ	200	HB9IX	126	HB9BZ	105	HB9AHA	300		
HB9US	198	HB9P	125	HB9PV	105	HB9AAA	276		(HB9MQ)

NEU IM SEKRETARIAT

USKA-Abzeichen, selbstklebend
Insigne USKA, d'auto-collant 10,5×5 cm Fr. 1.50

Das Sekretariat bleibt vom 16. Februar bis 2. März 1974 geschlossen.

In Memoriam HB9JZ — Hans Paul Wipf

Leider erlaubt der hier zur Verfügung stehende Raum nur eine stichwortartige Würdigung der Persönlichkeit des Verstorbenen. Doch zeigt wohl diese Raffung noch eindringlicher seine ungewöhnlich breitgefächerten Fähigkeiten, Interessen und Kenntnisse auf.

Geboren im November 1900, Sohn des aargauischen Hochbaumeisters. Aufgewachsen in Zofingen — Kantonsschule Aarau — Studium an der ETH in Zürich. 1924 Diplom als Kultur- und Vermessungsingenieur. Grundbuchgeometer in Andelfingen. 1931 Ingeniuer im Dienste der SBB. 1933 Verheiratung mit Fräulein Huldy Rüedi aus Gächlingen SH. Der Ehe entsprossen eine Tochter und ein Sohn. Stellvertreter des Banhning. SBB, Kreis Goldau. Domizilnahme in Goldau. Bau eines eigenen Heimes. 1943 — mitten im Zweiten Weltkrieg — gewählt als Bahning. obgenannten Kreises.

Aufgrund seiner Tüchtigkeit Aufstieg bis zur hohen Stufe eines Sektionschefs 1. Klasse der SBB — Hierarchie. Die ihm eigene, natürliche Autorität, gepaart mit kraftvoller Erscheinung, kam ihm zeitlebens zustatten: beruflich im Umgang mit seiner über dreihundertköpfigen Belegschaft, im Militär, zuerst als «schwerer Haubitzler», zuletzt als Major im Eisenbahn-Offizierskorps. Das hätte den meisten genügt. Für Hans Paul aber war das nur die eine Seite. Die andere galt seinen Hobbies: Ruderer und Kugelstosser europäischer Klasse, Speerwerfer, Boxer, Schwinger, Kranzschütze, leidenschaftlicher Auto- und Motorradfahrer, Camping- und Zeltlerfan, Fotograf, Filmer, Ornitologe (Fasanenzucht), Laienmeteorologe, strahlte ausgezeichnete Wetterberichte für die Radioamateure aus. Zauberer und Bauchredner, Präsident des internationalen Magischen Ringes. Gründer des Magischen Ringes der Schweiz. Spielte über zehn Instrumente, Gründer und Dirigent der seinerzeit weitherum bekannten «Grampermusik». Fasnachtsvernarrt, Organisator von Umzügen.

Ein Hobby aber, dem er bis zuletzt die Treue hielt, war dasjenige eines Radioamateurs. Das Interesse für das Übermittlungswesen geht wohl bis tief in seine Jugendjahre zurück. Kompetenter Zeuge dafür ist OM Rogg, HB9HK, auf Besuch in Zofingen. OM Rogg entdeckte bei seinem Cousin dessen antike Privattelefoneinrichtung: runde Streichholzschachtel mit eingeknüpftem Faden, der zu einem Nachbarhaus hinüberführte . . .

Mehr als dreissig Jahre später besuchte OM Wipf HB9HK in Küssnacht. Er wollte sich über das Radioamateurwesen orientieren lassen. Einiges davon war zwar bereits in seinen Empfänger hineingeraten. Im Laufe der Unterhaltung stellte man mit grosser Erheiterung fest, dass sich die seinerzeitige Telefon-Gegenstation im Zimmer des nachmaligen HB9JZ befunden hatte!

Nach kaum dreimonatiger «Lehrzeit» im Morsen und dem Studium des theoretischen Teils erwarb sich Hans Paul — im Alter von bereits 50 Jahren — die Amateurlizenz. Auch hier kannte er keine Halbheiten: CW, AM, SSB, FM, SST, RTTY. Die ungünstige Abstrahlungslage von Goldau veranlasste ihn zum Bezuge eines Ausweich-QTH, vorerst auf Rigi-Kulm, später im Aargau. Hans Paul hatte das Glück, eine Familie zu besitzen, die seinem unerhörten Tätigkeitsdrang grosses Verständnis entgegenbrachte. Sohn Hansruedi ist übrigens auch Amateur und hin und wieder unter dem Rufzeichen HB9ABL zu hören.

Am 6. November 1973 hat uns Hans Paul auf immer verlassen, während langen Jahren gepflegt und umsorgt von seiner lieben Gattin. Mike und Taste von HB9JZ sind einsam geworden. Im verlassenen Shak hängen die Amateurdiplome. Sie sind Erinnerung geworden, Konzentrate der regen Amateurtätigkeit. Unzählige seiner stets farbenfrohen, ideenreichen QSL-Karten in aller Welt zeugen ebenfalls davon.

Zurück bleibt die Familie, Gemahlin, Kinder und Kindeskinder, denen wir hier nochmals unser herzliches Beileid versichern. Zurück bleiben aber auch all' die Radioamateure, die ihn gekannt und geschätzt haben, als OM, als aufrechten Menschen. Das Andenken an unsern lieben HB9JZ wird in unseren Reihen fortleben, solange, bis auch uns von höchster Leitstelle aus «QRT» geboten wird.

Josef Kaiser, HB9BQ

Beim Sekretariat erhältlich	**Disponibles au secrétariat**
Logbücher / Logs	
Normal USKA-Log	Fr. 4.—
Log normal de l'USKA	
Kleinlog für 1000 QSO's	Fr. 3.—
Petit log pour 1000 QSO's	
Briefumschläge / Envelopes	
Format C 6, mit Aufdruck USKA, 500 Stück	Fr. 36.20
Format C 6, avec en-tête USKA, 500 pièces	
Format B 5, mit Aufdruck USKA, 250 Stück	Fr. 36.20
Format B 5, avec en-tête USKA, 250 pièces	
Abzeichen / Insignes	
USKA-Abzeichen mit Anstecknadel	Fr. 4.—
Insigne USKA avec épingle	
USKA-Abzeichen für OM's	Fr. 4.—
Insigne USKA pour OM's	
USKA-Abzeichen, selbstklebend (10,5×5 cm)	
Insigne USKA, d'auto-collant (10,5×5 cm)	Fr. 1.50
USKA-Rhombus, Klischee 22×10 mm, Ausleihe pro Monat	Fr. 3.50
Cliché losange USKA, 22×10 mm, prêt par mois	
The Radio Amateur's World Map, 91,5×128,5 cm	* Fr. 11.80
Great Circle Chart of the World, 70×72 cm	Fr. 3.80
Taschenbuch für den Kurzwellenamateur	Fr. 6.30
Agenda de l'amateur d'ondes courtes	
Adressliste der HB9-Stationen (Aktivmitglieder)	Fr. 4.—
Liste d'adresses des stations HB9 (membres actifs)	
Werbebroschüre «Was ist Amateur-Radio?»	gratis
Brochure de propagande «Qu'est-ce que le radio-amateurisme?»	gratuite

Preise inklusive Porto und Verpackung
Port et emballage inclu.

* Plus Versandrolle

Voreinzahlung auf Postcheckkonto 30 - 10397, USKA Bern
Paiement d'avance au CCP. 30 - 10397, USKA Bern.

Die praktischen
PLASTIKATSCHEN für QSL-KARTEN
Pro Set für 10×10 QSL-Karten **Fr. 4.70** vorausbezahlt.

ACHTUNG! Der Vorrat zum alten Preis beträgt noch 46 Set. Nachher muss mit einem Aufschlag von zirka 4 bis 6 Fr. pro Set gerechnet werden.

Bestellungen an: Joe F. Keller, P. O. Box 21, 6020 EMMENBRÜCKE/Sprengi
Postscheck: 60 - 60495 Luzerrn.

Hambörse

Zu verkaufen: Nato KW-Empfänger BC 652 in gutem Zustand. 2+6 MHz in 2 Bereichen. Eichgenerator 20+100 kHz. 11 Röhren Netzteil 220 V eingebaut. Preis Fr. 200— Ferner: CW Sender, 60 Watt. Modell EICO 723. Alle Bänder. Vorschalt-Trafo. 220/117 V. Ungebraucht, mangels Lizenz. Preis Fr. 100.—. Telefon nach 18 Uhr: 032 42 22 05.

Zu verkaufen: Heathkit CW/AM TX DX-35 mit homemade VFO und HF-junction Box: Electronic TX/RX Switch-CW/Phone Monitor. Fr. 200.—. E. R. Berger, 01 35 75 47 abends.

Verkaufe: HEATH SB 100, 5-Band SSB/CW Transceiver mit Netzteil HP 23. Telefon 01 96 92 29.

Verkaufe: ab Lager Littau: neue Hy-Gain Antennen. 12AVQ, 10-15-20, Fr. 135.—. 14AVQ-WB, 10-15-20-40, Fr. 210.—. TH3Mk3, 3-el., 10-15-20, Fr. 750.—. Balun BN-86, Fr. 60.—. Balun f. Dipol, 1 KW PEP, Fr. 35.—. Günstig: Div. Drake Occ. wie R-4, R-4A, R-4B, T-4XB, AC-3. Ferner: neuwertiges SRC-4300, 70 cm txcvr, 3 D+1 S Kanal bestückt, Preisidee Fr. 1000.—. HAM-CLINIC, Telefon 041 23 99 83 abens.

A vendre: Récepteur TRIO JR599S, bandes 160 m - 2 m, +11 m et WWV. Tous filtres à quartz inclus. CW/LSB/USB/AM/FM. Etat impeccable, comme neuf, fr. 1200.—. O. Noverraz, Morges, HE9IDB, téléphone 021 71 69 16.

Zu verkaufen: Heathkit RX HR-10 BE mit Eichquarzgenerator HRA-10-1 Fr. 200.—. Telefon 034 2 52 21.

HAM-KLINIK

HB9ADP ex 5A1 TY

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den SSB-Spezialisten

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

HAM-KLINIK	R. L. DRAKE		TRIO KENWOOD		ROBOT SSTV	
Tel. 041 23 99 83	R-4C	1750.—	TR2200	590.—	Monitor70A	1348.—
R. L. DRAKE	T-4XC	1875.—	TR7200	995.—	Camera 80A	1348.—
TRIO KENWOOD	TR-4C	2000.—	TS515+PS	1950.—	Macrolens	235.—
ROBOT SSTV	RV-4C	475.—	TS515S+PS	2150.—	Lens f=1.4	165.—
HY - GAIN	AC-4	395.—	TS900+PS	3850.—	Lens f=1.9	110.—
CDR	MS-4	85.—	9R59 DS	600.—	Cal Tape	20.—

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!
Verlangen Sie unseren Amateur-Katalog mit Preisliste

W. Wicker-Bürki

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

70 cm TRANSCEIVERS dès frs. 300.—

Nous avons une quantité importante de transceivers PYE, type U 10 B à vendre d'occasion. Ces appareils étaient fabriqués pour la bande 450-470 MHz; mais se transforment facilement en 432 MHz.

L'appareil complet avec boîte de télécommande et câbles: frs. 500.—.
Le boîtier émetteur/récepteur seul: frs. 300.—.

Pour tout renseignement, téléphonez à M. Bowman (HB9AKY)
au 022 43 79 50 ou écrivez à
Lier Electronics S.A., 10 rue Marziano, 1227 Genève.

HEATHKIT bringt 2 m FM-Line „202"

Bausatz: Fr. 890.—

2 m-FM-Transceiver HW-202

- **Modernste Halbleiterschaltung mit 31 Transistoren, 30 Dioden und 2 ICs**
- **Uebersichtlicher und servicegerechter Aufbau — problemloser Abgleich**
- **36 Kanäle — je 6 Sende- und Empfangskanäle durch Drucktastenschalter wählbar**
- **Minimum-Ausgangsleistung 10 Watt — keine Anpassungsprobleme mehr!**
- **Ruftongenerator für 4 Frequenzen nach Wahl gegen Aufpreis lieferbar**

Technische Daten:
EMPFÄNGER — Eingangsempfindlichkeit: < 0,5 µV bei 12 dB SINAD*. **Nf-Ausgangsleistung:** 2 Watt; **Frequenzstabilität:** > ± 0,0015 %; **Spiegelfrequenz-Unterdrückung:** > 55 dB; **Nebenwellenunterdrükkung:** > 60 dB; **1. Zf:** 10,7 MHz ± 2 kHz; **2. Zf:** 455 kHz (einstellbar); **Bandbreite:** 22 kHz; **Deemphase:** —6 dB/Okt. zw. 300 und 3000 Hz; **Modulationsfähigkeit:** min. 7,5 kHz; **SENDER — Ausgangsleistung:** min. 10 Watt; **Nebenwellenerzeugung:** < —45 dB (auf Träger bezogen); **Frequenzstabilität:** > ± 0,0015 %; **Oszillatorfrequenz:** ca. 6 MHz; **Modulation:** Phasenmodulation, Hub zwischen 0 und 7,5 kHz mit sofortiger Begrenzung stufenlos einstellbar; **Tastverhältnis:** 100 % bei VSWR = ∞; **Frequenzbereich:** 143,9 . . . 148,3 MHz; **Betriebsspannung:** 12,6 . . . 16,0 V=; **Stromverbrauch:** Empfänger (bei eingeschaltetem ANL): < 200 mA, Sender: < 2,2 A; **Abmessungen:** 70×210×254 mm; **Gewicht:** 4,4 kg.

Zubehör für die HEATHKIT 2 m-FM-Line «202»:

Spezial-Netzteil HWA-202-1 — Vollstabilisiertes Netzteil in Halbleitertechnik für ortsfesten Betrieb des HW 202 ● Netzspannung 110—120 V / 220—240 V≂, 50—60 Hz ● Sekundärspannung 13,8 V= ± 1 % ● Sicherungsautomat zur Begrenzung des Ausgangsstroms auf 2,2 A. **Bausatz: Fr. 148.—**

Ruftongenerator HWA-202-2 — Einbauaggregat zur Nachrüstung des HW-202 auf vier Ruftonfrequenzen zwischen 1800 Hz und 2500 Hz mit Drucktastenwahl. **Bausatz: Fr. 115.—**

2 m-Leistungsendstufe HA-202 — Geeignet für den HW-202 und andere 2 m-FM-Steuersender oder -Transceiver mit einer Leistung zwischen 5 und 15 W ● Ausgangsleistung 20 W bei 5 W, 50 W bei 15 W FM Input ● Ein- und Ausgangsimpedanz 50 Ω ● Betriebsspannung 12—16 V= ● Stromverbrauch 1 mA ohne Signal, 7 A bei Vollaussteuerung. **Bausatz: Fr. 345.—**

HF-Wattmeter HM-2102 — Die perfekte Abstimmhilfe für jede 2m-Station ● Mit eingebautem SWR-Meter ● Frequenzbereich 50—160 MHz ● Belastbarkeit 250 Watt ● Nennimpedanz 50 Ω. **Bausatz: Fr. 148.—**

Haben Sie nicht schon lange auf diese Geräte gewartet? Konzept und technische Daten entsprechen den Vorstellungen des anspruchsvollen Amateurs. Am besten bestellen Sie gleich jetzt und sichern sich damit kurze Lieferfrist zu.

Schlumberger

Showroom — Beratung — Vorführung — Service
Schlumberger Messgeräte AG, Abteilung HEATHKIT
Badenerstrasse 333, 8040 Zürich, Telefon 01-52 88 80

AZ 3652 Hilterfingen

HERRN HB9AVC 1546
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