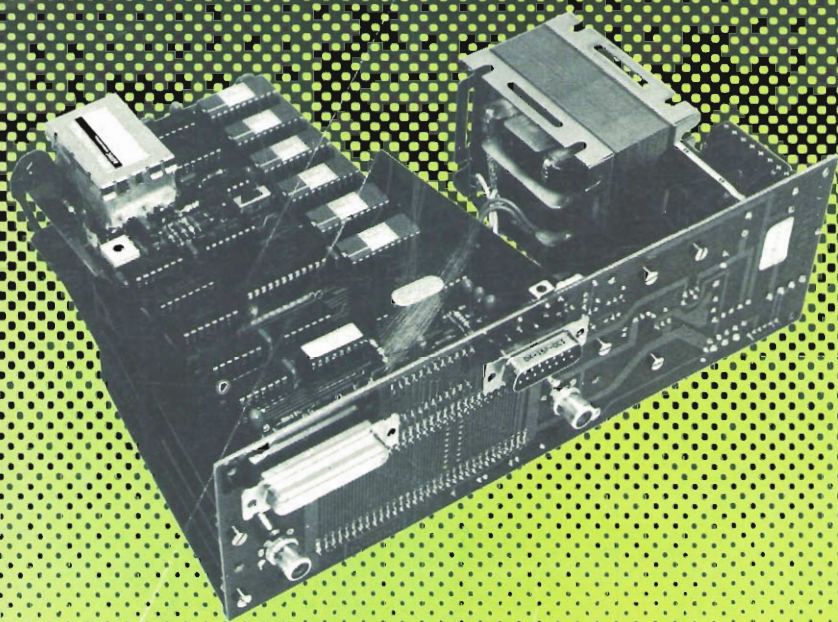


L. 1800

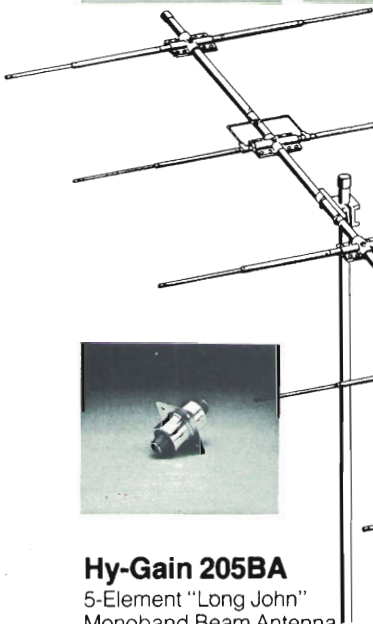
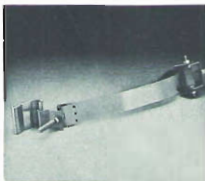
XELECTRON

SUPPLEMENTO A **EE** ELETTRONICA N.3



sped. in abb. post. g. III

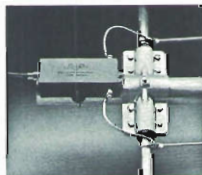
- "CALYPSO" converter • sintonia numerica •
- antenna "fuggens" • microvoltmetro cc-ca •



Base \$ 850

12 AVQ	Vert. 10/15/20	Mod. 384	57.260
14 AVQ	Vert. 10/15/20/40	Mod. 385	93.280
16 AVT WB	Vert. 10/15/20/40/80	Mod. 386	141.280
TH 3 MK 3	Beam 3 El.	Mod. 388	306.620
TXSDX	Beam 5 El.	Mod. 387	359.960
TH 6 DXK	Beam 6 El.	Mod. 389	439.960
HY QUAD	Cubical Quad 2 El.	Mod. 244	386.620
DB 10/15 A	Beam 2 El. 10/15 m	Mod. 330	206.600
2 BDC	Dipolo trap. 80/40 m	Mod. 380	79.940
5 BDC	Dipolo 10/15/20/40/80	Mod. 383	146.800
103 BA	YAGI 3 El. 30 m	Mod. 239	99.940
153 BA	YAGI 3 El. 15 m	Mod. 236	119.940
204 BA	YAGI 3 El. 20 m	Mod. 226	186.600
402 BA	YAGI 4 El. 20 m	Mod. 394	333.280
	YAGI 3 El. 40 m	Mod. 397	319.940
	Isolatore centrale	Mod. 155	7.940
	Isolatore per dipoli	Mod. 156	5.260
BN 86 Balun		Mod. 242	21.260
141	Scaricatore d'antenna	Mod. 229	79.940
105 BA	5 El. 10 m yagi	Mod. 375	173.280
103 BA	5 El. 15 m	Mod. 376	266.620
204 BA	5 El. 20 m	Mod. 377	439.960
1810	Dipolo 3 El. 10 m	Mod. 415	126.600
1810	paraauri auto	Mod. 415	15.540
1810	Ver. 10/15/20/40/80	Mod. 182	479.960
144 MHz			
GP G2 GP 5/8 onda		Mod. 338	25.260
NEW HAMCAT mobile magnetica		Mod. 262	33.260
Collinear 4 Dipoli 5/8		Mod. 725	280.740
CITIZEN BAND			
GUN DE LUXE Magnetica 10 MHz		Mod. 622	42.620
Eliminator 2 El. polar. 10 MHz		Mod. 416	107.940
BIG GUN 4 El. yagi 10 MHz		Mod. 414	239.940
HELI-CAT Magnetica Mobile		Mod. 558	26.220
LONG JOHN 5 El. YAGI		Mod. 410	141.060
INEXPENSIVE 5 El. YAGI		Mod. 411	89.940
SUPER CRL Verticali 5/8		Mod. 500	56.440

Hy-Gain 205BA
5-Element "Long John"
Monoband Beam Antenna
(for 20 meters)



L'ultima telefonata, prima dell'acquisto, indirizzata a noi... ti sarà riservata una piacevole sorpresa.

G. LANZONI

i2YD
i2LAG

Prodotti MILAG

20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075 - 544744



XELECTRON

SUPPLEMENTO  ELETTRONICA

s o m m a r i o

- 2 "CALYPSO", un converter per le frequenze più basse del mondo (Veronese)
6 Sintonia numerica (Romeo)
13 Speech Processor e filtro attivo (Bari / Risso)
per banda audio 300 ÷ 2.750 Hz
18 Transverter per 144 MHz (28 · 144) (Macri)
24 Note sulla modulazione a impulsi codificati (Anselmi)
32 videodecodificatore telegrafico (Fanti)
...qualche tempo dopo
48 Grid-Dip-Meter per sperimentatori in vena (Brachetti)
59 microvoltmetro cc-ca a vero valore efficace (Data)
71 Antenna "fuggens" (Zámboli)

indice degli inserzionisti di questo numero

nominativo	pagina	nominativo	pagina	nominativo	pagina
BARLETTA	58	FIRENZE 2	57	MARCUCCI	5
DB elettronica	4. di copertina	GRIFO	70	NOVAELETTRONICA	12
DOLEATTO	19	LANZONI	2. di copertina	VIANELLO	31
Elettronica Marche	79	LARIR	3. di copertina	STE	80

EDITORE
DIRETTORE RESPONSABILE
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna-via C. Boldrini, 22 - (051) 552706-551202
Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1968
Diritti riproduz. traduzione riservati a termine di legge
STAMPA: Tipo-Lito Lame - Bologna - via Zanardi, 506/B
Spedizione in abbonamento postale - gruppo III
Pubblicità inferiore al 70%
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA
SODIP - 20125 Milano - via Serpelli, 25 - ☎ 6967
00197 Roma - via Zerletti, 11/5 - ☎ 87 49 37
DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO
Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli
Manoscritti, disegni, fotografie,
anche se non pubblicati, non si restituiscono

s.n.c. edizioni CD
Giorgio Totti

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 18.000 (nuovi)
L. 17.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 1.800 cadauno
Raccoglitori per annate L. 6.500 (abbonati L. 6.000).
TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di
spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto
all'Editore.

SI PUÒ PAGARE inviando assegni personali e circolari,
vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400,
o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede.
Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli
da L. 100.

A TUTTI gli abbonati, nuovi e rinnovi, sconto di L. 500 su
tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 21.000
Mandat de Poste International
Postanweisung für das Ausland
payable à / zahlbar an

} edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

“CALYPSO”

un converter

per le frequenze più basse del mondo

Fabio Veronese

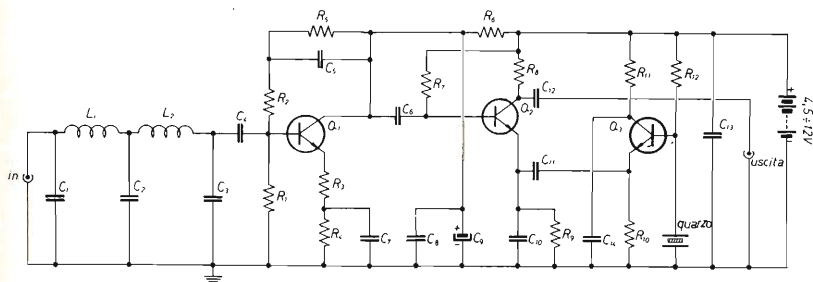
Il convertitore « Calypso » consente, con una spesa e un impegno veramente ridotti, una ottima ricezione di due gamme che non risultano coperte (o al più lo sono solo parzialmente) dai ricevitori amatoriali: le onde Lunghe (LF) e Lunghissime (VLF).

Su queste gamme si ricevono peraltro emissioni molto curiose e interessanti quali:

- le stazioni scientifiche di tempo e frequenza campione ($10 \div 100$ kHz);
- i « LO. RAN. » ($15 \div 25$ kHz);
- qualche segnale CW dai sommergibili (occasionalmente, verso i 40 kHz);
- stazioni Broadcasting da tutto il mondo ($150 \div 280$ kHz);
- radiofari marittimi e aeronautici ($260 \div 530$ kHz);
- traffico aeronavale, in CW, frequenza internazionale di soccorso (500 kHz).

Le soluzioni circuitali sono talmente elementari da non richiedere quasi alcun commento: all'entrata troviamo un doppio filtro passa-basso a « pi-greco », a valle del quale troviamo lo stadio di preamplificazione RF servito da Q_1 e munito, a garanzia della stabilità, di una rete controreattiva (R_s/C_s). L'oscillatore, facente capo a Q_3 , è aperiodico, e fornirà un buon segnale con ogni cristallo piezo oscillante sulle HF, più che sufficiente per pilotare, insieme ai segnali RF amplificati, lo stadio mixer (Q_2).

E' importante realizzare, oltre che un buon lavoro con la basetta stampata, un rigoroso montaggio meccanico: il « Calypso » andrà infatti alloggiato in uno scatolino metallico munito esternamente dei bocchettoni d'entrata e d'uscita (si preferiscano i BNC e simili!) e delle boccole per l'alimentazione. Il valore di quest'ultima non è critico: andrà benissimo una batteria piatta da 4,5 V.



R_1	1,5 k Ω
R_2	560 Ω
R_3	10 Ω
R_4	100 Ω
R_5	3,3 k Ω
R_6	220 Ω
R_7	1 M Ω
R_8	2,2 k Ω
R_9	1 k Ω
R_{10}	120 Ω
R_{11}	390 Ω
R_{12}	220 k Ω
quarzo	5 ÷ 15 MHz

$C_1 \div C_{11}, C_{12}$	1 nF, ceramici
$C_4, C_6, C_7, C_8, C_{11}, C_{13}$	0,1 μ F, ceramici
C_{10}	100 pF, ceramico
C_{14}	47 nF, ceramico
C_9	47 μ F, 16 V, elettrolitico

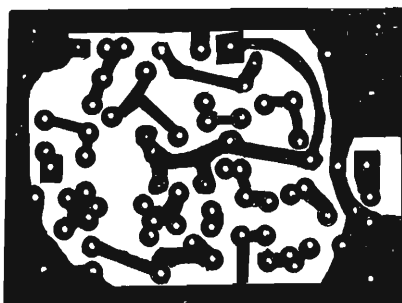
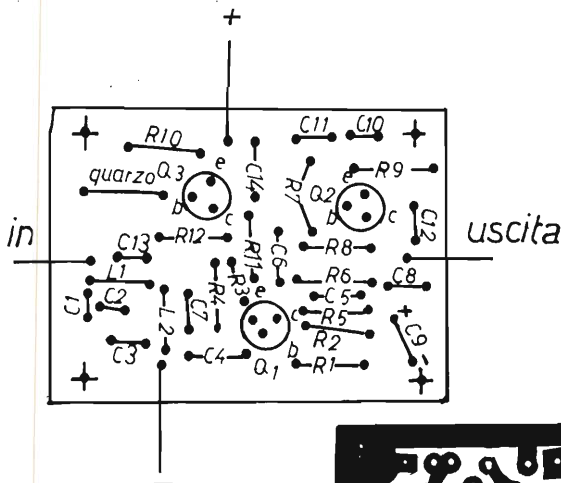
L_1, L_2	220 μ H
$Q_1 \div Q_3$	2N2222

Gamma coperta: 6,5 ÷ 750 kHz

Assorbimento: 4 mA a 4,5 V; 10 mA a 9 V; 14 mA a 12 V

Poiché tanto il circuito di sintonia RF che l'oscillatore sono aperiodici, il « Calypso » non necessita di taratura alcuna: approntato l'apparecchietto, si collegherà una buona antenna (ad esempio la « Queen Mary » - cq n. 12/80 pagina 1838) all'entrata e, all'uscita, un ricevitore che copra la frequenza di oscillazione del cristallo ± 600 kHz, si inserirà l'alimentazione e... ci si darà all'ascolto, tenendo presente che la frequenza su cui si è sintonizzati sarà data dalla differenza fra la frequenza risultante sulla scala del rx e quella del cristallo o viceversa se si sarà sintonizzati al di sotto di quest'ultima (si otterranno infatti due scale di sintonia, identiche fra loro e simmetriche rispetto alla frequenza del cristallo).

Per il miglior funzionamento, il « Calypso » va collegato a una presa di terra (conduttura idraulica, termosifone, ecc.). Ricordo infine che i risultati più brillanti si otterranno con ricevitori in rack metallico, del tipo surplus militare, mentre con rx di tipo troppo marcatamente « casalingo » la ricezione potrebbe anche essere insoddisfacente. Nella scelta del cristallo (che per economia potrà senz'altro essere di provenienza surplus) si evitino le gamme popolate dalle stazioni Broadcasting, che, a causa della loro grande potenza, potrebbero... scavalcare il converter e generare disturbi.



Il quarzo può anche essere scelto con frequenza di risonanza superiore ai 15 MHz, ma in tal caso si deve drasticamente ridurre il valore di C_{10} ; se si notassero dei fenomeni di instabilità nell'innescio dell'oscillatore, si aumenti il valore di R_2 a $680 \div 820 \Omega$.



Nuovo ricevitore Yaesu FRG 7700: tiene in memoria le tue 12 frequenze preferite per una esplorazione istantanea delle frequenze "calde".

12 Memorie

fino a 12 memorie possono essere programmate in qualsiasi punto della gamma e richiamate in ascolto istantaneamente.

Le frequenze rimangono in memoria anche ad apparato spento.

Copertura continua

per le basse medie ed altre frequenze da 0.15 MHz a 29.999 MHz.

Ricezione di tutte le modulazioni

il ricevitore FRG 7700 rivela l'AM, la SSB (USB - CSB), e il CW anche la FM.

Display digitale

lettore della frequenza e dell'ora a led digitale.

Timer

l'orologio incorporato provvisto di timer ti permette di ricevere segnali e registrarli anche quando tu non ci sei.

YAESU
LA RADIO

MARCUCCI S.p.A.

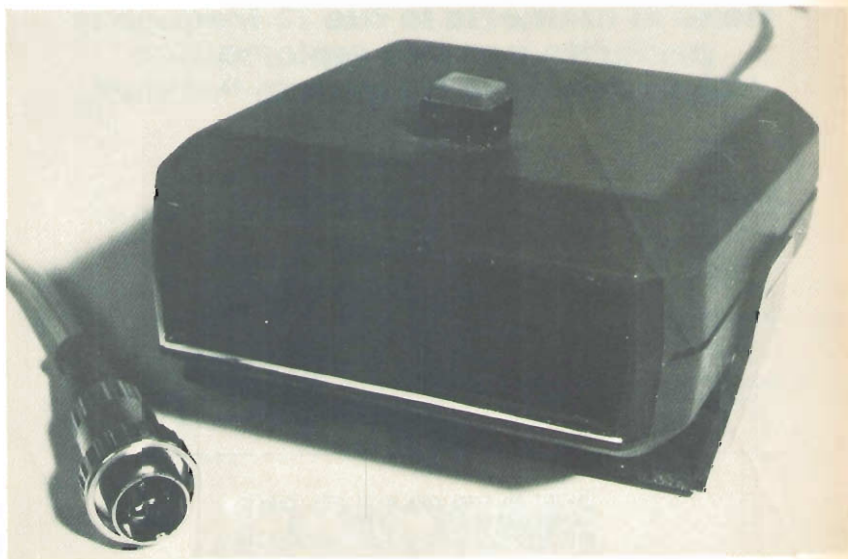
Exclusive Agent

Milano - Via f.lli Bronzetti, 37 ang. C.so XXII Marzo Tel. 7386051

Sintonia numerica

14ZZM, Emilio Romeo

Per coloro che posseggono un ricevitore a conversione diretta o hanno costruito il mio « Sincrodina » (e a giudicare dalle lettere ricevute, qualcuno c'è) descritto nel primo numero di **XÉLECTRON** o, meglio ancora, hanno realizzato il portentoso ricevitore descritto da Bigliani nei primi numeri di **cq** del '79, propongo questo semplice tipo di **sintonia digitale** che sostituisce vantaggiosamente anche il più perfetto tipo di scala analogica.



In particolare, nel mio ricevitore la sintonia a varicap richiedeva un potenziometro a dieci giri per poter avere una buona risoluzione e quest'ultimo veniva azionato da una manopola contagiri di precisione. La risoluzione con questo sistema era circa 350 Hz ogni divisione della manopola, ma per conoscere la frequenza bisognava tracciarsi un diagramma su carta millimetrata e consultarlo volta per volta, cosa evidentemente fastidiosa.

Questa sintonia digitale, oltre a permettere una immediata lettura della frequenza, consente una risoluzione di 100 Hz e anche 50 Hz quando la cifra meno significativa « pendola » fra due numeri consecutivi.

Come si vede dalla foto, l'apparecchiatura ha dimensioni molto ridotte, ma chi non ha problemi di spazio può sistemarla dentro il ricevitore purché si usino le dovute precauzioni nella schermatura. Il pulsante che si vede nella parte superiore della scatolina l'ho dovuto usare per due ragioni.

Prima, per non affaticare con 150 mA in più il trasformatore del ricevitore, piuttosto strettamente dimensionato: seconda, per non udire in continuazione un fastidioso fischio sui 1.000 Hz dovuto alla presenza dei vari contatti del circuito.

La ragione di questo fischio la spiego in parte col fatto che la scatolina della foto è di plastica, in parte con la enorme sensibilità del mio rivelatore a prodotto ($3 \mu V!$) e infine con l'uso di una antenna costituita da uno spezzone di filo buttato sul pavimento.

Queste concomitanze dovevano per forza sfociare nel difetto accennato: però c'è di confortevole il fatto che collegando il ricevitore all'antenna sul tetto, con la discesa in cavo coassiale, il fischio si attenua enormemente il che vuol dire che mettendo la massima cura nelle schermature non dovrebbe essere avvertito del tutto.

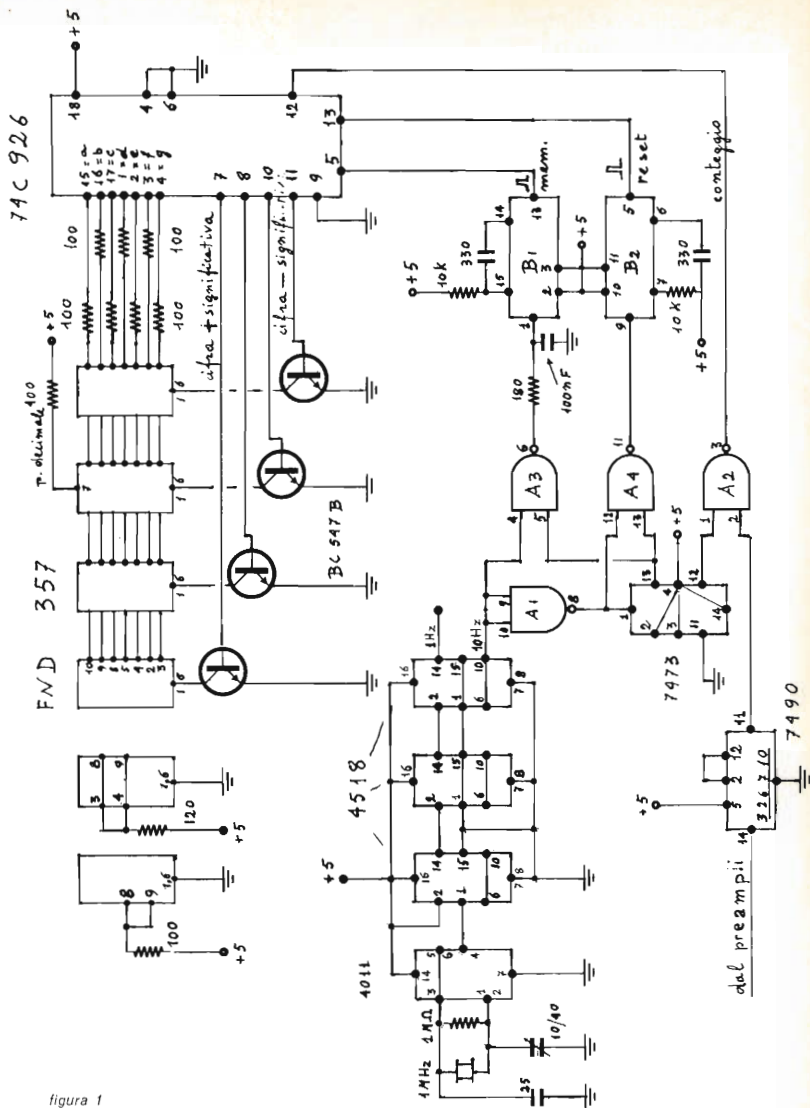
Il frequenzimetro vero e proprio è costituito dall'integrato a 18 piedini 74C926 della National, che è contatore a quattro cifre del tipo cmos, il quale, oltre a contenere i circuiti di conteggio e di decodifica per il display, ha anche quello per il funzionamento in « multiplex ».

Gli altri integrati servono per le funzioni accessorie, di cui ecco alcuni cenni di spiegazione.

Il quadruplo nor 4001 fa oscillare il quarzo da 1 MHz e ne squadra l'uscita. Seguono tre doppie decadi di divisione, le 4518, con le quali si arriva all'hertz. Ma alla frequenza di un hertz, cioè con la base dei tempi di un secondo, il conteggio viene « aggiornato » ogni due secondi, tempo eccessivamente lungo per seguire le variazioni di frequenza, ruotando la manopola. Così ho usato la frequenza di 10 Hz (prelevata dalla penultima decade) che corrisponde a un tempo di campionatura di $0,1''$ e che fa aggiornare il conteggio ogni $0,2''$ di modo che la lettura è agevole, anche se si ruota velocemente la manopola.

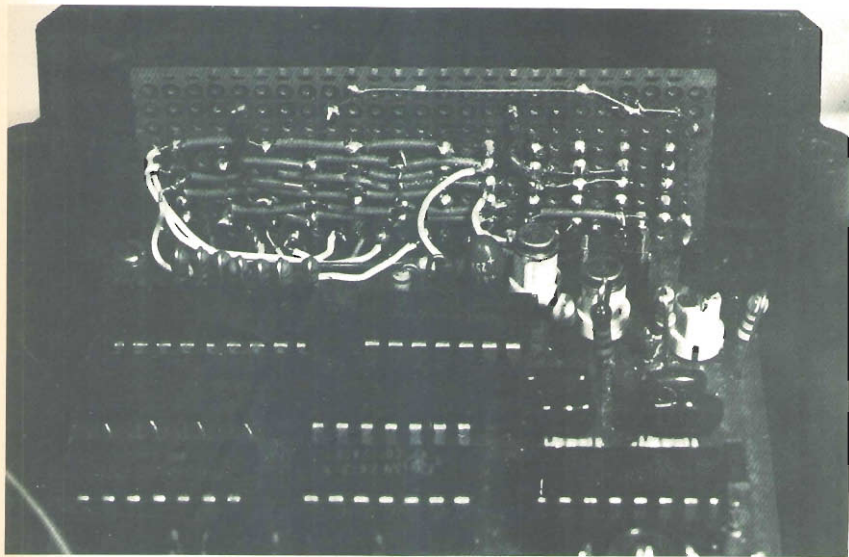
Il 7473 e il 74LS00 servono a stabilire la sequenza che determina il funzionamento come frequenzimetro e non come semplice contatore.

Le varie funzioni della sequenza avvengono in quest'ordine: inizio conteggio, arresto conteggio, memorizzazione del numero contato, reset a zero dei contatori. Quindi inizia un nuovo ciclo; il tutto nel tempo totale di $0,2''$ ($0,2 \text{ sec}$) di cui una metà riservata al conteggio, l'altra metà alle funzioni di controllo. Il 74123 fornisce gli impulsi relativi alla memoria e al reset. Poiché il 74C926, che è un cmos, può contare al massimo fino a 4 MHz, ho usato un divisore per dieci che è una 7490 « vulgaris », come prescaler.



Come è noto, l'uso di un prescaler porta come conseguenza alla scomparsa della cifra meno significativa, nel nostro caso non si leggono più gli hertz. Ma se vi ricordate, abbiamo usato una base dei tempi dieci volte più breve, cioè 0,1 secondi: agli effetti della risoluzione è come se avessimo aggiunto un altro prescaler, con la conseguenza di non poter leggere nemmeno le decine di hertz. Come risultato finale, le quattro cifre pilotate dal 74C926 visualizzeranno le centinaia di hertz, i kilohertz, le decine di kilohertz e le centinaia di kilohertz.

Per poter leggere i megahertz e le decine di megahertz occorrerebbe un altro contatore capace di funzionare a quelle frequenze, ma siccome il mio RX copre la sola banda dei 14 MHz, io ho usato un display a sei cifre di cui le due più significative sono mantenute « fisse » collegando gli opportuni segmenti al positivo, e le altre quattro vengono contate dal 74C926. L'unico inconveniente di questo accorgimento è che quando si scende per caso sotto i 14 MHz (ho lasciato un po' di margine agli estremi della banda) si legge ad esempio 14999 invece di 13999.



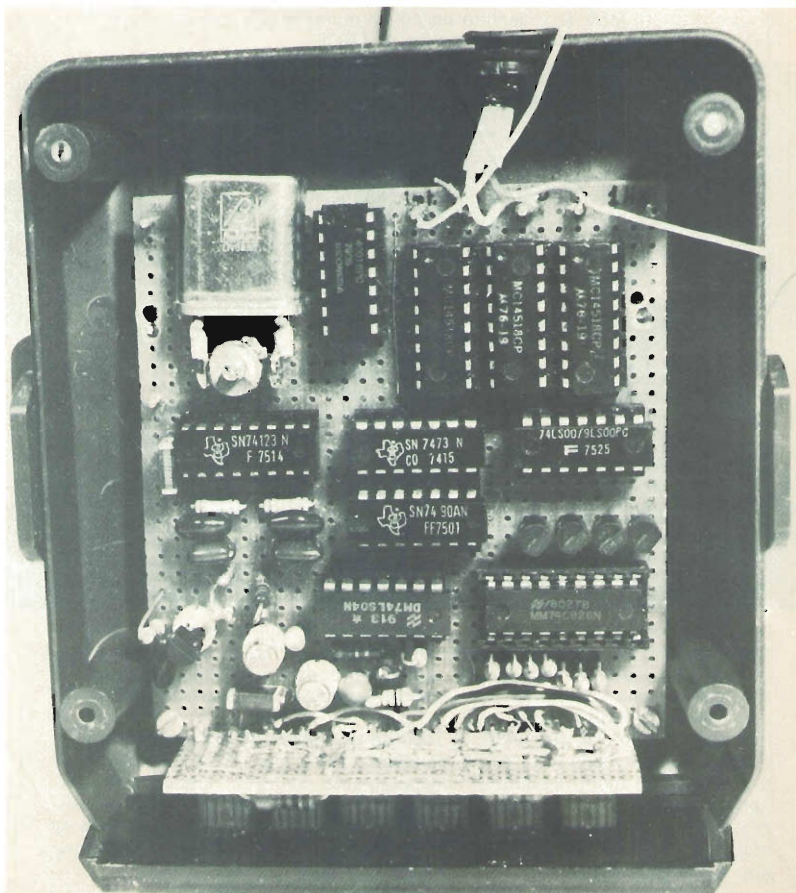
Una difficoltà piuttosto notevole è stata quella di collegare il frequenzimetro senza che l'oscillatore variasse di frequenza. Si ha un bel dire che con lo schema prescelto l'oscillatore sta fermo come una roccia: la verità è che, quando uno ascolta la SSB, avverte variazioni di frequenza molto piccole, anche di pochi hertz.

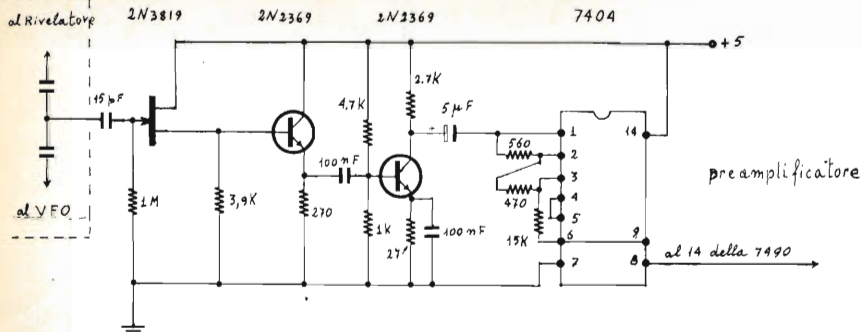
Perciò ho dovuto far precedere la 7490 da un preamplificatore squadratore, tratto « grosso modo » da ARRL Handbook 1977, che mi ha consentito di usare capacità molto piccole di accoppiamento col VFO: tanto piccole che non ho dovuto variare nulla, nemmeno ritoccare la taratura, infatti ascoltando una stazione in fonia non si notano apprezzabili variazioni quando si stacca il bocchettone del « cordone ombelicale » che collega il ricevitore alla scatola di sintonia.

A proposito del bocchettone, esso è del tipo di bassa frequenza (!): a uno dei suoi tre terminali ho collegato la calza dei due cavetti schermati (sempre di bassa frequenza!) che vanno dal ricevitore al display, all'altro la radiofrequenza prelevata dal VFO, al terzo il positivo dell'alimentazione di tutto il sistema. Come vedete, ho fatto viaggiare sotto cavetto schermato anche la corrente continua.

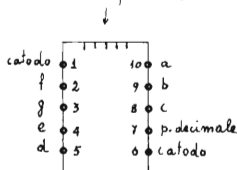
L'alimentazione è stata prelevata dal 12 V del ricevitore, sulla cui parete posteriore è stato sistemato il 7805 stabilizzatore e riduttore a 5 V: l'uscita di quest'ultimo è stata collegata al terminale opportuno della presa da pannello, anch'essa sulla parte posteriore.

Il display prescelto è costituito da sei FND357 di cui quattro vengono pilotati da quattro BC547b mentre i sette segmenti, collegati in multiplex, hanno ciascuno una resistenza di caduta di 100 Ω .





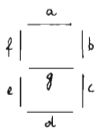
tasche di riferimento



FND 357

visto da sopra

figura 2

(dalla raccolta
degli appunti personali
dell'Autore)

Il collegamento in parallelo dei segmenti omonimi si può distinguere nella foto di pagina 9, mentre in quella di pagina 10, presa dall'alto, si vede chiaramente la disposizione dei vari integrati.

La figura 1 mostra lo schema **completo** del frequenzimetro: esso contiene **tutti** i collegamenti ai piedini degli integrati.

Da notare che in questo frequenzimetro l'impulso di « lettura » è ascendente, al contrario di quello dell'E.R.119: ciò perché la memoria del 74C926 viene attivata quando il suo comando (piedino 5) si trova a livello basso, proprio l'opposto delle 9368 usate in precedenza.

Per il resto, il sistema di controllo base dei tempi compresa, è identico a quello del mio frequenzimetro primogenito.

In figura 2 si può vedere lo schema del preamplificatore che dovrebbe funzionare a « prima botta »: in caso di scarsa sensibilità occorre selezionare l'integrato, i transistori o il fet.

Si possono provare, in alternativa, i 2N709, BF224, 2N708, BSX26 fra i transistori e i 2N5245, MPF102, BF244 fra i fet.

Riguardo alle prestazioni di questo « lettore » digitale posso affermare che le cifre stanno fermissime, al massimo si può avere un « pendolamento » dell'ultima cifra a destra fra due numeri consecutivi, il che vuol dire che in tal caso si può apprezzare il 50 Hz.

Credo di aver detto abbastanza e pertanto chiudo con tanti auguri ai costruttori.

VETRINA NOVITA'



SOMMERKAMP®



FT 767 DX

Nuovissimo ricetrasmittente HF portatile con lettura della frequenza digitale che copre le bande degli 80/20/15/11/10 e JYJ/WV oltre a due bande opzionali AUX (la banda 10/11 m copre il segmento da 27 a 29 MHz), sensibilità di 0,25 µV, con una potenza del trasmettitore in LSB/CW/AM di 100 W, viene fornito completo di filtro CW, AGC F/S, Noise Blanker, Calibratore, nuovo strumento S e RF con visualizzazione digitale, alimentazione 12 Vdc. Accessori esterni VFO mod. FV 767 DX, accordatore di antenna FC 767 cd alimentatore con altoparlante per stazione base mod. FP 767 DX. **CON NUOVE BANDE WARC.**

FT 902 DM

Ricetrans. HF LSB/USB/CW/AM/FP, 200 Watt PeP, 12/220 Volt, copre le bande dei 160/80/40/30/20/17/15/12/11/10 m, la banda 11/10 m copre il segmento da 27 a 29 MHz, viene fornito completo di RF processor, rejection running, filtro AM e CW, CW identifier, microfono, ventola di raffreddamento. **CON NUOVE BANDE WARC.**



FT 480 RE

Ricetrasmittente VHF FM/SSB/CW. Potenza 25 W. Sgancio ponti ~600 kc. Da 143,5 a 148,5 MHz. Spaziatura canali in SSB: 10 Hz - 100 Hz - 1 kHz; in FM: 1 kHz - 12,5 kHz - 25 kHz - 4 canali in memoria. Lettura dei canali digitali. Alimentazione 12 V.



FRG 7700

Ricevitore a copertura continua. Digitale. Da 150 kHz a 30 MHz. Funzionante in SSB/AM con tre lunghezze di banda e FM completo, nella versione Sommerkamp, delle memorie programmabili per 12 canali. Orologio digitale incorporato. Nuovo Noise Blanker RF attenuatore. Alimentazione 220/12 V.



FT 207 R

Ricetrasmittente 2 m FM -2 W - 800 canali - 144-148 MHz. Spaziatura 5 kHz. 4 memorie. Viene fornito completo di pile intercambiabili.



NOVAELETRONICA s.r.l.

Via Fabbrica - Casella Postale 040 - TELEF. 315650 NOVATI 91
20071 CASAPUSTIRRI (NCO) MI - tel. 0377 830780 84520
00147 ROMA - Via A. Leonardo 36 - tel. 06 5405205

Speech Processor e filtro attivo per banda audio 300 ÷ 2.750 Hz

Livio Bari e Danilo Riso

Il filtro attivo può essere utilizzato in molteplici maniere a seconda delle esigenze dello sperimentatore.

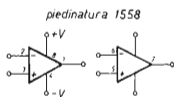
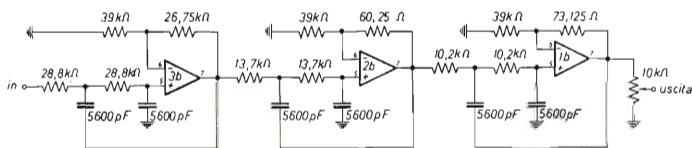
In ricezione limitata i rumori del segnale AM-SSB ricevuto.

In trasmissione, abbinato allo Speech Processor, migliora notevolmente la qualità del segnale modulato emesso.

Un filtro si definisce « attivo » quando impiega (al contrario dei filtri classici di tipo LC o RC) elementi circuitali attivi, quali transistori o, come nel nostro caso, amplificatori operazionali.

I vantaggi dell'impiego dei filtri attivi sono principalmente due:

- 1) permettono di eliminare costose e critiche induttanze nel progetto dei filtri medesimi;
- 2) si possono ottenere filtri caratterizzati da un guadagno più o meno elevato nella banda utile (ad esempio il filtro trattato in questo articolo amplifica il segnale in ingresso compreso nella banda 300 ÷ 2.750 Hz di circa dodici volte).



Schema del filtro attivo Chebitcheff

tabella

valori delle resistenze del filtro

26,75	→	22 + 4,7
28,8	→	22 + 6,8
60,25	→	100 // 150
		oppure
		33 + 27
13,7	→	27 // 27
73,125	→	82 // 680
		oppure
		100 // 270

I condensatori dovrebbero essere tassativamente del tipo polistirolo o polipropilene; nel prototipo sono stati usati dei condensatori a dielettrico polistirolo del tipo a « scatolino » per montaggio verticale a 63V tolleranza $\pm 1,25\%$ sulla capacità. Sono prodotti tra l'altro dalle seguenti ditte: Philips, LCC, MCE (tipo PLB/3), FACEL (tipo PRF), RIFA (PFE225), SIEMENS (B31531-J5). Questi permettono di ottenere il miglior risultato. Altri tipi sono accettabili ma vanno esclusi i condensatori ceramici.

Al contrario, i filtri tradizionali attenuano anche i segnali in banda utile. Il nostro filtro attivo è composto da tre stadi formati dai tre operazionali 3b - 2b - 1b. In pratica si tratta di tre celle passa-basso del secondo ordine che, in cascata, forma un filtro del sesto ordine. Il potenziometro in uscita permette di regolare il livello della modulazione.

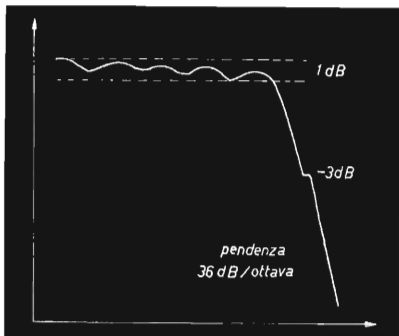
Il filtro è del tipo Chebitcheff del sesto ordine; presenta una ondulazione di 1 dB nella banda tra 300 e 2.750 Hz e attenua i segnali fuori banda in modo nettamente superiore a quei filtri che sono comunemente proposti dalla letteratura tecnica corrente.

Curva di risposta
Chebitcheff 6° ordine
300 ÷ 2.750 Hz.

$$f_o \text{ (kHz)} = \frac{16.000}{C \text{ (pF)}}$$

C (pF)	f _o (Hz)
4.870	3.285
5.040	3.174
5.620	2.846
5.870	2.726
6.200	2.580
6.800	2.353

← 2.750



In figura si può vedere la curva di risposta del filtro che presenta una pendenza fuori banda di ben 36 dB/ottava; il nostro filtro attivo può essere programmato per le diverse esigenze dello sperimentatore semplicemente sostituendo i sei condensatori che ne fanno parte, secondo la tabella. Per dimensionare il valore di C in modo da variare la frequenza di taglio si usa la seguente formula:

$$f_o \text{ (kHz)} = \frac{16.000}{C \text{ (pF)}}$$

La massima frequenza utile è 10 kHz.

ATTENZIONE: i condensatori non devono tassativamente essere del tipo ceramico perché troppo sensibili alle variazioni di temperatura.

cq elettronica
in edicola sempre il primo del mese

1558 • 1458 • 1458C

INTERNALLY COMPENSATED, HIGH PERFORMANCE DUAL MONOLITHIC OPERATIONAL AMPLIFIER

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

GENERAL DESCRIPTION — The 1558/1458 are a monolithic pair of Internally Compensated High Performance Amplifiers constructed using the Fairchild Planar[®] epitaxial process. They are intended for a wide range of analog applications where board space or weight are important. High common mode voltage range and absence of "latch-up" make the 1558/1458 ideal for use as voltage followers. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier and general feedback applications.

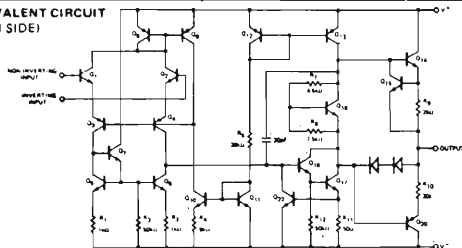
The 1558/1458 are short-circuit protected and require no external components for frequency compensation. The internal 6 dB/octave roll-off insures stability in closed loop applications. For single amplifier performance, see the μ A741 data sheet.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP
- MINI DIP PACKAGE

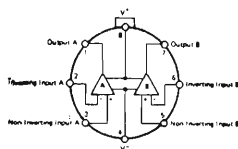
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
Military (1558)	± 22 V
Commercial (1458 and 1458C)	± 18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	800 mW
Mini DIP	560 mW
Differential Input Voltage (Note 2)	
Common-Mode Input Swing (Note 2)	± 30 V
Output Short Circuit Duration (Note 3)	± 15 V
Storage Temperature Range	Indefinite
Operating Temperature Range	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Military (1558)	-85°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Commercial (1458 and 1458C)	0°C to 70°C
Lead Temperature	
Metal Can (Soldering, 60 seconds)	300°C
Mini DIP (Soldering, 10 seconds)	260°C

EQUIVALENT CIRCUIT (EACH SIDE)



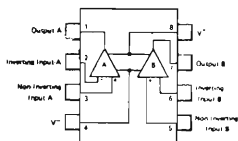
CONNECTION DIAGRAMS 8-LEAD METAL CAN (TOP VIEW) PACKAGE OUTLINE 5B



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
1558	MC1558G
1458	MC1458G
1458C	MC1458CG

8-LEAD MINI DIP (TOP VIEW) PACKAGE OUTLINE 9T



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
1458	1458PI
1458C	1458CPI

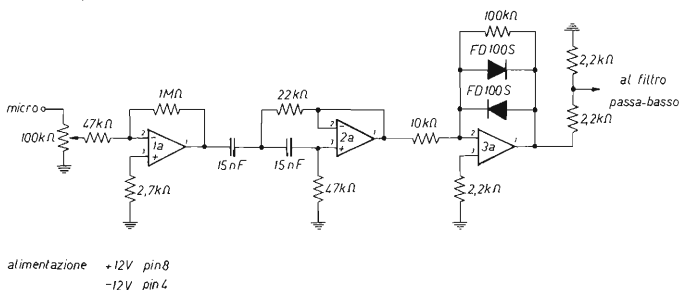
G. Lanzoni IZVD IZLAG **YAESU-ICOM**
20135 MILANO - Via Comello 10 - Tel. 589075-544744

Lo Speech Processor è composto da tre stadi formati dai tre operazionali 1a - 2a - 3a.

Il primo è un semplice preamplificatore, il secondo è un filtro attivo passa-alto a 300 Hz che elimina tutte le fonti di ronzio, il terzo è il vero e proprio « compressore » che taglia tramite i due diodi FD100S posti in parallelo qualsiasi segnale posto al suo ingresso su di un livello di 1,2 V picco-picco. Il potenziometro di ingresso regola il livello di compressione.

Esistono in commercio dei doppi diodi integrati in un unico chip (già connessi in antiparallelo) che, avendo caratteristiche perfettamente simmetriche, evitano che nello stadio limitatore d'ampiezza si generino armoniche pari dei segnali applicati.

Schema dello Speech Processor.



Nella figura a lato proponiamo un complessivo dello Speech Processor e del filtro attivo su circuito stampato (i componenti della parte superiore sono quelli dello Speech Processor, quelli inferiori del filtro).

Sono stati utilizzati integrati del tipo 1558 o 1458/1458C. Ognuno di essi racchiude all'interno due amplificatori operazionali « simili al 741 ». Questi integrati si presentano sotto forma « metallica » o in mini-dip a otto piedini. Il tipo 1558 è la serie militare con caratteristiche migliori e prezzo più elevato (in ogni caso il circuito non è critico dal punto di vista degli operazionali usati).

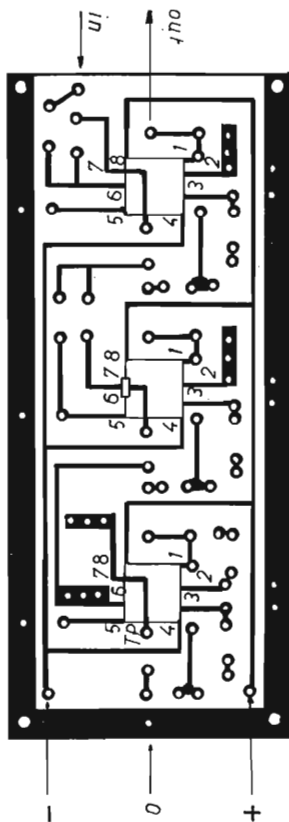
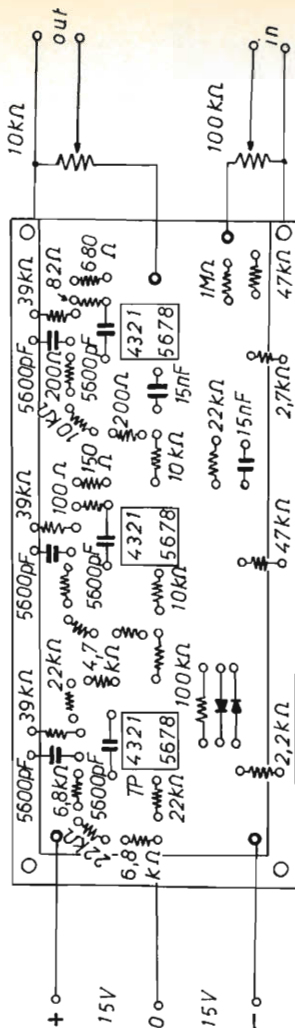
I valori delle resistenze non sono commerciali e si ottengono mediante serie e paralleli di resistenze reperibili in commercio (normalizzate) come riportato in tabella a pagina 13.

In fase di progetto si è preferita questa soluzione anziché variare i valori delle capacità molto più critiche e difficilmente reperibili.

TARATURA

Col micro connesso direttamente al TX fare il solito « ooolà » e notare a quanto ammonta la corrente del finale (P.A.) o la P_{out} RF.

Inserire lo Speech Processor, fare nuovamente « ooolà » e regolare il potenziometro di livello output per ottenere lo stesso assorbimento al finale (o power out). Manovrare l'input level per regolare la compressione.



Per l'uso in sola ricezione conviene prelevare il segnale dal potenziometro di volume del ricevitore, mandarlo al filtro passa-alto a 300 Hz e successivamente al filtro Chebicheff.

N.B. - Se il circuito tende a distorcere per saturazione inserire un partitore da $(7.500 + 2.700) \Omega$ (non previsto nel circuito stampato) tra l'uscita dello Speech Processor e l'ingresso del Chebicheff.

PER ULTERIORI CHIARIMENTI SIAMO A DISPOSIZIONE DEI LETTORI. ❁❁❁

Transverter

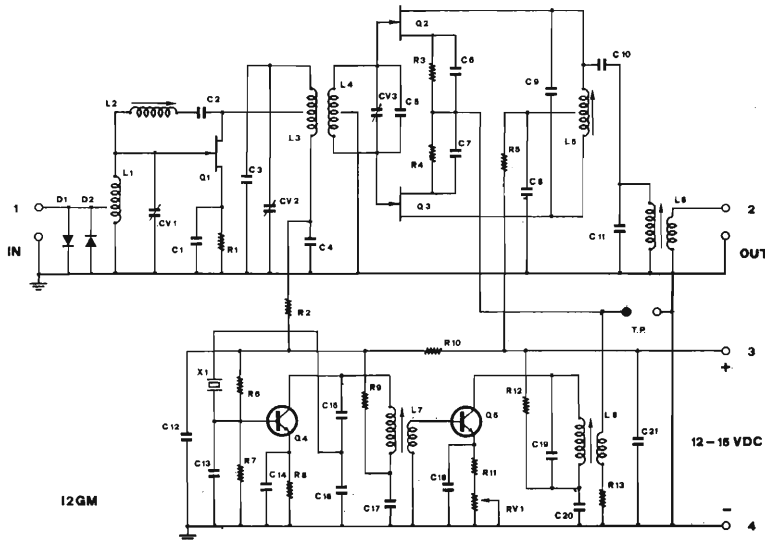
per 144 MHz (28 → 144)

I5MKL, Luciano Macri

L'idea della costruzione è nata per poter uscire in SSB in 144 utilizzando gran parte del materiale già in possesso, cioè una vecchia stazione in AM (converter e il famoso telaio di vetusta memoria con QQE03+12).

Si è potuto disporre così di una buona parte della stazione.

Il convertitore usato è l'AC2 della STE che possiede ottime caratteristiche di sensibilità e intermodulazione.



Schema del convertitore AC2 usato nella realizzazione del transverter.

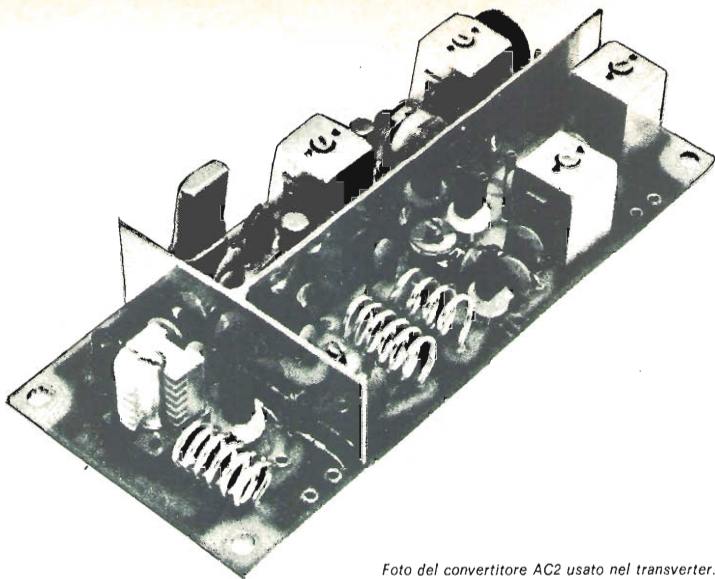
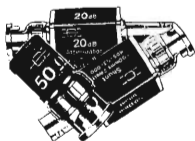


Foto del convertitore AC2 usato nel transverter.

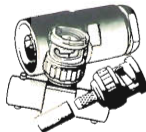


Coline Ltd

SONDE CONNETTORI ATTENUATORI



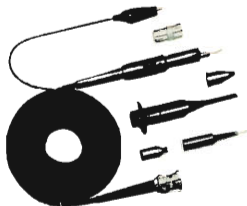
- CONNETTORI
BNC-N-UHF-ecc.
- ATTENUATORI
- TERMINAZIONI



DISTRIBUITO da:

DOLEATTO

Sede **TORINO** - via S. Quintino, 40
Filiale **MILANO** - via M. Macchi, 70



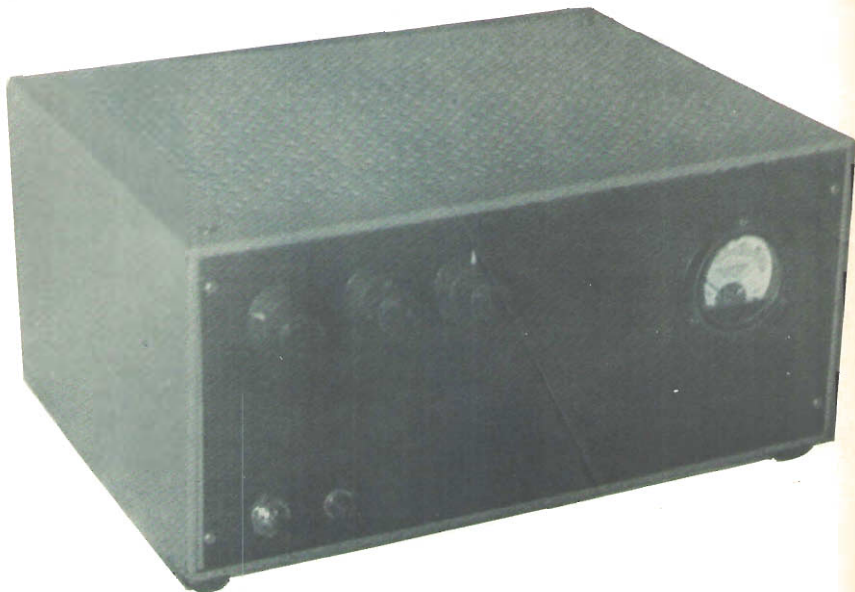
SONDE DI VARI TIPI

- 2P250 250 MHz
- DP750 demodulatori
- HV40B alta tensione
- LCP100 100 MHz
- SP100 10 MHz

altri tipi disponibili cataloghi a richiesta.

RIVENDITORI:

Refit Radio - ROMA, Paoletti Ferrero - FIRENZE,
Fantini Elettronica - BOLOGNA, Radiotutto - TRIESTE,
Dai Zovi Elettronica - VICENZA, Elettronica Calò - PISA



L'unica modifica da effettuarsi sul convertitore è la regolazione di R_{c1} per ottenere la massima uscita.

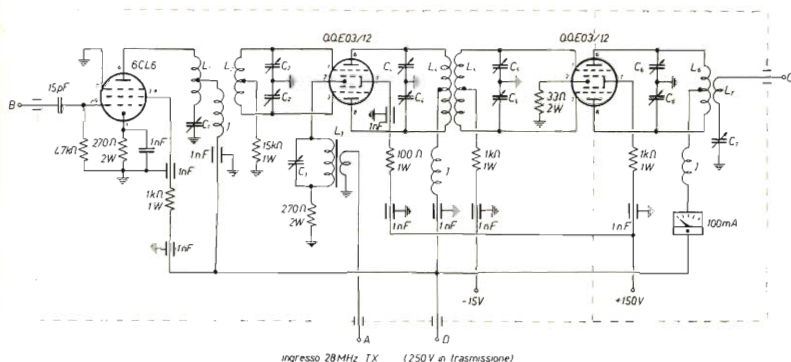
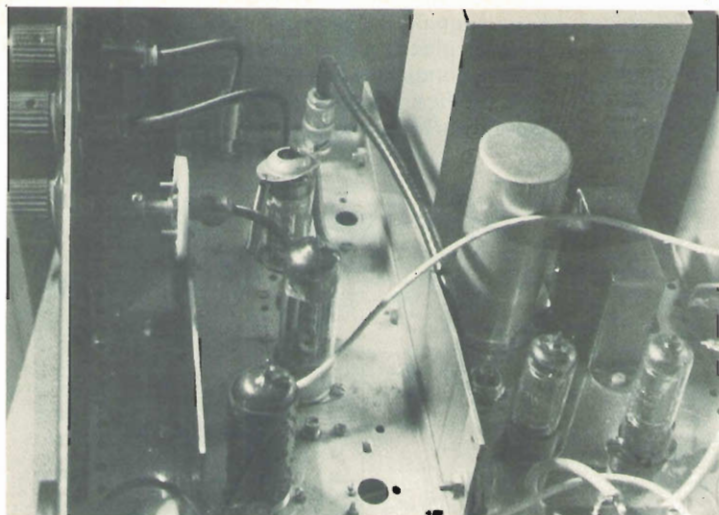
Il cuore del circuito è la QQE03+12 mixer in configurazione bilanciata che presenta un basso livello di spurie.

L'uscita a 116 MHz del converter è applicata a una 6CL6 e amplificata per poter successivamente pilotare il mixer.

Il segnale a 28 MHz è applicato sul catodo tramite un circuito risonante reso necessario per pilotare appieno il mixer con la minima potenza.

La finale è una QQE03+12 che viene fatta lavorare con 20 mA di corrente di riposo.

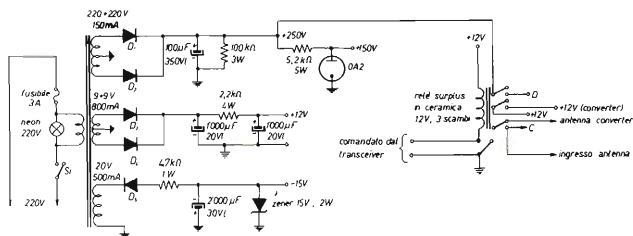
La valvola finale, come ben noto, risulta essere neutralizzata internamente, ma nel mio caso ho dovuto ricorrere a una neutralizzazione esterna costituita da fili da 1,5 mm che partendo dalle due griglie arrivano alle due placche opposte.



L_1 6 spire filo $\varnothing$ 1,2 mm, argentato, spaziatura 2 mm con presa al centro
 L_2 4 spire filo $\varnothing$ 1,2 mm, argentato, spaziatura 2 mm, presa al centro
 L_3 12 spire affiancate, filo $\varnothing$ 0,6 mm smaltato, supporto $\varnothing$ 6 mm con nucleo (link 4 spire avvolte su L_3)

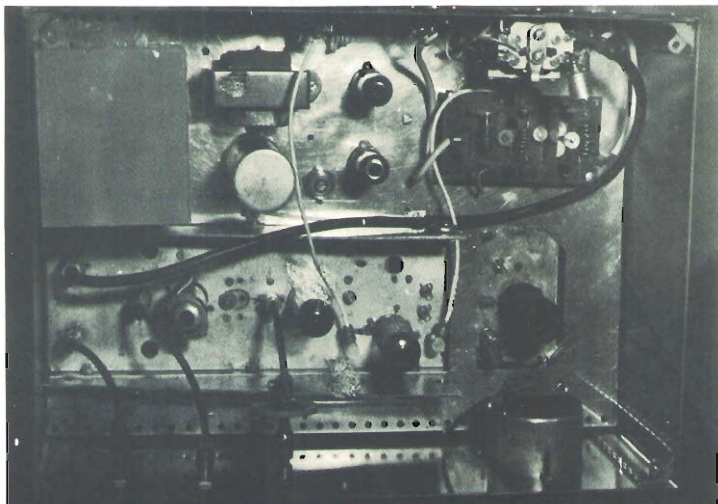
$L_4 = L_5 = L_6$ 1 spira inserita in mezzo a L_4 , filo $\varnothing$ 1 mm ricoperto in vipla
 L_7 VK200
 J 60 pF, ad aria
 C_1 10 + 10 pF, a farfalla, ad aria
 C_2 40 pF, ceramico
 C_3, C_4, C_5, C_6, C_7 10 + 10 pF, a farfalla, ad aria

E' bene ricordare che lo stadio finale risulterà neutralizzato quando senza applicare segnale all'ingresso non si avranno variazioni nella corrente di placca (con tensione applicata allo stadio finale). In queste condizioni si avrà la massima uscita con la minima corrente anodica (ricordandosi che a queste frequenze non corrisponderà perfettamente).



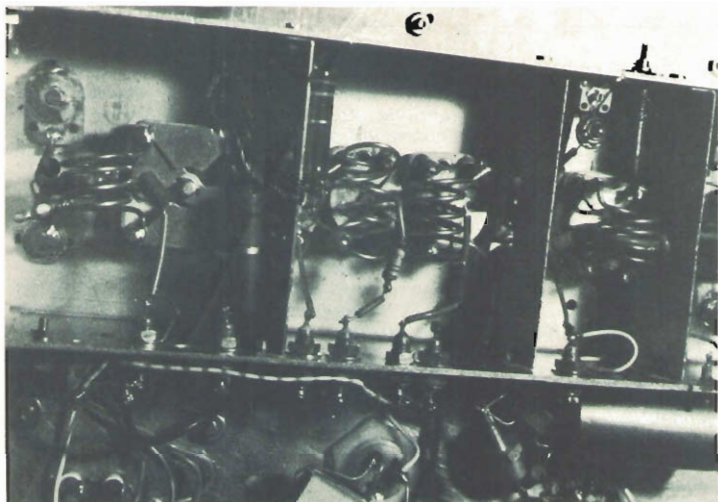
D_1, D_2 400 V, 1 A
 D_3, D_4, D_5 diodi bassa tensione

Il segnale a 28 MHz è stato prelevato con una piccola capacità dalla placca della driver, operazione non necessaria nel caso si usino ricentrans Sommerkamp, Yaesu, etc.



Le foto del transverter illustrano una delle possibili realizzazioni. Il prototipo mostrato differisce per l'impiego di un converter sperimentale con stadio d'ingresso e mixer bilanciati, in seguito poi sostituito dal converter AC2.

La messa a punto necessita di un Grid-dip con il quale sintonizzeremo il circuito di placca della 6CL6 a 116 MHz come pure l'ingresso del mixer, mentre l'uscita dello stesso e lo stadio finale si accorderanno a 144 MHz, si accorderà poi l'ingresso del mixer a 28 MHz.



Infine effettueremo l'allineamento dello stadio finale curando che la corrente di riposo sia di 20 mA.

Se il transverter sarà usato con una linea Sommerkamp, etc., ci si potrà valere delle alimentazioni interne del transceiver realizzando un notevole risparmio.

Il transverter è in uso da tre anni abbinato a una linea Halli-crafters HT46 = SX146.

Bibliografia

Handbook 1976.

Philips Data Handbook, 1970. *****

Note sulla modulazione a impulsi codificati

Antonio Anselmi

Per « modulazione » genericamente si intende un processo capace di far variare una grandezza x in funzione proporzionale alla variazione di una seconda grandezza y ; oltre ai conosciuti sistemi di modulazione usati nelle telecomunicazioni, si possono portare ulteriori esempi quali la « modulazione » dello spessore della base in un transistor provocata dalla variazione delle tensioni applicate alle giunzioni (effetto Early); la « modulazione » dell'intensità di fasci di luce in funzione dello spettro di un brano musicale, ecc. Uscendo, per così dire, dal campo elettronico ci accorgiamo che il processo della modulazione è riscontrabile in svariati altri campi, lo stesso funzionamento del nostro sistema nervoso si basa ad esempio sul principio della modulazione di frequenza: la frequenza degli impulsi elettrici-chimici sparati da una cellula nervosa recettrice è funzione dell'intensità dello stimolo esterno agente su tale cellula (luce, calore, pressione, ecc.). Appare quindi chiaro come per trasmettere informazione sia necessaria una qualche forma di modulazione. Dal « dizionario di elettronica » dell'Handel, al termine modulazione leggiamo: « risultato di un procedimento mediante il quale una delle caratteristiche di un'onda portante viene modificata in accordo con una caratteristica di una seconda onda detta modulante ».

Normalmente, per gli scopi che a noi interessano, si usa quale portante un segnale a radiofrequenza in quanto il segnale originario si trova in una parte assai bassa di frequenze che non sono adatte alla trasmissione su lunga distanza. Quindi si può intendere il processo di modulazione come una conversione a una frequenza maggiore, per quello che riguarda il campo delle telecomunicazioni.

Dal tempo di Marconi e del suo contadino (il primo SWL della storia, e la fucilata fu la prima « QSL »...) sono stati inventati diversi tipi di modulazione tutti con le medesime finalità: trasmettere l'informazione richiesta nel modo più efficace possibile con la minima quantità di distorsione. I fattori di importanza da considerare sono quattro:

- potenza del segnale in antenna;*
- larghezza di banda necessaria;*
- distorsione;*
- rapporto segnale/disturbo all'utenza.*

In particolare, è quest'ultima considerazione che determina le prestazioni dell'intero sistema. Qui è necessario aprire una piccola parentesi, in quanto il più delle volte il rapporto segnale/disturbo (S/N) è diciamo modulato,

tanto per fare un esempio, dalle esigenze specifiche di un sistema. Ad esempio è noto che per ricevere correttamente un segnale musicale si richiede ampia larghezza di banda, un elevato rapporto S/N mentre per comunicazioni telefoniche la larghezza di banda è drasticamente ridotta a 3 kHz con rapporto S/N modesto. Ciò potrebbe sembrare in disaccordo con i quattro punti esposti, ma riflettendo un attimo ci accorgiamo subito che sarebbe un notevole spreco avere una banda di 20 kHz in telefonia considerando ciò che effettivamente viene richiesto a un « telefono ». Per lo stesso motivo in onde medie non si trasmette con ampie bande passanti: proviamo a immaginare una emittente che trasmetta in stereofonia, senza ulteriori approfondimenti, sappiamo che la banda richiesta per un tale tipo di emissione è di circa 110 kHz. Considerando l'estensione della gamma onde medie (da 500 a 1.600 kHz) vedremo che tale gamma potrebbe contenere solamente

$$\frac{(1.600 - 500)}{110} = 10$$

stazioni, e per giunta una appiccicata all'altra!

Di conseguenza, non deve meravigliare il fatto che vengano usate diverse tecniche di modulazione che sembrano competere fra loro in certe date condizioni pratiche.

Sommariamente le diverse tecniche di modulazione possono essere raggruppate in due metodi:

- metodi analogici;
- metodi impulsivi;

ed è su questi ultimi metodi, in particolare il metodo PCM, che ci soffermeremo in questa divagazione fra un progetto e l'altro.

Questo, fra l'altro, mi sembra un metodo ottimo di procedere: altrimenti rischieremo di saper sì costruire un ricetrans senza però conoscere minimamente il software che lo anima, senza sapere la teoria che rende possibile il funzionamento dell'apparato.

A grandi linee diremo che il metodo impulsivo presenta due aspetti:

- portante a impulsi;
- portante analogica modulata da impulsi.

Il primo dei quali si avvale, come detto, di un segnale portante digitale che comprende un treno di impulsi che viene modulato dalla informazione che si desidera trasmettere. I tre fondamentali processi che si basano sulla modulazione di un treno di impulsi sono tre, e cioè PAM, PDM e PPM. Un breve schemetto prima di vedere cosa essi siano.

$$\begin{array}{ll} \text{metodi analogici} & \left\{ \begin{array}{l} \text{AM} \\ \text{PM} \\ \text{FM} \end{array} \right. \\ \\ \text{metodi impulsivi} & \left\{ \begin{array}{l} \text{portante analogica} \\ \text{portante impulsiva} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \text{PAM} \\ \text{PPM} \\ \text{PDM} \end{array} \right. \end{array}$$

Brevemente diremo che la tecnica PAM significa modulazione in ampiezza degli impulsi. La tecnica PDM varia la durata degli impulsi mentre la PPM

varia la posizione nel tempo di detti impulsi. Tanto per notare, la PDM viene a volte indicata con la sigla PWM, abbreviazione del termine anglosassone Pulse Width Modulation.

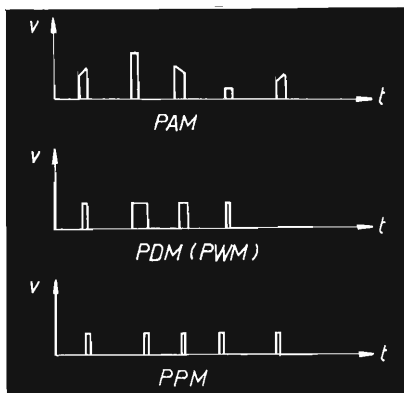


figura 1

A questo punto può sorgere una domanda: dove è che si colloca la PCM? E' un po' difficile collocarla esattamente in quanto, mentre come ben si vede la tecnica PAM ha il suo equivalente analogico nella AM e le tecniche PPM e PDM nella modulazione di fase, la modulazione a impulsi di codice (Pulse Code Modulation, PCM) non ha corrispondente nel campo analogico. Ad ogni modo, prima di continuare esaminiamo gli aspetti di una tale tecnica di modulazione.

I particolari vantaggi del PCM su gli altri sistemi sono:

- caratteristiche S/N superiori per una data larghezza di banda;
- adatto per comunicazioni a lunga distanza;
- compatibile con altri sistemi digitali per la trasmissione di dati.

I principali svantaggi del PCM sono:

- richiede una larghezza di banda molto ampia;
- usa sistemi circuitali sofisticati e costosi;
- antieconomico per brevi distanze.

Addentriamoci adesso sul funzionamento di un sistema PCM.

E' necessario conoscere due procedimenti fondamentali, e cioè il campionamento nel tempo e la quantizzazione nello spazio.

Il campionamento è un particolare procedimento mediante il quale una forma continua periodica viene « analizzata » a intervalli regolari ed equidistanti di tempo (intervalli di campionamento). Vengono quindi apprezzate le variazioni di ampiezza del segnale a intervalli di tempo discreti ed equidistanti; si ottengono così dei « campioni » corrispondenti al segnale analizzato. Siccome esiste una ben precisa frequenza di campionamento, si

ignora completamente qualsiasi variazione del segnale audio che accada fra un istante di campionamento e quello immediatamente successivo. La frequenza di campionamento è stata fissata dal teorema di Shannon, detto appunto del campionamento. Tale teorema afferma che la frequenza di campionamento deve essere uguale al doppio della massima frequenza contenuta nel segnale che si desidera sottoporre a campionamento. Per esempio, campionando un segnale audio limitato a 3 kHz (telefonico) la frequenza alla quale tale segnale deve essere campionato è di 6.000 Hz: cioè il nostro segnale è analizzato per ben seimila volte al secondo. Appurato ogni quanto tempo sia necessario fare il campionamento, si deve procedere alla assegnazione dei valori per ogni singolo campione, la quantizzazione. Ciò si ottiene operando una conversione da analogica a digitale per ogni singolo campione.

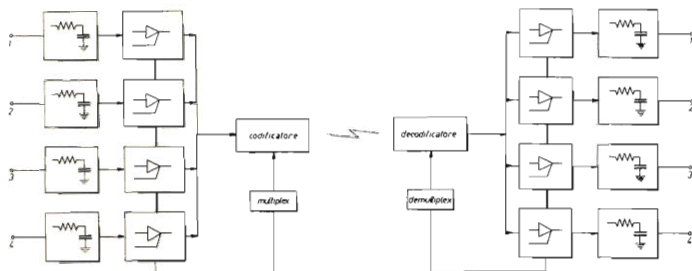


figura 2

Sistema PCM/TDM con 4 canali.

I livelli di quantizzazione, e quindi la fedeltà di ricostruzione del segnale originario, sono proporzionali al numero di bit usati per la conversione A/D. Supponiamo di avere un convertitore A/D a 4 bit, in tale modo il nostro segnale telefonico viene analizzato dal campionatore alla frequenza di 6 kHz e vediamo cosa succede. Ogni 167 microsecondi viene misurata l'ampiezza del segnale, tramite il convertitore A/D a ogni singola misura viene associata una stringa di 4 bit che sono l'equivalente digitale del segnale analogico « prelevato » dal campionatore. Disponendo di 4 bit abbiamo 16 diversi livelli di quantizzazione, la forma 0000 per $v(t) = 0$ e 1111 per $v(t) \cong \text{max valore}$.

Supponendo che il nostro segnale vari con continuità da un valore minimo di 0 V sino a un massimo di 9 V e usando 4 bit avremo:

	V		V
0000	0,00	1000	4,50
0001	0,57	1001	5,06
0010	1,12	1010	5,60
0011	1,69	1011	6,15
0100	2,19	1100	6,69
0101	2,76	1101	7,78
0110	3,32	1110	7,82
0111	3,89	1111	8,40

La dinamica dell'intero sistema è anch'essa proporzionale al numero di bit usato, considerando che per ogni bit si ha una dinamica di 6 dB, per un segnale a 4 bit avremo una dinamica di 24 dB. Da notare che con stringhe di 14 bit è possibile arrivare a ottenere dinamiche di circa 85 dB.

Tornando all'esempio precedente, avremo ora un sistema capace di dare alla sua uscita $4 \times 6.000 = 24.000$ bit per secondo, a questo punto o si inviano direttamente tali impulsi in linee (dopo aver operato una trasformazione parallelo-serie se si vogliono risparmiare metri e metri di cavo) oppure tali impulsi sono usati per modulare una portante analogica a radiofrequenza.

Nell'esempio abbiamo usato per facilità di esposizione un sistema PCM a 4 bit, ma di solito per il parlato viene usato un sistema a 7 bit più un ottavo di sincronizzazione (vedremo dopo il perché) e quindi si ottengono 128 livelli con un errore pari al 0,78 %.

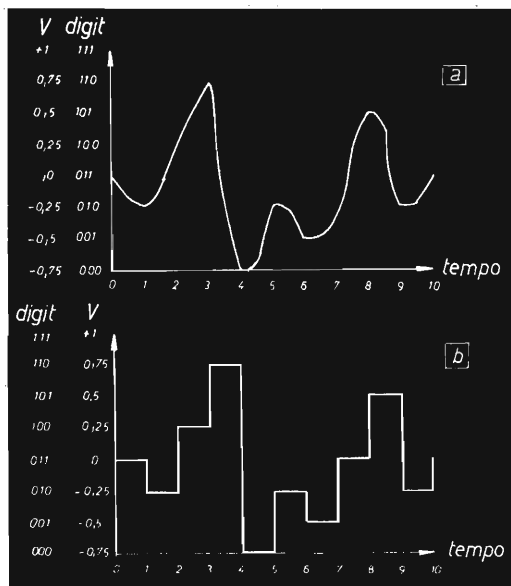


figura 3

Campionamento e quantizzazione nel tempo con stringhe di 3 bit.

Le differenze tra i livelli in un segnale quantizzato portano a una certa « incertezza » che viene definita come rumore di quantizzazione. Tale tipo di rumore può essere agevolmente ridotto a prezzo però di usare un sistema a 256 livelli, cioè 8 bit (errore pari al 4 per mille!); ma l'uso di un maggior numero di livelli è assai costoso in termini di larghezza di banda. In generale per il sistema PCM che usa i due livelli logici 1 e 0 avremo indicando con p il numero massimo di impulsi per stringa e con q il numero dei livelli quantizzati:

$$p = \log_2 q \quad \text{impulsi}$$

Si ottiene una certa economia di potenza usando un codice binario bipolare, con livelli logici $+1$ e -1 , in quanto non è necessario trasmettere un livello continuo perché questo non porterebbe alcuna informazione. Una certa riduzione del rumore di quantizzazione si ottiene usando una forma di quantizzazione non uniforme basata su scala logaritmica: ciò usa l'impiego di livelli più vicini per piccoli valori di segnale e livelli più distanziati ad ampi valori del segnale.

Un tipico diagramma a blocchi di un sistema PCM è costituito da un filtro passa-basso che limita il segnale da campionare a una certa frequenza quindi un campionatore con convertitore.

Le applicazioni della tecnica PCM sono per ora a livello sperimentale per quello che riguarda applicazioni nel campo della Hi-Fi e della registrazione su piste in sale di incisione. Dove invece la tecnica PCM è già operante è nella telefonia. Ovviamente con annesse altre tecniche, quali la TDM,

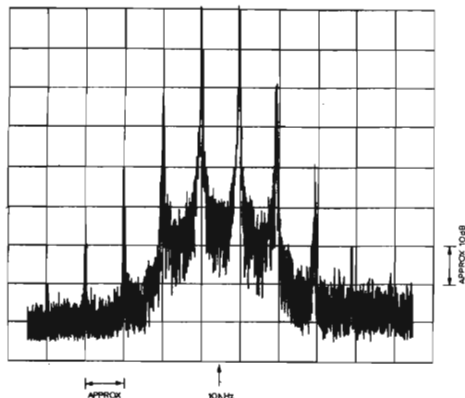
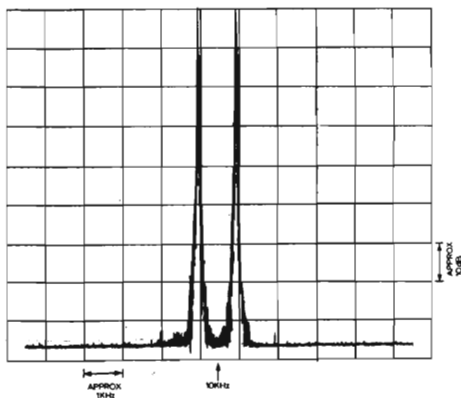


figura 4

Analisi spettrale della registrazione normale di due segnali a circa 9.500 e 10.500 Hz. Si notino: prodotti da intermodulazione di 3°, 5°, 7° e 9° ordine, nonché rumore di fondo.

figura 5

Analisi spettrale della registrazione con tecnica PCM dei medesimi segnali. È visibile solo una componente del 3° ordine (0,01 %).



ovverossia *multiplex temporale*. Poiché il PCM abbisogna di una elevata banda per la trasmissione, tramite il sistema a *multiplex di tempo* è possibile un risparmio di banda occupata (figura 2 a pagina 27).

Il *multiplex di tempo* si ottiene intercalando numerosi canali di trasmissione su una base di divisione nel tempo. I segnali di parlato una volta filtrati vengono immessi in porte di canali abilitate a turno da un treno di impulsi che dà la sequenza nel tempo. Tali impulsi campionano il segnale di parlato in maniera sequenziale e sono poi quantizzati in ampiezza. Dopo il codificatore le uscite sono trasmesse lungo la medesima linea. All'utenza il treno di impulsi viene decodificato ed entra in porte di canale abilitate sequenzialmente in stretta corrispondenza a quelle dell'estremità trasmittente (uso di un bit di sincronizzazione). Gli impulsi PCM vengono separati in canali e quindi facilmente recuperati per il successivo filtraggio che renderà la forma analogica originaria.

Un tipico sistema PCM per circuiti telefonici con giunzioni tra centrali telefoniche locali impiega cavi audio e trasmissione multipla nel tempo TDM di 24 canali di conversazione. Questo impiega un segnale digitale di 1,536 megabit per secondo con stringhe di 8 bit e impiega ripetitori generativi o rigenerativi per far sì che il segnale trasmesso in linea conservi i livelli originari di partenza.

I segnali vengono campionati usando 8 kHz come frequenza di campionamento. Con una stringa di 7 bit si usano 128 livelli con quantizzazione logaritmica. Un ottavo bit viene aggiunto a ogni stringa per la sincronizzazione temporale tra *multiplex* del trasmettitore e quello del ricevitore. La Bell Telephon ha recentemente montato un sistema PCM fra due centrali di Chicago con 256 livelli senza però ricorrere a *multiplex* bensì adoperando fasci di fibre ottiche.

Prima di terminare una considerazione sul rumore nel PCM.

Un dettagliato studio del rumore in sistemi adoperanti la tecnica PCM rivela che essa introduce errori dovuti alla incertezza di mandare « 0 » o « 1 » in corrispondenza a un dato livello. Tali errori originano un rumore addizionale che anch'esso è riducibile usando un maggior numero di bit e quindi di livelli di quantizzazione.

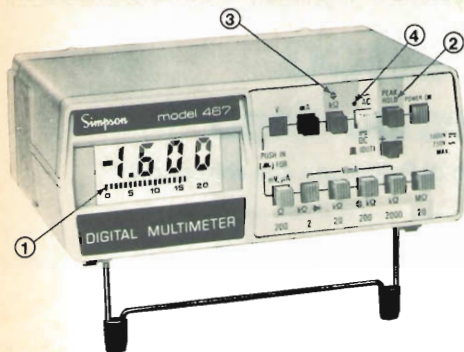
Una valutazione del rapporto S/N in un sistema PCM mostra che esso aumenta esponenzialmente con la larghezza di banda, per rapporti S/N circa maggiori di dieci: il confronto con un sistema ideale mostra che, per condizioni simili di trasmissione, la potenza richiesta dalla tecnica PCM è circa 8 dB maggiore dell'ideale.

Sperando, come sempre, di essere stato il più chiaro possibile e di un qualche aiuto a chi vuole saperne di più saluto e rimango a disposizione di tutti.

Antonio Ausluni

G. Lanzoni IZVD
IZLAG **KENWOOD**
20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075-544744

MULTIMETRI *Simpson* ... I PRIMI



Nella scelta di un multimetro digitale considerate anche le seguenti importanti caratteristiche (comuni a tutti i Simpson):

- costruzione secondo le norme di sicurezza UL (es.: attacchi recessi di sicurezza per cordoncini di misura)
- esecuzione (forma esterna) ideale per ogni impiego su tavolo o su scaffale o portatile (con uso a «mani libere» grazie alla comoda borsa a tracolla)
- protezione completa ai transistori ed ai sovraccarichi su tutte le portate
- estesa gamma di accessori (sonde di alta tensione, RF, temperatura e pinza amperometrica)



NUOVO MOD. 467 PRIMO SUPERMULTIMETRO CON LE 4 PRESTAZIONI ESCLUSIVE

È un 3½ cifre a cristalli liquidi (alim. a batteria alcalina con 200 ore di autonomia) per le 5 funzioni (Volt c.c.-c.a., Ampere c.c.-c.a., Ohm) con precisione 0,1% e sensibilità 100 µV, inoltre **misura in vero valore efficace**. Per il prezzo a cui viene venduto, ciò sarebbe già sufficiente, ma invece sono incluse le seguenti ulteriori esclusive caratteristiche:

- ① Indicatore a 22 barrette LCD visibilizza in modo continuo (analogico) ed istantaneo azzeramenti, picchi e variazioni
- ② Memorizzatore di picco differenziale consente le misure di valori massimi (picchi) e minimi di segnali complessi
- ③ Rivelatore di impulsi rapidi (50 µsec)
- ④ Indicatore visuale e/o auditivo di continuità e livelli logici

È evidente che questo rivoluzionario nuovo tipo di strumento digitale può sostituire, in molte applicazioni, l'oscilloscopio (per esempio nel misurare la modulazione percentuale) e la sonda logica. **Nessun altro multimetro Vi offre tutto ciò!**

L'AFFERMATO MOD. 461 PRIMO TASCABILE ... PER TUTTE LE TASCHE

Nel rapporto prestazioni, prezzo ed affidabilità (dimostrata dalle molte migliaia in uso in Italia) è il migliore multimetro a 3½ cifre professionale di basso costo. Disponibile anche in versione a commutazione automatica delle portate (Mod. 462) ed in versione a LCD per alimentazione a batteria alcalina (Mod. 463).

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BOLOGNA: Radio Ricambi (307850); CAGLIARI: ECOS (373734); CATANIA: IMPORTEX (437086); FERRARA: EL.PA. (92933); FIRENZE: Pacietti Ferrero (294974); FORLÌ: Elektron (34179); GENOVA: Gardella Elettronica (873487); GORIZIA: B & S Elettronica Professionale (32193); LA SPEZIA: LES (507265); LEGNANO: Vematon (596236); LIVORNO: G.R. Electronics (806020); MARTINA FRANCA: Deep Sound (723188); MILANO: Hi-Tec (327194); MODENA: Martinelli Marco (330536); NAPOLI: Bernasconi & C. (223075); PADOVA: RTE Elettronica (605710); PALERMO: Elettronica Agro (250705); PIOMBINO: Alessi (39090); REGGIO CALABRIA: Importex (94248); ROMA: GB Elettronica (273759); IN.DI. (5407791); TORINO: Petra Giuseppe (597663); VERONA: RI.M.E.A. (44828); UDINE: P.V.A. Elettronica (297827).

Vianello
Sede: 20121 Milano - Via Tennessio da Cazzaniga 9/6
Tel. (02) 34.52.071 (5 linee)
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme 97
Tel. (06) 75.78.941/250-75.55.108

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO
Inviatemi informazioni complete, senza impegno

NOME _____

SOCIETÀ/ENTE _____

REPARTO _____

INDIRIZZO _____

CITTA _____

TEL _____

CQ 4/81 S

videodecodificatore telegrafico

...qualche tempo dopo

ovvero: la telegrafia dall'«occhio di Polifemo» allo schermo TV

I4LCF, Franco Fanti

Nel numero 6/1980 di **cq elettronica** ho presentato un decodificatore telegrafico che permette la visualizzazione di questo sistema di trasmissione su un display alfanumerico.

Di solito dopo la pubblicazione di un articolo vi è un certo interesse che va via via diminuendo nel tempo con riflussi anche a distanza di anni. Capita sovente anche a me di avere un interesse immediato per un circuito ma più spesso lo accantonano per riprenderlo successivamente.

Il videodecodificatore telegrafico è stato un articolo anomalo, infatti le prime richieste mi sono giunte anche da località lontane quando ancora io stesso non avevo ricevuto la rivista (questi sono i misteri della distribuzione).



foto 1

Video box completo.

Non solo ma l'interesse non ha avuto un attimo di pausa e le richieste giungono da sempre più lontano. L'ultima ad esempio è giunta qualche giorno fa dal Brasile.

E' quindi il caso di non abbandonare questo circuito ma di riprenderlo ricollegandomi a quanto promesso nelle conclusioni là dove scrivevo: « ... disponendo di un converter video con entrata ASCII sarebbe possibile ricevere su un televisore la telegrafia non più lettera per lettera ma una intera pagina ».

Scopo di questo articolo è realizzare questa promessa indicando le modifiche (pochissime) da apportare al videodecodificatore e descrivendo questo nuovo converter che completa il circuito.

Modifiche da apportare al videodecodificatore

Pochissime sono le modifiche da effettuare sul circuito stampato, modifiche che si concretizzano in tre ponticelli.

Anzitutto è necessario il bit 7 e a questo scopo si utilizza una parte di X_5 (doppio nand, Schmidt-Trigger) ancora disponibile.

Si colleghi con un ponticello il piedino 6 di X_{16} con il piedino 8 di X_5 . Connettere quindi con un secondo ponticello il piedino 13 di X_5 a un connettore libero come potrebbe essere A_{13} .

Questo fornisce il bit 7 dell'ASCII.

A questo punto manca solo lo Strobe che si può ottenere collegando il piedino 1 di X_9 a un altro connettore libero.

Tutto qui.

Nessun nuovo componente, tre ponticelli e il circuito è pronto per l'accoppiamento.

Circuito di visualizzazione alfanumerico su TV

Prima di descrivere questo circuito vorrei fare una premessa.

Chi si è guardato attorno nel campo dei circuiti di visualizzazione alfanumerici su ricevitori TV ed esamina questo circuito dirà subito che si tratta dell'uovo di Colombo perché esso è basato sullo SFF96364 della Thompson-CSF e sul circuito di applicazione suggerito dalla Casa costruttrice.

Dirà inoltre che è ampiamente sfruttato ed è già stato descritto e si chiederà il perché di questa nuova edizione.

Il perché è facile.

Mi sto interessando di questo SFF96364 da molti anni ma o non sono riuscito a trovare i componenti, oppure il circuito stampato che mi era stato fornito era pessimo, o ancora il circuito aveva bisogno di modifiche.

Ora se questi problemi li ho incontrati e non superati io che abito in una città abbastanza ben fornita in campo radio come avranno fatto gli altri? Per cui, data anche la esperienza del videodecodificatore, mi sono preoccupato prima di trovare un circuito adatto per utilizzazioni radioamatoriali e quindi di trovare **una Ditta che potesse fornire il kit dei componenti necessari**.

Soddisfatti questi requisiti mi è sembrato utile descrivere un circuito molto interessante, anche se già noto, perché completava un mio precedente circuito e perché dava la possibilità di una **sicura realizzazione per chiunque abbia un minimo di esperienza nelle costruzioni radioamatoriali**.

Considerazioni generali sul circuito

Oltre che come scheda di completamento del videodecodificatore telegrafico questo circuito può essere utilizzato in tutti quei casi in cui un microprocessor, un computer, o qualunque altro dispositivo trasmette dati che siano codificati in ASCII (standard ANSI) in parallelo e si voglia visualizzarli su un monitor o su un normale televisore a standard europeo (625 linee, 50 Hz, norme CCIR).

Le sue prestazioni sono **eccellenti** e fra queste posso rammentare: le **ridotte dimensioni**, un **basso consumo**, un **circuito molto affidabile** e **quattro pagine di memoria**.

Ma vediamo ora un poco più in dettaglio le sue principali caratteristiche tecniche.

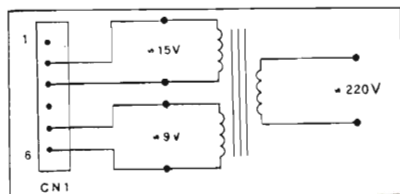
- La pagina che esso visualizza è composta da 16 righe di 64 caratteri a matrice di punti 5×7 .
- Memoria interna di 4 pagine richiamabili per riga o per pagina.
- Cursore intermittente (2 Hz) che indica la successiva posizione di scrittura e che è spostabile nelle quattro direzioni.
- Una uscita video composto in banda base per monitor TV oppure uscita RF in UHF sul canale 36 (regolabile), e inoltre segnale video positivo o negativo (cioè caratteri chiari su fondo scuro o viceversa).
- Il set di caratteri è quello standard con lettere, cifre e segni di interpunzione per un totale di 64.
- Non sono necessari segnali di temporizzazione esterni per cursore e memoria interna di refresh.
- Riconosce caratteri speciali ASCII (ad esempio CR, LF, ecc.).
- Automatic Scrolling e cioè spostamento automatico in su del testo di scrittura.
- Velocità massima di scrittura 1.200 baud, seriale.
- Larghezza di banda del segnale video di circa 5 MHz.

Alimentatore

L'alimentatore, che si vede riprodotto nel suo assemblaggio finale nella fotografia 2, è stato progettato non solo per il circuito descritto in questo articolo ma anche per completare l'elettronica necessaria per un circuito che verrà descritto successivamente. Questa spiegazione viene così anche a chiarire il perché dei due connettori installati.

figura 1

Trasformatore di alimentazione.



potenza complessiva	20 VA
1° secondario	9V AC, 1A
2° secondario	15V AC, 0.8A

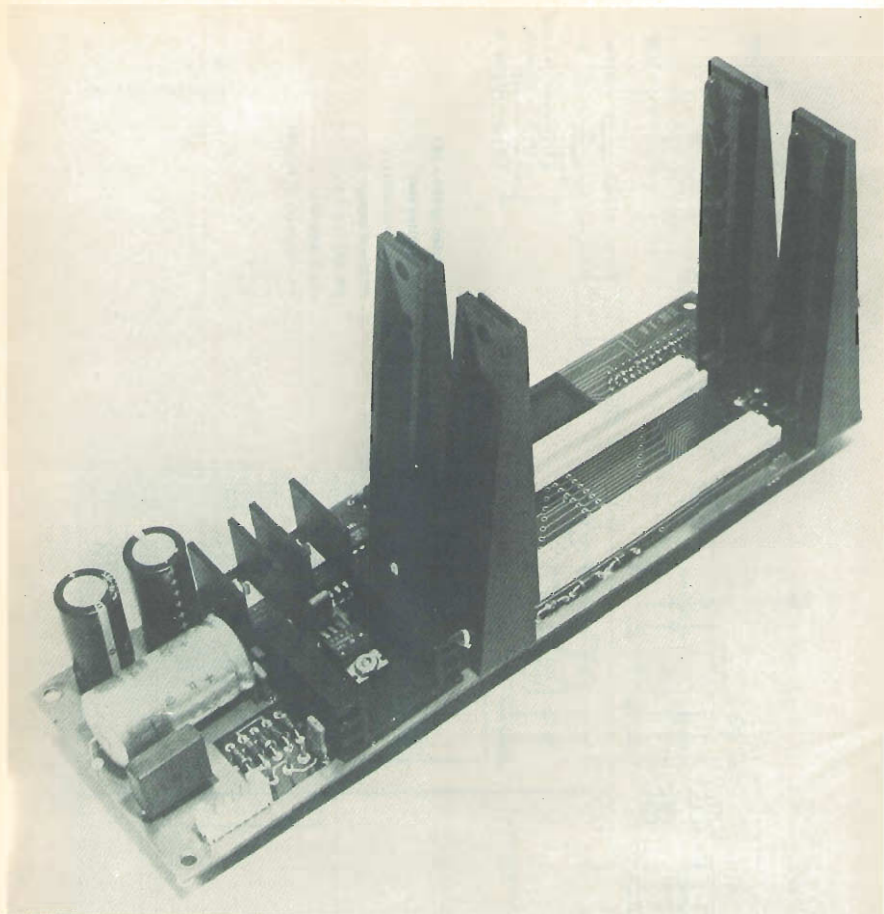
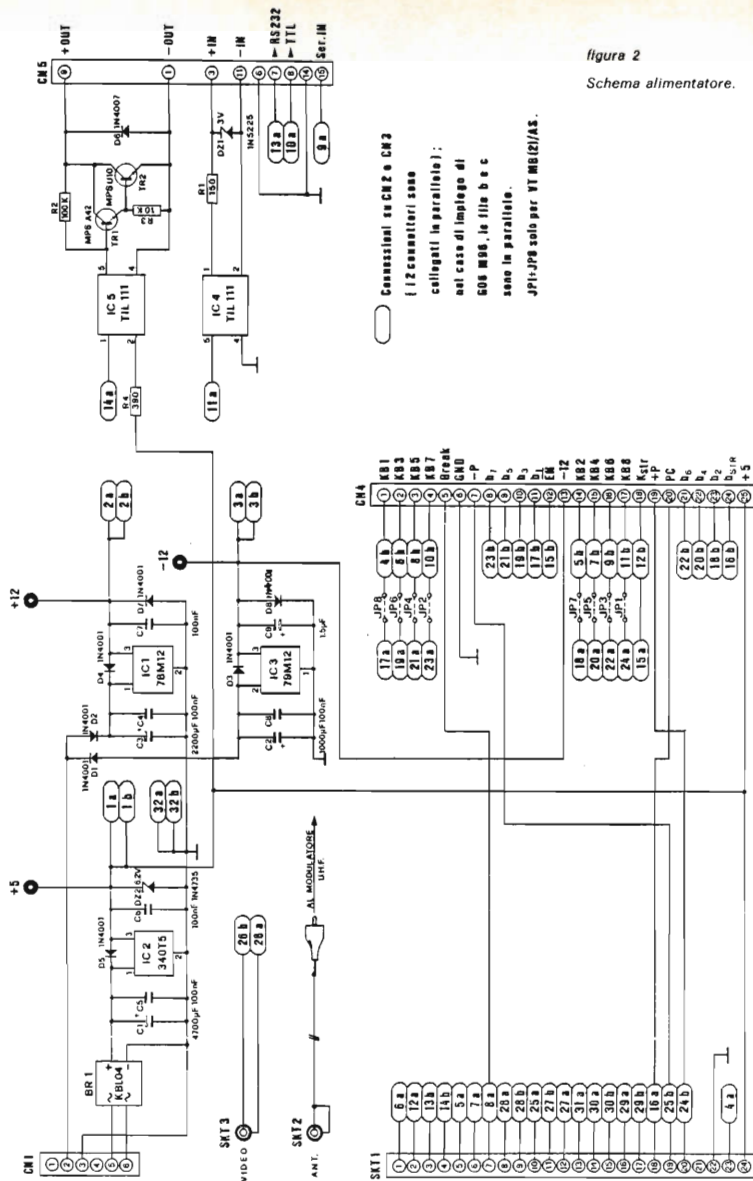


foto 2

Bus di interconnessione con supporto e alimentazione.

Dalla foto si vede anche l'assenza di cavi, la realizzazione meccanica di essa prevede infatti un sistema di collegamenti a connettori (quindi niente saldature) per ridurre gli errori di collegamento e per facilitare il suo assemblaggio.

Il circuito stampato è estremamente piccolo (75×235 mm) e richiede un trasformatore di alimentazione con doppio secondario, come quello riprodotto in figura 1 e con le caratteristiche in essa indicate.



Il circuito elettrico riprodotto nella figura 2 è classico e credo non richieda nessuna spiegazione particolare.

Qualche spiegazione, deve invece essere data per i connettori SKT1, CN1, CN2/CN3, CN4, CN5, alcuni dei quali sono nella faccia superiore, altri in quella inferiore della scheda di alimentazione come si può vedere nella figura 3 a pagina seguente.

Spiegare in dettaglio le loro funzioni sarebbe troppo lungo per cui sono state riportate in tabelle ed esattamente:

Parte superiore del circuito:

Collegamenti da SKT1 - tabella 1 - (Mediante spinetta DIL a 24 piedini a saldare oppure con cavo piatto multiplo stampato).

Collegamenti da CN1 - Sono riportati nella figura 3 a fianco del connettore.

Collegamenti da CN2/CN3 - I due connettori sono collegati in parallelo.

Parte inferiore del circuito:

Collegamenti da CN4 - tabella 2 - Accenno sinteticamente che riporta collegamenti per una tastiera con le alimentazioni.

Collegamenti da CN5 - tabella 3 - Riporta ingressi e uscite seriali.

Visual Display Unit

Questa unità di visualizzazione video è circuitualmente rappresentata nella figura 4.

L'uscita ASCII del videodecodificatore telegrafico è connessa al cuore del complesso IC13 (SFF96364) attraverso IC6 (MM6301).

Sullo SFF96364 vi sarebbero diverse cose da dire ma è già stato trattato in altri circuiti e comunque per maggiori chiarimenti rimanderei al Data Sheet della Thomson-CSF componenti.

Questo integrato, partendo da un cristallo di 1,008 MHz, produce i sincronismi per il pilotaggio di un televisore, gli indirizzi delle memorie e della ROM generatrice di caratteri e controlla la scrittura in memoria di nuovi dati in arrivo dall'indirizzo fissato dal cursore.

Si devono quindi a questo microprocessore le dimensioni estremamente ridotte di questo circuito di visualizzazione.

L'accumulazione dei dati, e cioè le pagine di memoria, sono costituite da IC19 e IC14 (MM5280).

Proseguendo l'esame del circuito da destra verso sinistra abbiamo ora il generatore di caratteri (IC9, IC8, IC3).

Questo gruppo di integrati, impernati sul 2513, permette la codifica dei segnali ASCII contenuti nelle memorie in un formato che può essere usato per la generazione di un corrispondente carattere alfanumerico sullo schermo.

Caratteri che vengono costruiti con una matrice di punti che in questo caso è del tipo 5×7 la cui leggibilità nella visualizzazione è ottima.

I caratteri disponibili sono 64 e ciò è dovuto al fatto che con 9 bit di indirizzamento (tra indirizzo di riga e di carattere) si possono selezionare 512 righe diverse di 5 bit. Siccome ne sono richieste 8 per costituire un carattere completo ne risulta che il totale dei caratteri disponibili è 64. Simo così giunti rapidamente alla uscita.

(il testo segue a pagina 44)

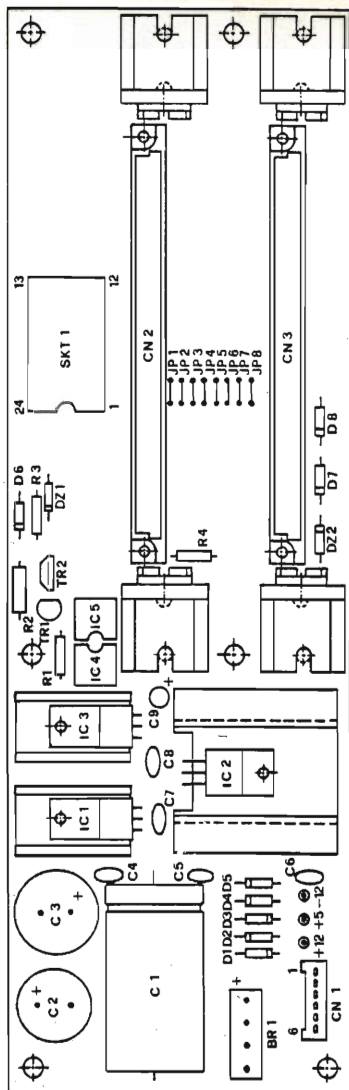
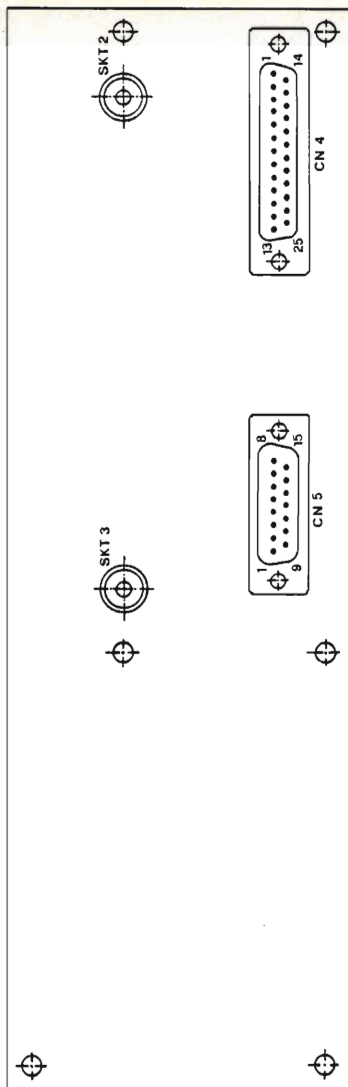


figura 3

LATO COMPONENTI

Circuito stampato alimentatore: disposizione componenti.

NOTE: i connettori CN2 e CN3 possono essere del tipo G06 D64 oppure G06 M96 a 64 contatti (le file b e c sono in parallelo).

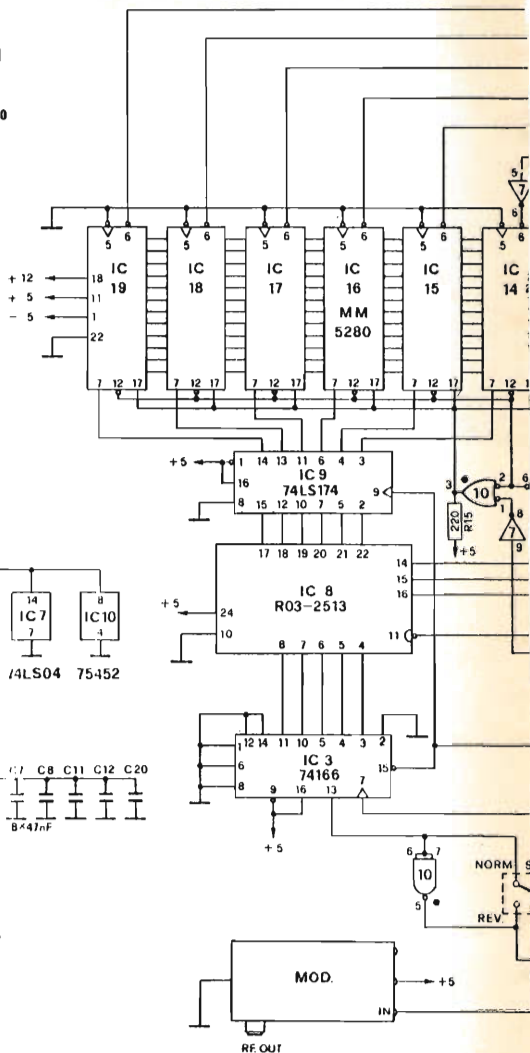
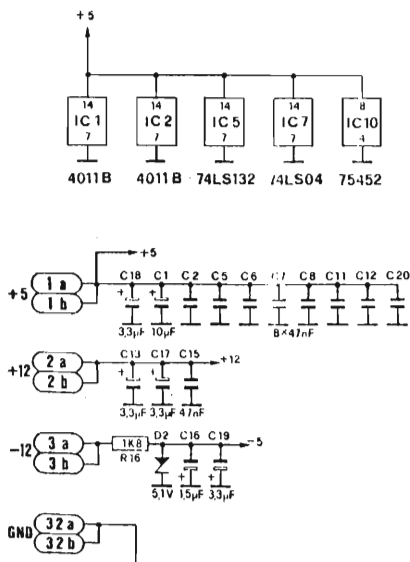


LATO SALDATURE

SKTL	Bus	funzione	SKTL	Bus	funzione
1 (°)	6a	unshift	13	31a	Baud2(com)
2	12a	H/F duplex	14	30a	Baud1(600)
3 (°)	13b	Bell	15	30b	Baud1(75,110)
4 (°)	14b	Reset	16 (°)	29a	Baud1(45.5,50)
5 (°)	5a	Unshift on sp.	17	29b	Baud1(300)
6 (°)	7a	Auto LF	18	16a	PC
7	8a	Break	19	25b	-P
8	28a	Baud1(1200)	20	24b	+P
9 (°)	28b	Baud2(50)	21	===	(non colleg.)
10	25a	Baud1(com)	22	32a,b	GND
11 (°)	27b	Baud2(45.5)	23 (°)	4a	Rx shift on
12	27a	Baud2(110)	24	1a,b	+ 5V

tabella 1

Conessioni su CN 1
(G06D64);
nel caso di impiego
di G06M96 le file
b e c in parallelo.



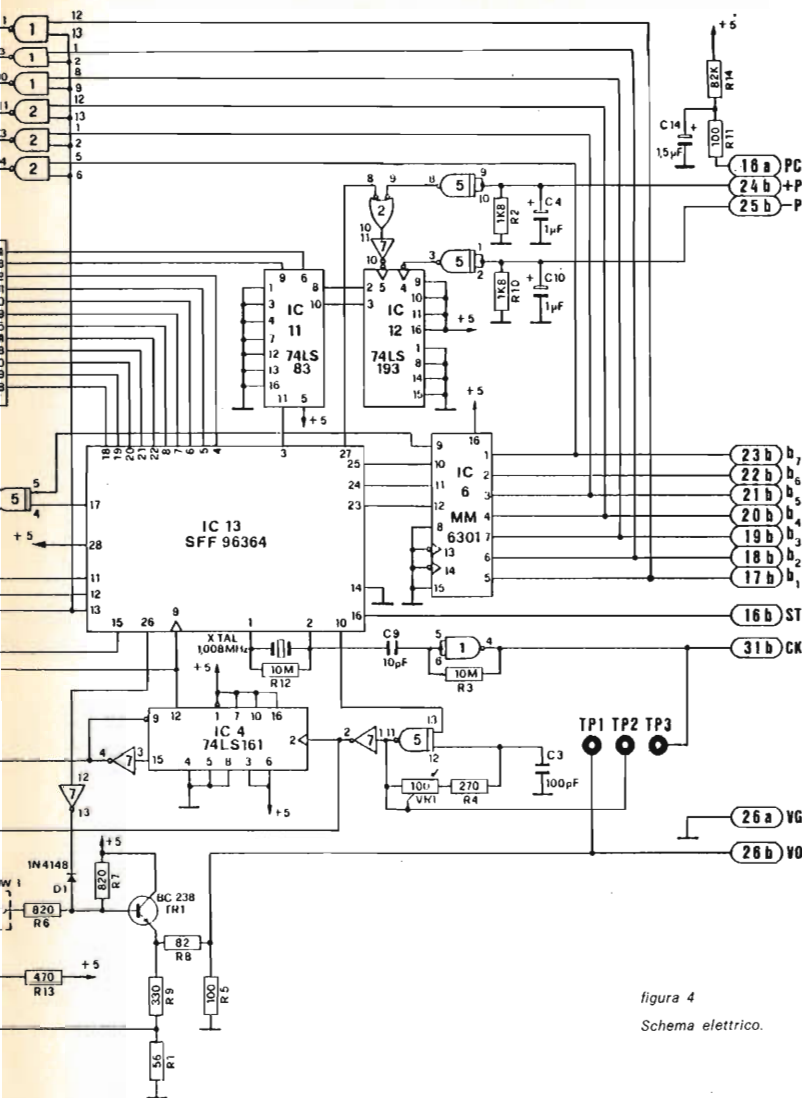


figura 4

Schema elettrico.

COLLEGAMENTI SU CN4	
1 KB1	
2 KB3	14 KB2
3 KB5	15 KB4
4 KB7	16 KB6
5 Break	17 KB8
6 GND	18 K str
7 -P	19 +P
8 b7	20 PC
9 b5	21 b6
10 b3	22 b4
11 b1	23 b2
12 out disab.	24 b str
13 - 12V	25 + 5V

tabella 2

COLLEGAMENTI SU CN5	
1 uscita loop (-)	
2 ==	9 uscita loop (+)
3 ingresso loop (+)	10 ==
4 ==	11 ingresso loop (-)
5 ==	12 ==
6 GND	13 ==
7 RS232 (uscita)	14 GND
8 TTL (uscita)	15 TTL-RS232 (ingresso)

tabella 3

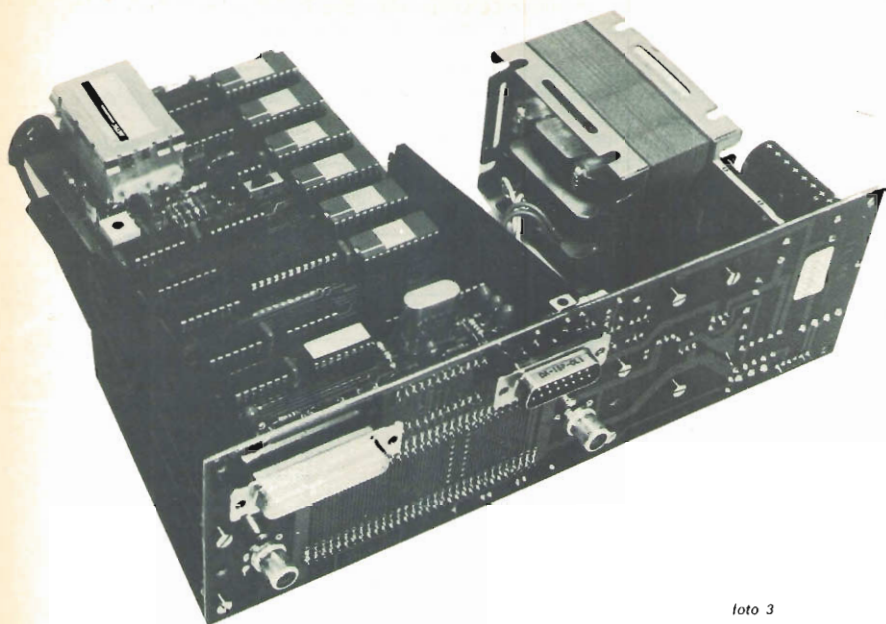


foto 3

A L I M E N T A Z I O N E		
V ($\pm 5\%$)	mA (tip.)	terminali
+ 12	200	2 a, b, c
+ 5	350	1 a, b, c
- 12	50	3 a, b, c
GND	-	32 a, b, c

tabella 4

Per chi dispone di un monitor (ad esempio il RIDER che ho descritto tempo fa sulla rivista) o un televisore con ingresso video (degli apparati cioè che abbiano un ingresso video non modulato) il collegamento può avvenire direttamente.

Il collegamento avverrà mediante cavetto coassiale da 75 Ω e potrà essere utile un potenziometro da 100 Ω che permetterà al cavetto di avere un carico di bassa impedenza.

Non disponendo di monitor si potrà utilizzare un normale televisore utilizzando un modulatore UHF come è indicato nello schema generale.

E' ovvio che in questo secondo caso si avrà un certo peggioramento dell'immagine che però sarà egualmente accettabile.

C O L L E G A M E N T I		
NOME	FUNZIONE	TERMINALE
b ₁	CODICE A S C I I	17 b,c
b ₂		18 b,c
b ₃		19 b,c
b ₄		20 b,c
b ₅		21 b,c
b ₆		22 b,c
b ₇		23 b,c
ST	DATA STROBE	16 b,c
+P	SALTO PAGINA	24 b,c
-P		25 b,c
PC		16 a
VO	VIDEO OUT	26 b,c
VG	VIDEO GND	26 a

tabella 5

Potrei riportare schemi a blocchi dei vari integrati utilizzati ma la cosa non mi sembra necessaria.

Più utili sono a mio avviso alcune tabelline come la tabella 4 che riporta alcuni elementi sulla alimentazione, la tabella 2 per alcuni collegamenti, la tabella 3 per l'ASCII e la figura 6 per i pulsanti di pagina.

Infine la figura 5 riproduce la disposizione dei componenti sul circuito stampato e la figura 4 lo schema elettrico generale.

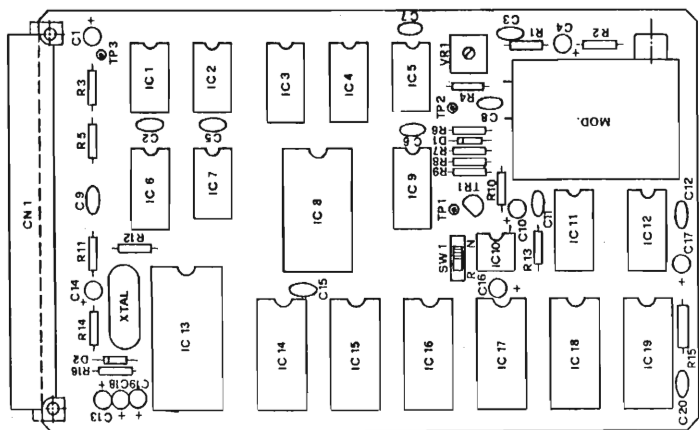
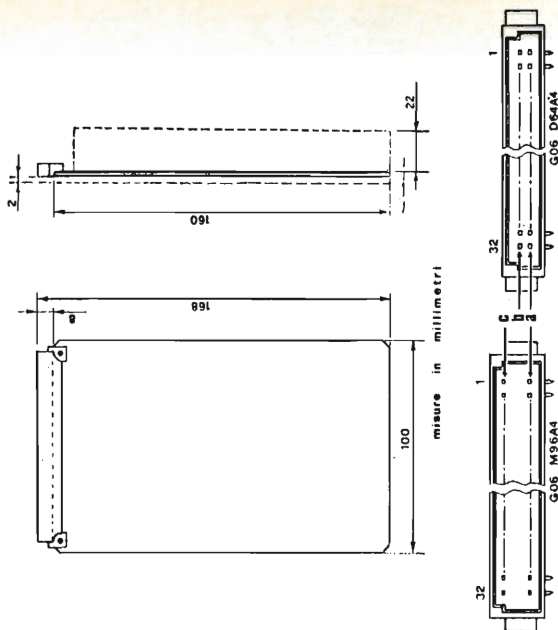


figura 5

Disposizione dei componenti.

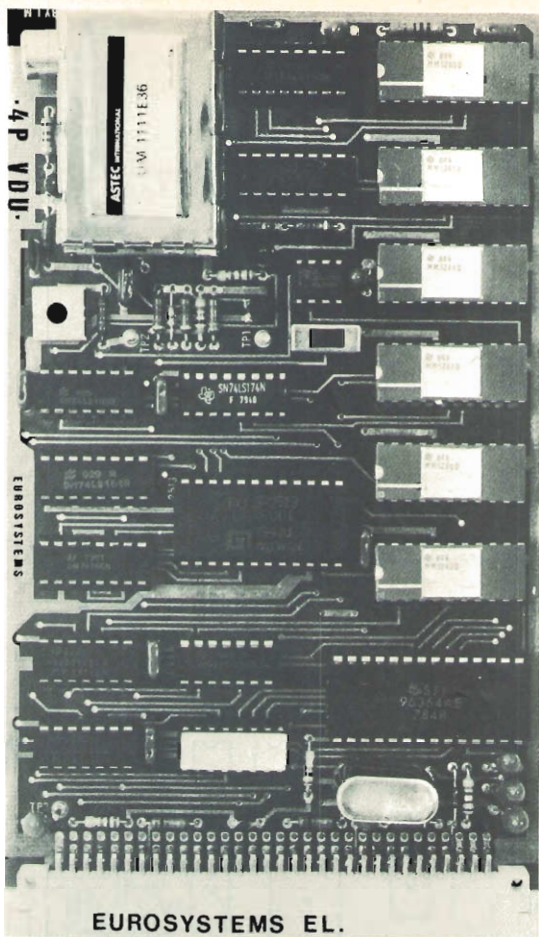
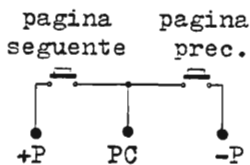


foto 4

Interfaccia video con memoria (vista superiore).

figura 6



Conclusioni e considerazioni generali

Mi sembra inopportuno dare i soliti suggerimenti costruttivi anche perché il circuito, pur essendo di facile realizzazione, richiede in ogni caso una certa esperienza in fatto di costruzioni e non è quindi consigliabile come una delle prime costruzioni di un principiante.

Inoltre, a costruzione realizzata, è ovvio che è opportuno, nel maneggiare le schede, usare quella normale precauzione che è necessaria per i dispositivi nei quali possono essere danneggiati da cariche elettriche statiche. Non usare ad esempio involucri di nylon o di cellophane per proteggere le schede, non inserire la scheda sul connettore femmina ad alimentazione inserita, ecc. ecc.

Come suggerimenti meccanici direi di fare attenzione che i circuiti in fibra di vetro sono flessibili e quindi consiglierei di fissare al pannello posteriore il circuito dell'alimentatore per avere una maggiore rigidità.

Poi i connettori sono molto simpatici ma vanno trattati con cura.

Ad esempio smuovere leggermente la scheda finché i connettori si staccano e quindi sfilarla.

Ingresso	MIN	MAX	Unità	Note
$b_1 - b_7$	0	0,8	volt	"zero" logico
	3,5	5,0	volt	"uno" logico
STROBE	0	0,65	volt	"zero" logico
	2,2	5,0	volt	"uno" logico

tabella 6

L'assemblaggio finale in rack è preferibile che abbia delle aereazioni e nella foto 4 vi è una bella realizzazione di box completo.

Ma a questo punto mi fermo perché così facendo mi accorgo di dare i soliti consigli che viceversa non mi ero proposto di dare.

Mi rimane quindi una ultima considerazione che è veramente quella finale. Il precedente articolo, al quale questo si ricollega e cioè il « videodecodificatore telegrafico », ha avuto un successo strepitoso, e vi assicuro che la parola strepitoso non è affatto esagerata. Ma tutto ciò mi ha procurato un enorme lavoro con telefonate e lettere a non finire e credo che questo articolo, ricollegandosi al precedente, ripeterà il medesimo interesse.

Ho quindi cercato di mettere le mani avanti e come prima cosa mi sono interessato per trovare **una Ditta che fosse in grado di fornire il kit del materiale oppure il circuito già montato.**

Pregherei quindi tutti coloro che hanno questi problemi di rivolgersi alla

EUROSYSTEMS ELETTRONICA - via Palestrina 2 - Trieste

☎ 040/771061

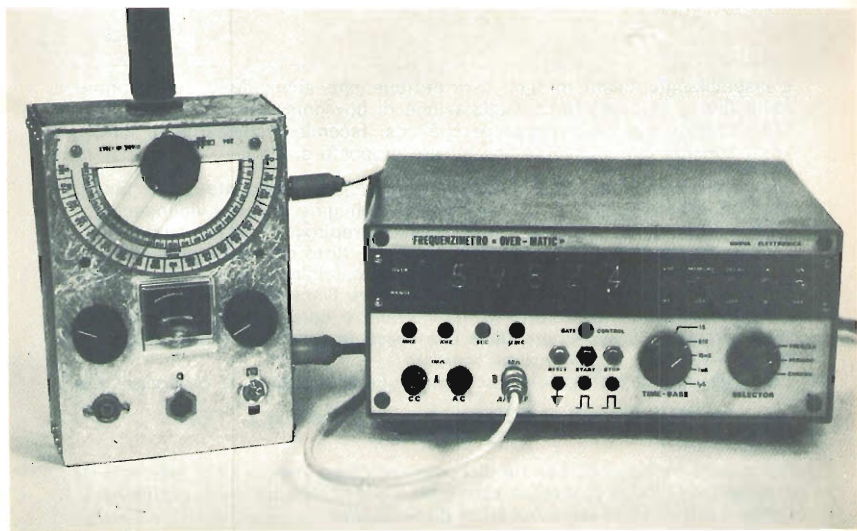
Per quanto mi riguarda sono a disposizione come sempre con informazioni e chiarimenti ma pregherei di scrivermi e possibilmente di non telefonare. Come sempre buon lavoro e buon divertimento. *****

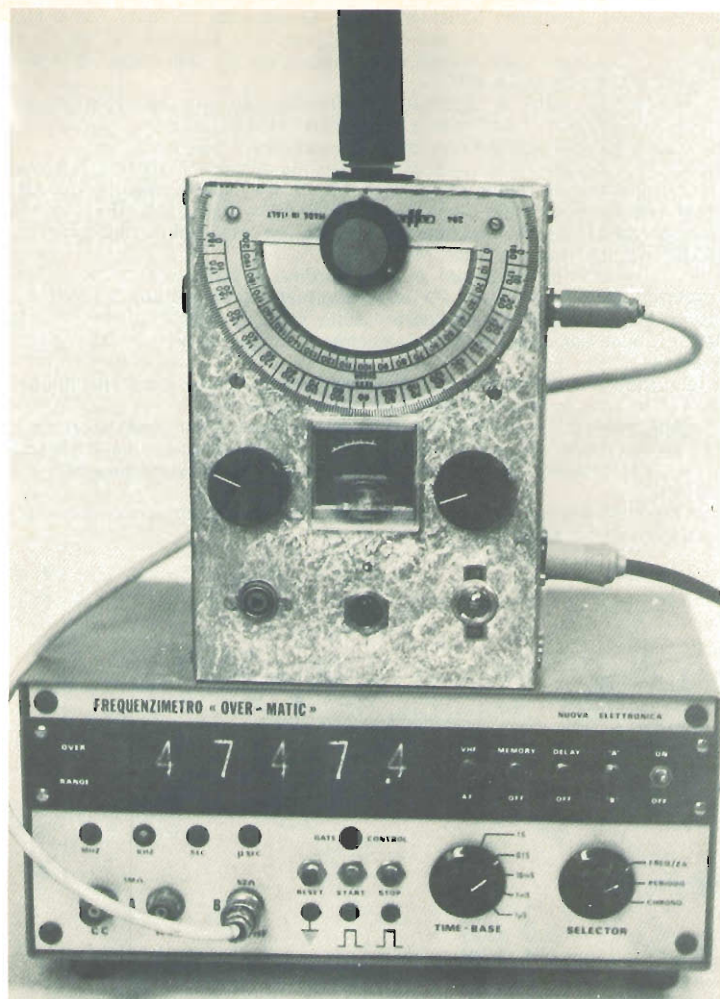
Grid-Dip-Meter per sperimentatori in vena

IOBRZ, Lidano Brachetti

Questo articolo lo dedico a tutti gli sperimentatori che, per una ragione o per l'altra, non sono stati in grado di costruirsi un GDM o che, dopo averlo costruito, si sono trovati che non corrispondeva alle caratteristiche dichiarate o che presentava delle anomalie ignorate o volutamente tenute nascoste. Lo strumento è facile da realizzare anche perché è cablo su circuito stampato (si fa per dire). Lo schema non presenta nulla di eccezionale; mi sono limitato a prendere il meglio di questo e quello schema, riunendo insieme il tutto cercando di sfruttare al massimo la semplicità, la funzionalità, la reperibilità dei componenti e soprattutto la certezza di una sicura riuscita.

Una certa originalità sta nel fatto che è possibile leggere la frequenza con un Frequenzimetro Digitale (FD) anche se ciò non è assolutamente indispensabile.





Il Grid-Dip-Meter in funzione unitamente al frequenzimetro digitale.

I componenti sono reperibili ovunque e vado quindi a elencarli.
 Il condensatore variabile ha una capacità di $3 \div 30$ pF (isolante in ceramica) reperibile presso i rivenditori di surplus o presso commercianti ra-

dio TV (GBC, Marcucci, Melchioni ecc.). La capacità richiesta non è tassativamente fissa; tenere conto che maggiore è la capacità del variabile, minore è il numero delle bobine da realizzare ma più difficoltosa è la sintonia (dip) specie sulle VHF.

La manopola a indice è autocostituita; incollare su una manopola un rettangolo di plastica trasparente e tragarla (vedi foto).

La scala graduata è ottenuta con un goniometro a 180°.

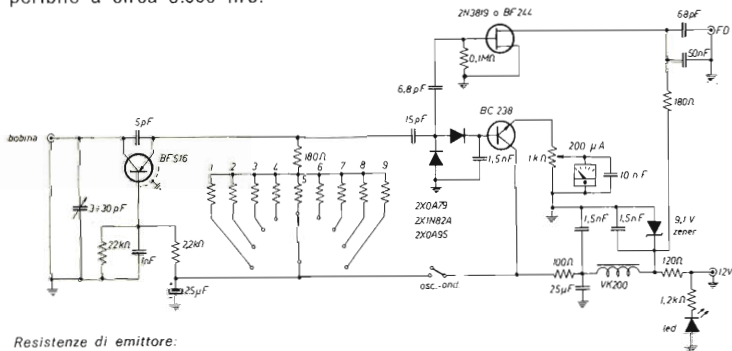
Il transistor oscillatore è un BF516 possibilmente da non sostituire, a meno che non abbiate tempo da perdere. Infatti, fra i tanti provati, è uno dei pochi che funziona bene sia a 3 che a 170 MHz. Anche gli AF114 o 115 possono andare senza modificare il circuito, ma stentano a raggiungere i 150 MHz e non sempre sono reperibili.

I diodi rivelatori da adoperare sono nell'ordine di preferenza 0A79, 1N82A (reperibile da Fantini) 0A95. Da prove effettuate ho constatato che lo 0A95, ottimo sulle HF, lascia a desiderare sulle VHF; al contrario lo 1N82A; lo 0A79 va bene comunque su tutta la gamma. Consiglio di provare e scegliere il meglio.

Il fet (2N3819 o BF244) serve a disaccoppiare (si fa per dire) l'oscillatore dal FD, quando la lettura è fatta con questo strumento.

L'amplificatore BF è un BC328. Anche qui ho provato vari transistori ma a mio avviso il migliore è stato quello citato. Anche in questo caso gli sperimentatori facciano delle prove (magari saldando provvisoriamente uno zoccolo).

Il microamperometro (200 μ A) è giapponese, abbastanza economico e reperibile a circa 3.000 lire.



Resistenze di emittore:

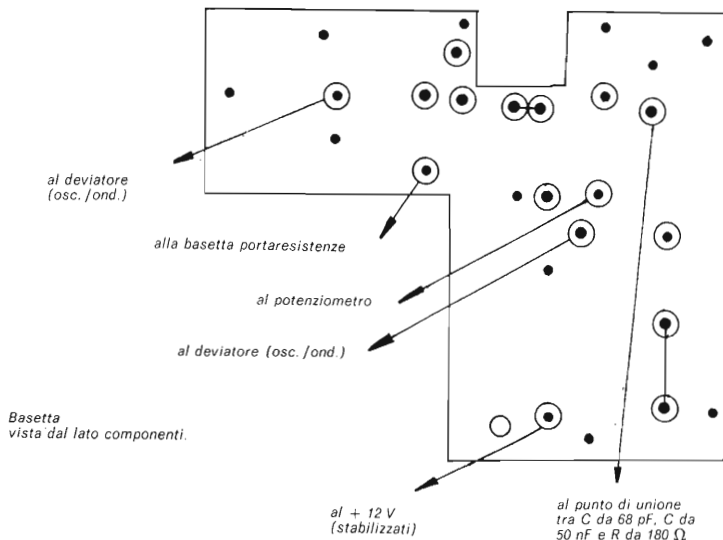
- | | |
|---|----------------|
| 1 | 33 k Ω |
| 2 | 15 k Ω |
| 3 | 7,8 k Ω |
| 4 | 4,7 k Ω |
| 5 | 3,3 k Ω |
| 6 | 1,1 k Ω |
| 7 | 1,1 k Ω |
| 8 | 800 Ω |
| 9 | 180 Ω |

I condensatori da 5 $\div$ 6,8 e 15 pF dovrebbero essere NP0. Nulla vieta di provare altre capacità o coefficienti ma a scapito della stabilità o difficoltà di oscillazione. Il condensatore di base del BF516 (1.000 pF) è un poliestere. Il rimanente materiale è reperibile ovunque.

REALIZZAZIONE

Forare il contenitore e installare le prese (per la bobina ho adottato il tipo « punto-linea »; per il FD e uscita BF una presa da pannello TV) il potenziometro, commutatore, interruttori, led ed eventualmente la batteria. Il variabile deve stare il più vicino possibile al bocchettone di innesto bobina; la massima frequenza dipende anche dai collegamenti corti e ben fatti (togliere la colofonia dalle saldature con trielina).

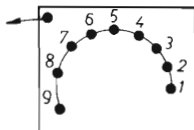
Preparare a parte la basetta in vetronite doppio rame facendo le piazzole di ancoraggio come da illustrazione e la basetta portaresistenze.



● piazzole da fare sulle due faccie

● fori da fare per saldature a massa

alla R da 180 Ω
(emittore BF516)

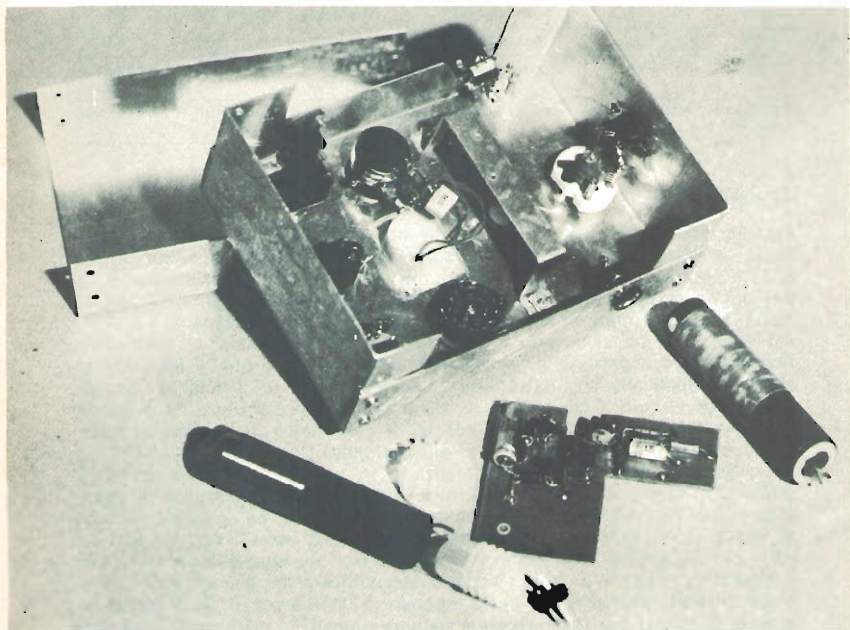


Basetta portaresistenze.

Fare attenzione a non surriscaldare i semiconduttori. Qualora si adotti il tipo 1N82A **evitare di saldarlo.**

Nelle prove fatte ho così proceduto: avvolgere a spirale del filo di rame sui reofori del diodo. Saldare queste due specie di molle e inserirvi (a saldatura avvenuta) il diodo.

Le bobine vanno avvolte su tubo nero (per impianti sotto traccia) del diametro di 2,2 cm reperibile presso negozi di materiale elettrico. Lo spinotto « punto-linea » dovrebbe essere inserito nella bobina, ma essendo di diametro più piccolo, bisogna introdurlo in un tappo da spumante! (vedi foto).



Contenitore con componenti montati.

In basso, da destra a sinistra: bobina finita, basetta con componenti, bobina da costruire: tubo-tappo spumante di plastica (già tagliato) e spinotto « punto-linea ».

Per quanto riguarda le bobine, il numero di spire e diametro del filo non si possono dare dei dati precisi. Riporto a titolo informativo i dati delle bobine da me costruite impiegando un variabile da $3 \div 30$ pF, la resistenza di emettitore impiegata, e infine a quale distanza è possibile ancora rilevare il dip.

n. bobina	frequenza (MHz)	Ø filo rame	spire	resistenza	dip (cm)
1	2,7 ÷ 4,5	0,5 mm smaltato	110 (serrate)	33 kΩ	9
2	4,4 ÷ 7,3	0,5 mm smaltato	55 (serrate)	15 kΩ	7,5
3	7,1 ÷ 11,7	0,5 mm smaltato	26 (serrate)	7,8 kΩ	6
4	11,3 ÷ 18,5	0,5 mm smaltato	17 (serrate)	4,7 kΩ	5,5
5	17,6 ÷ 28,7	Ø 1 mm isolamento in plastica con Ø 16/10	10,5 (serrate)	3,3 kΩ	4,5
6	27,7 ÷ 45,8	Ø 1 mm isolamento in plastica con Ø 16/10	5,5 (serrate)	1,1 kΩ	4,5
7*	45,4 ÷ 77,9	argentato 16/10	4,5 spaziate 1 mm	1,1 kΩ	4,5
8*	62 ÷ 109	argentato 16/10	4,5 spaziate 1 mm	800 Ω	3,5
9	100 ÷ 165	argentato 16/10	a U lunghezza 5 cm larghezza 1 cm	180 Ω	3,5

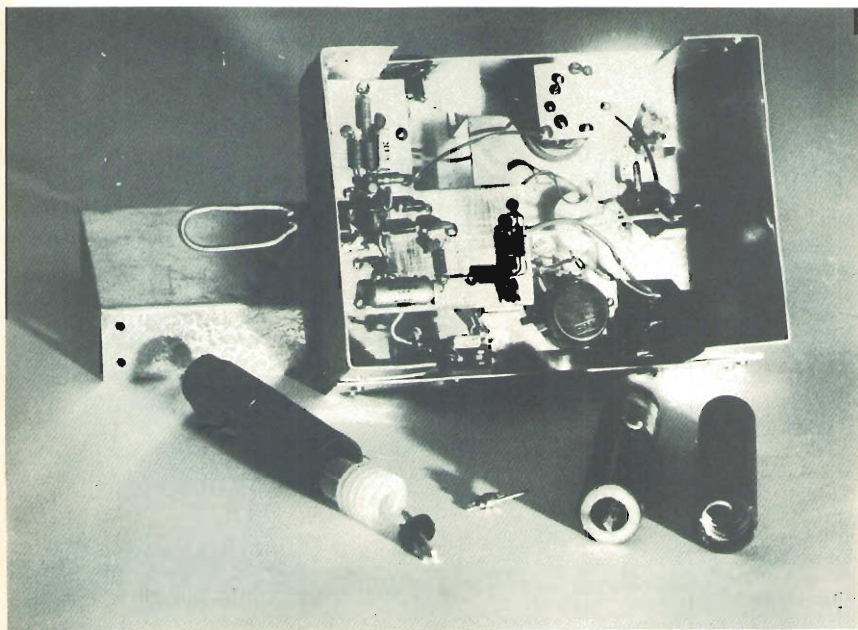
* le bobine 7 e 8 hanno l'avvolgimento all'interno del tubo e pertanto il diametro di avvolgimento (in aria) è di circa 18/10.

TARATURA

Per non complicare le cose dirò come ho proceduto nel mio caso (9 bobine): saldare (in maniera provvisoria) 8 resistenze e un trimmer tra basetta porta-resistenze e commutatore; i valori delle resistenze sono nell'ordine (a partire dalla bobina 9) 150, 1.000, 1.500, 2.200, 4.700, 5.000, 7.800, 15.000, e infine un trimmer da 50.000. Inserire la bobina n. 1 (2,7 ÷ 4,5 MHz). Con un cacciavite regolare il trimmer fintanto che l'oscillatore non sia attivo. Costruire a parte una bobina analoga a quella inserita nel GDM saldando alle sue estremità un compensatore da 3 ÷ 50 pF. Avvicinare i due circuiti a circa 3 cm di distanza e cercare il dip. Una volta ottenuto, allontanare tra loro le bobine di centimetro in centimetro regolando sempre il trimmer per il dip più profondo. Con la bobina n. 1 il dip è ancora rilevabile a 9 cm di distanza (con ottimi microamperometri la distanza è ancora maggiore). Sostituire il trimmer con resistenza di egual valore; nel mio caso 33.000 Ω. Togliere la resistenza da 15.000 e saldare al suo posto il trimmer; inserire la bobina n. 2 e così di seguito fino ad arrivare alla bobina n. 9. Tenere presente che: più energicamente oscilla il transistor, minore è il dip. Maggior sensibilità si ha quando il BF516 si trova al limite dell'innescio; se stringendo la bobina tra le dita l'indice va a zero (o quasi) per poi tornare a segnare quando lo si rilascia, vuol dire che la resistenza di emettitore è giusta. Se l'indice si muove di poco la resistenza è troppo bassa; viceversa è troppo alta se cessa l'oscillazione. Il Pierino maggiore (ZZM) suggerì su **cq** 2/75 (pagina 196) di inserire dentro ogni bobina una resistenza evitando così il commutatore. Da parte mia penso che la cosa sia molto più laboriosa; comunque lo sperimentatore (se è veramente tale) provi quale è il metodo migliore. Ricordare che il commutatore deve essere sistemato il più vicino possibile al circuito del BF516. Tenere presente che la taratura della scala potrà essere fatta subito se le bobine saranno state protette con la plastica termorestringente; qualora fosse stata adoperata la colla di polistirolo attendere almeno due o tre giorni. Si può operare con un'oscillatore campione (BC221) oppure con il FD. Nel primo caso occorre una pazienza da certosino, nel secondo la cosa è molto sbrigativa. Sorge però il primo inconveniente: tarando il GDM con il FD è facile, ma non appena si toglie lo strumento per operare ci si ac-

corge che la frequenza è slittata di pochi hertz nelle HF ma di decine di kilohertz sulle VHF. Verrebbe quindi pensato di operare tenendo sempre inserito il FD. Ma chi non lo possiede e se lo è fatto prestare come può fare? L'inconveniente è dato dall'influenza che il carico del FD (malgrado il circuito del separatore) ha sull'oscillatore. E qui si accende la famosa lampadina!

Basta inserire al posto del FD un carico eguale a quello del FD stesso e il gioco è fatto. Ho saldato in un bocchettone per TV una resistenza da 50 Ω circa e l'ho inserito nella presa dove va innestato il FD. Chi non possiede il FD tracci la scala parlante su carta millimetrata; tante scale per quante sono le bobine.



Contenitore con inclusa la basetta portacomponenti e basetta portaresistenze.

Notare in basso al centro la punta per piazzole, e a destra la bobina 7 con l'avvolgimento all'interno del tubo.

STABILITA'

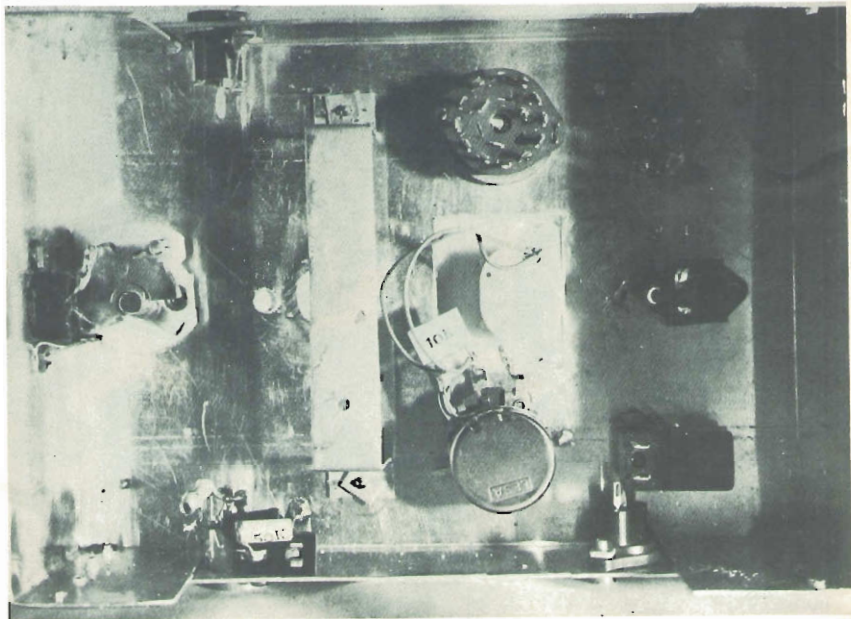
Con i componenti suggeriti, dopo 15 minuti dall'accensione, sulla frequenza dei 145 MHz la deriva è di $2 \div 3$ kHz.

Particolare di somma importanza: contrariamente a quanto avviene con i GDM che non hanno il variabile a massa, la capacità della mano, durante la messa a punto della sintonia, non influenza minimamente l'oscillatore nemmeno sulle VHF.

ALIMENTAZIONE

Ho preferito alimentare il GDM con alimentatore esterno a $12 V_{cc}$ stabilizzato inseribile tramite spinotto « punto-linea ». Tre batterie piatte erano troppo ingombranti e costose. Ho ripiegato quindi su un alimentatore tutto fare che non dovrebbe mancare mai sul tavolo di lavoro di un OM.

A chi obietta che in questo modo il GDM non è più un portatile posso dire che in 25 anni di lavoro non mi è mai successo di portarlo fuori sede. Se ciò dovesse avvenire basterebbe collegare una batteria da 12 V sulla relativa presa. Lo sperimentatore è libero di decidere come regolarsi meglio.



Contenitore con i primi componenti da montare.

Da notare (a sinistra della foto) la resistenza da 180Ω e i condensatori da $68 pF$ e da $50 nF$ montati direttamente sul bocchettone di innesto per frequenzimetro digitale.

I bocchettoni (in alto e in basso a destra) sono stati previsti rispettivamente per ingresso frequenza e uscita BF.

DIFETTI

Uno solo! Su 113 MHz (circa) vi è un lievissimo dip (buco), di circa 1 mm! Vedrò in seguito di eliminarlo; comunque, già sapendolo in partenza, non si terrà conto di questo guizzo. Provare a togliere i condensatori di fuga ($1.500 pF$) o variare la resistenza di emettitore dell'oscillatore (180Ω).

MODALITA' D'USO

Rimando il lettore su quanto scritto in **cq** n. 11/76 a pagina 1830.

* * *

ONDAMETRO

Ho volutamente lasciato per ultimo l'argomento **Ondametro**.

Personalmente ho constatato che su tutti i GDM costruiti, tutti hanno lasciato a desiderare come ondometri. Sono fermamente convinto che per avere un buon ondametro bisogna costruire un... buon ondametro (o un FD). Io adopero il GDM come ondametro facendolo lavorare come GDM! Accoppiando il GDM (e quindi attivo) a un circuito in esame (e quindi attivo anche questo) non appena le due frequenze saranno analoghe, lo strumento indicherà la frequenza incognita. Il vantaggio che se ne trae operando in questo modo è che, come ondametro, la radiofrequenza deve avere una certa potenza per essere rivelata, per contro come GDM basta una debole potenza.

CONCLUSIONE

Dalla foto è possibile vedere una presa (uscita BF) e una (laterale a sinistra) prevista per modulare la portante. Non le ho collegate ma lo sperimentatore se vuole può adoperare la prima per usare lo strumento come monitor audio e la seconda per iniettare una frequenza sull'oscillatore. Al posto delle resistenze di emettitore per le bobine 8 e 9 ho lasciato due trimmer tarati rispettivamente a 800 e 180 Ω .

Il FD deve essere in grado di leggere frequenze dell'ordine dei $150 \div 160$ MHz. Inoltre sulle VHF deve essere abbastanza sensibile. Se si hanno difficoltà di lettura provare ad aumentare i valori di capacità sul condensatore da 6,8 pF portandolo a un massimo di 20 pF; quello da 68 pF può essere portato fino a 100 pF. Questo per coloro che vogliono leggere la frequenza con il FD.

Non appena avrete realizzato questo strumento vi suggerirò come autocostruire un'antenna trappolata (W3DZZ) raccorciata (minima lunghezza 18 m) le cui trappole si possono autocostruire con estrema facilità, materiale reperibilissimo in grado di lavorare ottimamente su tutte le bande.

Buon lavoro!

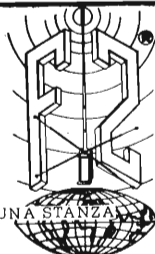
prodotti brevettati

FIRENZE 2
ANODIZZATA

*Servizio Tecnico e Ricambi
a vostra disposizione*

**RAPPRESENTANZA E
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA**

**ANTENNE
PER
OGNI USO**



IL CIELO IN UNA STANZA

CASELLA POST N°1.00040 POMEZIA (ROMA)
☎ 06.9130127/9130061

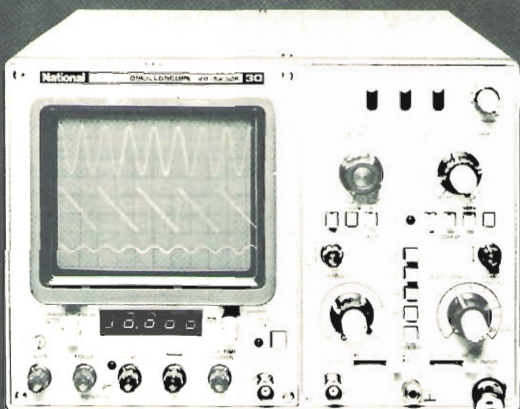
attenzione al marchio



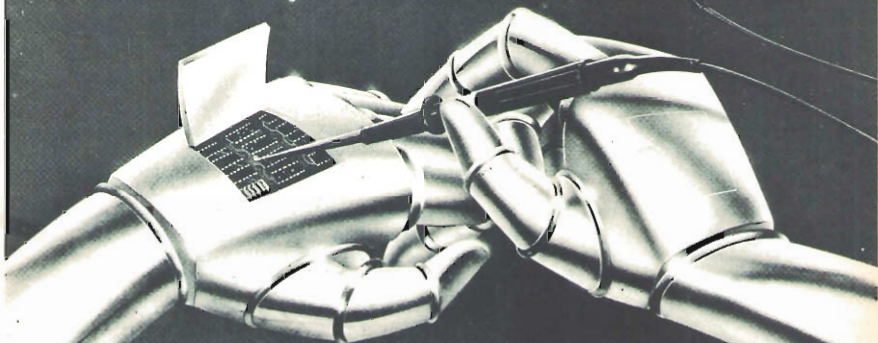
National

UN PO' PIU' AVANTI DEL NOSTRO TEMPO

**Read
and...**



Watch!



LA SERIE DI OSCILLOSCOPI NATIONAL VP-5230 A/S
30 MHz, 2 mV, 3 TRACCE, DOPPIA BASE DEI TEMPI, TRIGGER
ALTERNATE, HOLD OFF VARIABILE, DATA READOUT (su ri-
chiesta), 15.000 ORE DI MTBF, SI ARRICCHISCE DI 3 NUOVI
MODELLI.

I mod. VP-5230 K e VP-5230 M offrono le stesse caratteristiche del VP-5230 A/S con l'aggiunta sul primo di un counter digitale a 100 MHz per misure di frequenza, periodo, intervalli di tempo ecc., sul secondo di un multimetro digitale per misure di tensione DC/AC, di resistenza e di picco-picco.

Il mod. VP-5250 A mantiene le stesse caratteristiche principali dei primi ma con una banda passante di 50 MHz: questo nuovo oscilloscopio permette di visualizzare contemporaneamente sia la base dei tempi «A» intensificata da «B», che la «B» espansa.



VP-5230 A



VP-5250 A



VP-5230 M

**Barletta
Apparecchi Scientifici**

20121 - Milano - Via Fiumi Occident, 11 - Tel. 805.961 - 805.962 - 805.985 - Telex 334128 BARILET-I

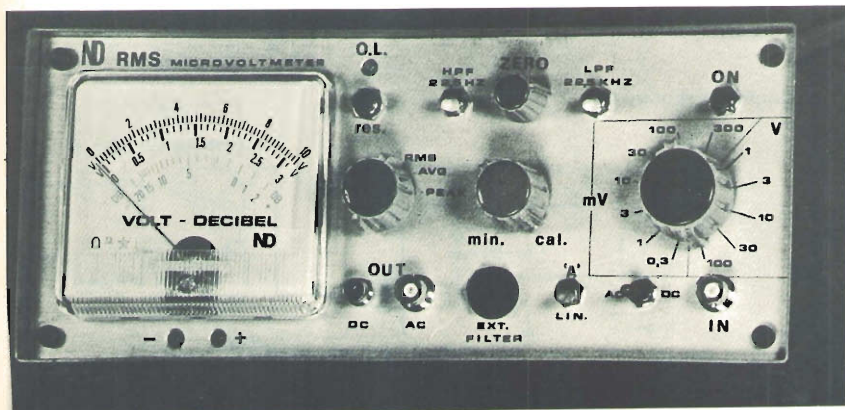
microvoltmetro cc-ca a vero valore efficace

Norico Data

Caratteristica che differenzia questo strumento da altri apparsi in passato su varie riviste è, oltre alla sensibilità e alla misura di tensioni continue, la rivelazione del segnale in corrente alternata che, contrariamente al solito, ovvero in valor medio, è effettuata, grazie a un particolare integrato, in vero valore efficace o RMS (Root Mean Square - valore quadratico medio).

Vediamo intanto quali sono le caratteristiche generali del microvoltmetro:

- 12 portate da $300\text{ }\mu\text{V}$ a 100 V con passi 1-3
(da -100 dBm a $+42\text{ dBm}$ in passi di 10 dB);
- impedenza di ingresso $2\text{ M}\Omega$;
- misurazione di tensioni continue, alternate, continue + alternate;
- risposta in frequenza: $10 \div 50\text{ kHz}$ entro $0,5\text{ dB}$, fino a 100 kHz entro $1,5\text{ dB}$;
- filtro per misure di rumore pesato « A »;
- possibilità di inserire altri tipi di rivelatori (valor medio, di picco) e filtri esterni (per esempio: filtro a banda stretta per uso come voltmetro selettivo);
- indicazione automatica della polarità;
- protezione contro i sovraccarichi.



I due interruttori a lato della manopola di zero sono per circuiti non ancora completati.

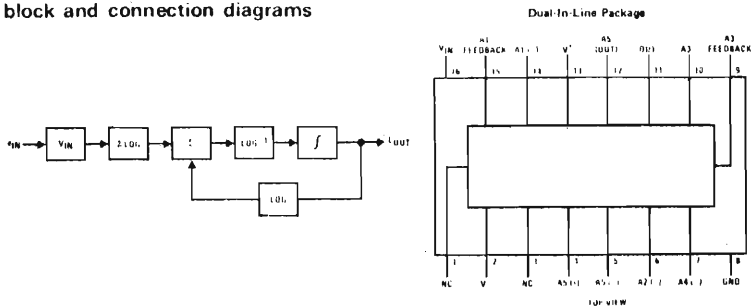
Prima di iniziare l'esame del circuito elettrico soffermiamoci un attimo sulla rivelazione RMS.

Normalmente i rettificatori inseriti nella grande maggioranza degli strumenti di misura per ca rivelano il valor medio della tensione applicata e, poiché il rapporto tra valore RMS e valor medio per una tensione sinusoidale è costante e vale 1,11, è facile tarare direttamente la scala di lettura in valore RMS. Il problema sarebbe risolto se ci si limitasse a misurare questo tipo di tensioni ma, nella pratica delle misure di BF, questo avviene raramente: basti pensare alle misure di distorsione o di rumore, in cui la forma d'onda è tutto fuorché sinusoidale, facendo sì che il rapporto di cui si è detto non sia più valido.

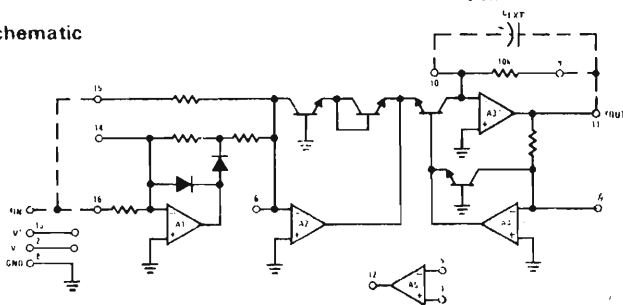
Il costruire un rivelatore RMS era, fino a poco tempo fa, un'impresa abbastanza ardua specialmente se si voleva mantenere una buona precisione nel tempo e al variare della temperatura e questo comunque con circuiti abbastanza complessi. Sono però apparsi sul mercato negli ultimi tempi integrati atti a svolgere questa funzione e grazie a uno di questi: lo LH0091, un integrato ibrido prodotto dalla National Semiconductor, si è potuto realizzare senza troppe difficoltà questo strumento.

Vediamo di approfondirne la conoscenza: in figura 1 sono illustrati lo schema a blocchi, lo schema semplificato nonché le connessioni.

block and connection diagrams



simplified schematic



Note: Dotted lines denote external connections.

figura 1

Schema a blocchi, connessioni, e schema semplificato LH0091.

Per chi ama le formule la funzione di trasferimento del dispositivo è data da

$$V_{out} (cc) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{in}^2 (t) dt};$$

l'accuratezza tipica di conversione è dello 0,5 % della lettura senza alcuna regolazione mentre, effettuando queste, si può giungere a una precisione dello 0,05 %.

In figura 2 sono riportate le principali caratteristiche elettriche del dispositivo e in figura 3 lo schema base di applicazione che impiega solo un condensatore esterno, il tutto già con una buona precisione.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ACCURACY (See Definition of Terms)					
Total Unadjusted Error	50 mVrms $\leq V_{IN} \leq 1V_{rms}$ (Figure 1)		20 · 0.5	40 · 1.0	mV, %
Total Adjusted Error	50 mVrms $\leq V_{IN} \leq 1V_{rms}$ (Figure 3)		0.5 · 0.05	1 · 0.2	mV, %
Total Unadjusted Error vs Temperature	25 °C · T _A $\leq$ 170 °C		0.25 · 0.02%		mV, %/°C
Total Unadjusted Error vs Supply Voltage			1		mV/V
AC PERFORMANCE					
Frequency for Specified Adjusted Error	Input: 1Vrms, Sinewave (Figure 3)	30	70		kHz
	Input: 0.7Vrms, Squarewave (Figure 3)		40		kHz
	Input: 0.1Vrms, Sinewave (Figure 3)		20		kHz
Frequency for 1% Additional Error	Input: 1Vrms, Sinewave (Figure 3)	100	200		kHz
	Input: 0.7Vrms, Squarewave (Figure 3)		75		kHz
	Input: 0.1Vrms, Sinewave (Figure 3)		50		kHz
Bandwidth (3 dB)	Input: 1Vrms, Sinewave (Figure 3)		2		MHz
	Input: 0.7Vrms, Sinewave (Figure 3)		1.5		MHz
	Input: 0.1Vrms, Sinewave (Figure 3)		0.8		MHz
Crest Factor	Rated Adjusted Accuracy Using the High Crest Factor Circuit (Figure 5)	5	10		
INPUT CHARACTERISTICS					
Input Voltage Range	For Rated Performance	-0.05		-11	V _{peak}
Input Impedance		4.5	5		k Ω
OUTPUT CHARACTERISTICS					
Rated Output Voltage	R _L = 2.5 k Ω	10			V
Output Short Circuit Current			22		mA
Output Impedance			1		Ω
POWER SUPPLY REQUIREMENTS					
Operating Range		-5		-20	V
Quiescent Current	V _S = 15V		14	18	mA

figura 2

Caratteristiche elettriche LH0091.

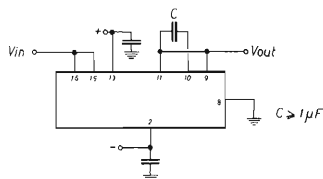


figura 3

Schema base di applicazione LH0091.

Con tale circuito non si possono però rilevare tensioni con fattore di cresta maggiore di 2 se non accettando un errore maggiore; per cui la Ditta costruttrice consiglia un altro circuito che fa uso di un amplificatore operazionale disponibile all'interno del chip, oltre ad aggiungere alcuni trimmers per migliorare la precisione totale. Esamineremo più avanti questo particolare circuito, diamo ora un'occhiata allo:

SCHEMA ELETTRICO

Subito dopo l'ingresso troviamo S_1 che esclude dal circuito C_1 per effettuare misure di tensioni continue o, grazie alla particolare natura del rivelatore, tensioni alternate sovrapposte a continue con indicazione del valore complessivo.

Segue S_{2a} che inserisce C_2 costituente una parte del filtro di pesatura « A »; il segnale giunge poi a un partitore compensato, con rapporto 1.000 : 1, che viene inserito sulle portate superiori ai 300 mV.

R_1^*	2 M Ω , 1 %	R_{13}	100 k Ω	R_{29}	220 k Ω
R_2^*	2 k Ω , 1 %	R_{14}	3,9 k Ω	R_{30}	22 k Ω
R_3	6,8 k Ω , vedi testo	R_{17}	4,7 k Ω	R_{31}	3,3 M Ω
R_4	6,8 k Ω , vedi testo	R_{18}	270 k Ω	R_{32}	3,3 M Ω
R_5	100 k Ω	R_{19}	270 k Ω	R_{33}	10 k Ω
R_6	3,9 k Ω	R_{20}	680 Ω	R_{34}	270 k Ω
R_7^*	2.160 Ω (2,2 k Ω // 120 k Ω), 1 %	R_{21}	1,2 k Ω	R_{35}	47 k Ω
R_8^*	680 Ω , 1 %	R_{22}	12 k Ω	R_{36}	15 k Ω
R_9	216 Ω (220 Ω // 12 k Ω), 1 %	R_{23}	1 k Ω	R_{37}	150 k Ω
R_{10}^*	68 Ω , 1 %	R_{24}	12 k Ω	R_{38}	10 k Ω
R_{11}^*	21,6 Ω (22 Ω // 1,2 k Ω), 1 %	R_{25}	6,8 k Ω	R_{39}	10 k Ω
R_{12}^*	9,17 Ω (12 Ω // 39 Ω), 1 %	R_{26}	6,8 k Ω	R_{40}	120 Ω , vedi testo
R_{13}	6,8 k Ω	R_{27}	820 Ω	R_{41}	820 Ω
R_{14}	6,8 k Ω	R_{28}	33 Ω		

tutte le resistenze, se non diversamente specificato, sono da 1/4 W al 5 %.

P_1^*	10 k Ω , potenziometro lineare (multigiri)	T_1	10 k Ω , trimmer 20 giri
P_2^*	22 k Ω , potenziometro lineare	T_2	10 k Ω , trimmer 20 giri
T_1	10 k Ω , trimmer 20 giri	T_7	500 Ω , trimmer 20 giri
T_2	500 Ω , trimmer 20 giri	T_8	20 k Ω , trimmer 20 giri
T_3	10 k Ω , trimmer 20 giri	T_9	20 k Ω , trimmer 20 giri
T_4	500 Ω , trimmer 20 giri	T_{10}	20 k Ω , trimmer 20 giri

C_1^*	100 nF	C_3	1 nF
C_2^*	600 pF (2 $\times$ 1.200 pF in serie)	C_9	22 μ F, 25 V
C_3^*	3 $\div$ 24 pF, compensatore	C_{10}	470 nF
C_4^*	15 nF	C_{11}	3,3 μ F
C_5	56 nF	C_{12}	10 μ F, 16 V, tantalio
C_6	820 pF	C_{13}^*	100 nF, ceramico disco
C_7	15 nF	C_{14}^*	100 nF, ceramico disco

X_1	LF356N
X_2	LF356N
X_3	μ A741, mini-dip
X_4	LF356N
X_5	μ A741, mini-dip
X_6	LH0091CD
X_7	μ A741, mini-dip

microamperometro 100 μ A (G.B.C. TS/0580)

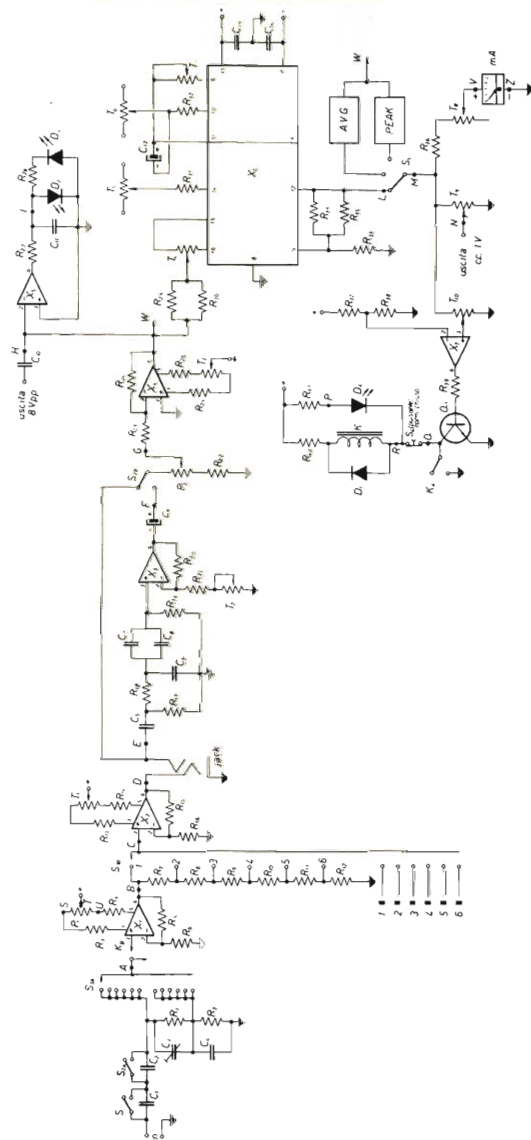
K relè 12 V, 2 scambi
jack isolato da pannello 3 poli con commutazione
(GBC GP/0414-00) (facoltativo - vedi testo)

Q_1 qualsiasi NPN al silicio (BC107)

D_1	1N4148
D_2^*	led verde
D_3^*	led rosso
D_4^*	led giallo

S_1 interruttore unipolare
 S_2 deviatore bipolare
 S_3 commutatore 12 posizioni, 2 vie
 S_4 pulsante normalmente chiuso
 S_5 commutatore 3 $\div$ 4 posizioni, 1 via
(facoltativo - vedi testo)

N.B. - I componenti contrassegnati con * sono montati fuori dal circuito stampato.



Troviamo subito dopo il contatto del relè di protezione che, azionato dall'apposito circuito, esclude la tensione in ingresso mettendo a massa l'ingresso del primo stadio di amplificazione costituito da un integrato LF356. Questo integrato è realizzato in tecnologia bifet, un processo di fabbricazione introdotto dalla National, che offre i vantaggi della tecnologia cmos (principalmente, altissima impedenza di ingresso e alta velocità) senza averne gli svantaggi quali la fragilità ed è superiore per quanto riguarda rumore e derivate della tensione di offset.

Tale stadio, realizzato in configurazione non invertente, ha un guadagno di 28,5 dB, il che assicura una banda passante superiore a 100 kHz.

Il potenziometro P_1 , di regolazione dell'offset, serve per la regolazione esterna dello zero, e potendo spendere qualche lira in più e meglio sia del tipo a 10 giri.

All'uscita dello stadio troviamo un attenuatore a sei posizioni, in passi di 10 dB che, collegato al partitore di ingresso, permette di ottenere le 12 posizioni totali; tale attenuatore, essendo in un punto del circuito a bassa impedenza, non richiede compensazioni, facilitando così la taratura finale che è limitata al solo compensatore del partitore di ingresso.

Lo stadio successivo è esattamente uguale al precedente ad eccezione della regolazione dell'offset che qui è fatta con un trimmer interno. All'uscita è inserito un jack che permette il prelievo del segnale, l'invio a una apparecchiatura esterna e il suo successivo reinserimento con la semplice inserzione o meno della spina relativa. Questa comodità si rivela utile volendo inserire filtri esterni o particolari reti di elaborazione del segnale. Chi non fosse interessato a questa possibilità può tranquillamente escluderlo dal circuito.

Dopo il jack è inserita la rete passiva di pesatura « A » per le misure di rumore, escludibile tramite S_{2b} e con l'aggiunta di X_3 , un $\mu A741$, che compensa l'attenuazione introdotta dal filtro.

Il potenziometro P_2 seguente è un'altra piccola comodità in quanto permette di posizionare comunque la lancetta sullo 0 dB, rende più agevoli le misure di rapporti quali le misure di guadagno, attenuazione o di rumore; ovviamente nell'uso normale va tenuto sempre in posizione tutto escluso. Il segnale giunge quindi al terzo stadio di amplificazione, anch'esso costituito da un LF356, però in configurazione invertente e con un guadagno di 21,5 dB, che portano il guadagno totale a 78,5 dB.

Il segnale, dopo questo stadio, viene inviato, oltre che al rettificatore, all'uscita ca, a cui è disponibile per una visualizzazione esterna con un'ampiezza massima di $8 V_{pp}$, allo stadio indicatore di polarità, costituito da un $\mu A741$ in veste di comparatore; basta la minima tensione in ingresso perché l'uscita si porti a + o - 15 V accendendo uno dei due led; la resistenza R_{28} , in serie con il led rosso, serve a bilanciare le luminosità data la diversa soglia di conduzione.

Finalmente troviamo lo stadio di rettificazione costituito dallo LH0091.

Notiamo la relativa maggiore complessità rispetto allo schema base dovuta principalmente alla presenza di alcuni trimmers che svolgono le seguenti funzioni: T_4 bilancia la simmetria in cc, T_3 regola l'offset in ingresso, T_6 l'offset di uscita e T_7 regola il guadagno complessivo. Il parallelo di R_{29} e R_{30} (per ottenere il valore di 20 k Ω) e l'alto valore di C_{12} , migliorano l'errore nella misura delle tensioni con alto fattore di cresta. Con questa circuitazione però il segnale subisce un'attenuazione di cinque volte e quindi bisogna ricorrere, per controbilanciarla, all'amplificatore operazionale disponibile all'interno e il cui guadagno è appunto fissato a 5 dalle resistenze R_{33} e $R_{34-R_{35}}$.

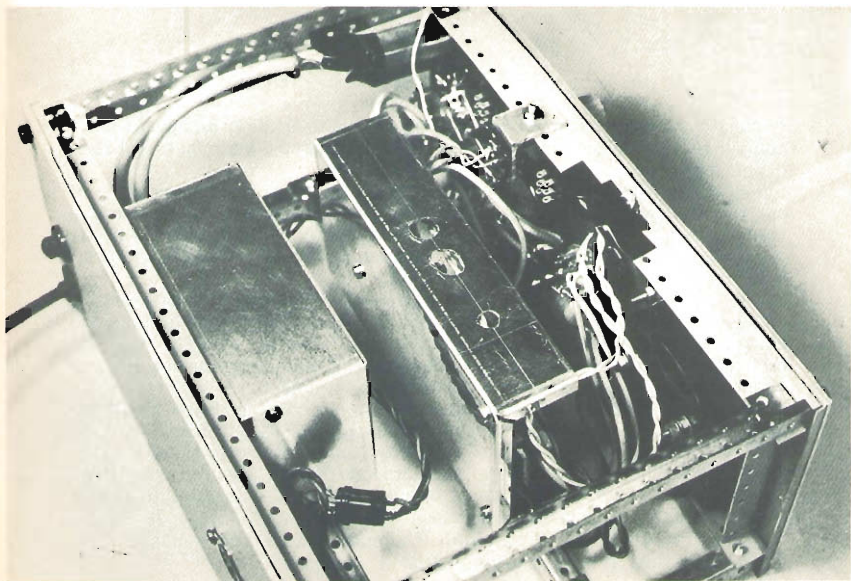
Dall'uscita di questo amplificatore, piedino 12, il segnale giunge a un selettore che, volendo, si può inserire per scegliere altri tipi di rivelatori (valor medio, di picco positivo, negativo o entrambi) già trattati abbondantemente su questa e altre riviste per cui ritengo non sia il caso di ripeterli qui. L'ingresso di questi altri eventuali rettificatori va collegato all'uscita di X_4 .

All'uscita del selettore è posto il microamperometro il cui fondo scala è regolabile tramite T_8 . L'ampiezza della tensione continua da inviare alla apposita uscita è regolabile tramite T_9 .

Ultimo stadio, ma non meno importante, è il circuito di protezione: una frazione della tensione inviata al microamperometro giunge anche, tramite T_{10} , a un altro $\mu A741$ che funge da comparatore tra questa e una tensione fissa di riferimento ottenuta tramite il partitore costituito da R_{37} e R_{38} ; quando la tensione fissata da T_{10} supera il valore presente all'ingresso invertente l'uscita dell'integrato porta in saturazione il transistor che fa scattare il relè e accendere il led relativo. Un contatto del relè mantiene eccitato lo stesso anche quando è cessato ogni sovraccarico. Senza questa accortezza, e in presenza di sovraccarico continuo, il relè continuerebbe a eccitarsi e diseccitarsi. Il pulsante S_1 funge da reset togliendo semplicemente la tensione al relè. Questo dispositivo si è dimostrato molto utile se si pensa che, sulle portate più basse, basta lasciare per un attimo i puntali volanti per vedere scattare la protezione anche se la lancetta non ha ancora fatto in tempo a sbattere a fondo scala. Va ricordato che R_{40} va calcolata per il tipo di relè usato (assorbimento e tensione).

Vista interna microvoltmetro.

Si notano i due contenitori di schermatura.



Passiamo ora alle note per la

REALIZZAZIONE PRATICA

In figura 4 è riportato il disegno dello stampato e in figura 5 la disposizione dei componenti.

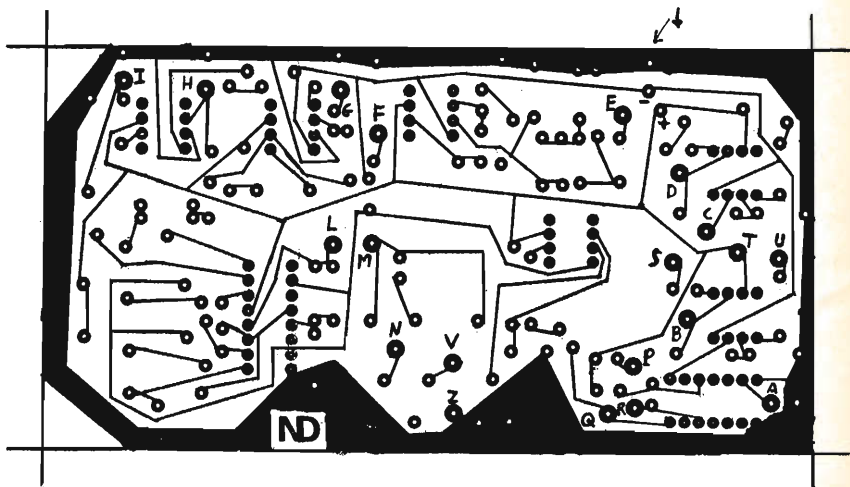


figura 4

Stampato lato rame 1 : 1.

A questo proposito va ricordato che lo stampato è stato disegnato per i componenti che avevo a disposizione, quali ad esempio i trimmers e il relè, e può darsi abbia bisogno di leggere modifiche.

I componenti segnati con un asterisco nella lista relativa non sono montati sul circuito stampato ma sul pannello frontale, sui commutatori o prese relative; fanno eccezione C_{13} e C_{14} che sono montati direttamente sui piedini di X_6 al disotto dello stampato. Bisogna ricordarsi anche di eseguire i quattro ponticelli dal lato componenti.

Per la scelta dei componenti, oltre alla regola generale che tutti devono essere di buona qualità, va ricordato che le resistenze del partitore devono essere, oltre che con precisione dello 1 % o migliore, a strato metallico e così pure quelle relative ai primi due stadi di amplificazione; questo per migliorare la stabilità termica e minimizzare il rumore. Le lettere segnate sullo schema elettrico indicano i punti da cui partono o arrivano allo stampato i collegamenti esterni. Nonostante la grande sensibilità, il circuito non si è dimostrato instabile o tendente alle oscillazioni, basta seguire alcune semplici regole; tutti i collegamenti devono essere ovviamente eseguiti con cavetto schermato di buona qualità ed è importante che la calza schermata sia collegata a massa solo a una estremità onde evitare il formarsi di anelli di massa. Tutto il circuito è collegato a massa in un unico punto che è il bocchettone BNC di ingresso.

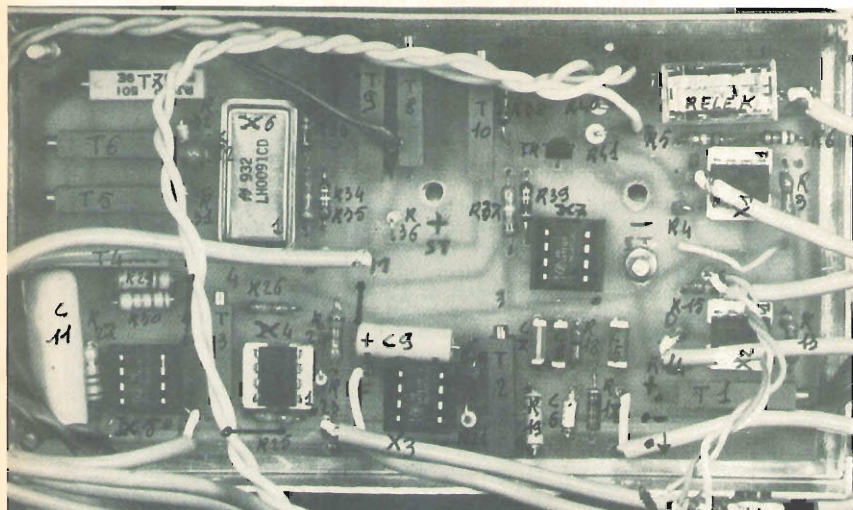
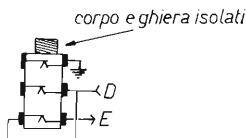


figura 5

Disposizione dei componenti.



Collegamenti al jack visto dal lato terminali.

Gli integrati è meglio siano montati su zoccoli, anche per facilitare la taratura. Lo strumento usato, anche se un qualsiasi microamperometro di buona qualità è adatto alla bisogna, è un ricambio della Amtron, reperibile alla G.B.C., e ha le scale $0 \div 10$, $0 \div 3$ e quella dei dBm già tracciate. E' lo stesso strumento usato da Borromei per il suo millivoltmetro (cq 11/78) ma ha un grave difetto: la scala $0 \div 3$ ha il fondo scala corrispondente con il 10 dell'altra scala; essendo il partitore stato calcolato per scatti di 10 dB, questa scala, oltre che essere errata, non avrebbe alcun rapporto con quella tracciata dei dBm e quindi bisognerà ridisegnarla.

Poiché questo argomento può interessare anche gli acquirenti di un normale microamperometro, che avrà solo la scala $0 \div 10$ (oppure 100), indicherò brevemente come procedere per tracciare la nuova. Questo può essere fatto usufruendo della formuletta

$$A = B \sqrt{10},$$

dove B è il valore della scala $0 \div 3$ che si vuole tracciare e A è il valore

sulla scala $0 \div 10$ in corrispondenza del quale va segnato il valore di B (per esempio: essendo $\sqrt{10} = 3,16$, il valore del fondo scala di 3 va segnato in corrispondenza del valore 9,48 dell'altra scala). Per quanto riguarda il filtro « A » è meglio che R_{17} - R_{18} - R_{19} e C_2 - C_5 - C_6 - C_7 - C_8 siano quanto più possibile precisi.

Per far funzionare il tutto è necessario un

ALIMENTATORE

In strumenti di questa sensibilità si preferisce, per quanto possibile, usare una alimentazione a pile, onde evitare problemi di rumore e ronzio ma, ricorrendo ad alcuni accorgimenti, non si sono avuti inconvenienti anche con un normale alimentatore a rete.

Lo schema elettrico, visibile in figura 6, è molto semplice e classico grazie ai due integrati regolatori di tensione che forniscono le tensioni di ± 15 V necessarie al funzionamento.

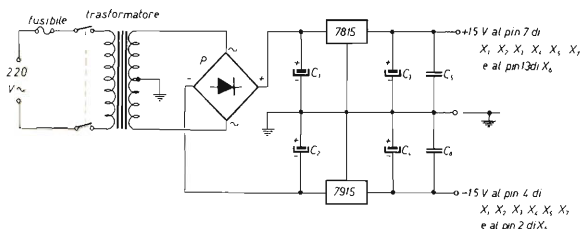


figura 6

Alimentatore microvoltmetro.

C_1, C_2 1.000 μ F, 25 V

C_3, C_4 470 μ F, 16 V

C_5, C_6 0.1 μ F, ceramici disco

interruttore bipolare

trasformatore, secondario (15 + 15) V, 100 mA

P ponte 100 V, 1 A (W01)

Data la sua semplicità il circuito è stato direttamente allestito su una basettina a bollini ramati che poi è stata racchiusa, con il trasformatore di alimentazione, in una scatoletta metallica. Anche il circuito principale del voltmetro è stato racchiuso in una analoga scatoletta e inoltre i collegamenti che portano la tensione di rete all'interruttore di accensione e da questi all'alimentatore sono stati realizzati con cavo schermato la cui calza è stata collegata a massa; anche il resto dell'interruttore è stato racchiuso in un cilindretto realizzato con lamierino di ottone posto anch'esso a massa (melius abundare...).

Passiamo infine alla

TARATURA E CONSIGLI FINALI

Terminata la costruzione e controllato tutto quanto, andate a dormire e ricontrollate tutto il giorno dopo; scherzi a parte, è meglio essere prudenti e pazienti!

Togliete tutti gli integrati dal circuito.

Verificata la presenza e l'esattezza delle tensioni di alimentazione, inserite il solo LH0091 (il piedino 1 è in corrispondenza dell'unico angolo non smussato del contenitore metallico), scollegate il microamperometro e regolate i trimmers T_4 - T_5 - T_6 - T_7 a metà corsa; applicate una tensione continua di circa 50 mV all'uscita di X_4 (sullo stampato esiste un ponticello) e prendete nota del valore letto al punto L collegandovi un tester, un voltmetro elettronico, digitale o che altro passa il convento. Invertite la polarità della tensione in ingresso, senza variarne il valore, e ruotate T_5 fino a ottenere lo stesso valore letto precedentemente.

Riapplicate la tensione positiva e regolate T_6 fino a leggere in uscita lo stesso valore di tensione applicato in entrata; reinvertite la polarità in ingresso e regolate nuovamente T_5 per ottenere lo stesso valore che si era ottenuto al punto precedente. Applicare ora una tensione di + 10 V e poi di - 10 V alternativamente e regolate T_4 fino a ottenere in uscita la stessa lettura con entrambe le polarità (non importa per ora il valore assoluto di questa tensione).

Applicate + 10 V all'ingresso e regolate T_7 per ottenere la stessa tensione presente in entrata.

Ripetere a piacere.

Bisogna notare che, nella taratura di cui sopra, non importa il valore assoluto delle tensioni ma solo la loro uguaglianza (tra entrata e uscita o tra successive letture in uscita) per cui la precisione che si può ottenere, anche dai normali tester, usati come comparatore, è già buona, non importando che si stia misurando 10 V oppure 9,36 V.

Possiamo ora collegare il microamperometro e inserire X_4 e X_5 e, collegato a massa il punto G, regolare T_3 per lo zero in uscita, condizione rivelata anche dal baluginio contemporaneo di D_2 e D_3 , mentre lo sbilanciamento in un senso o nell'altro provoca la piena accensione di un solo led.

Togliamo il contatto di massa da G e portiamolo a C, inseriamo X_2 , S_2 in posizione lineare, e regoliamo T_1 allo stesso modo, usufruendo questa volta anche dell'indicazione della lancetta dello strumento che devierà più o meno dallo zero.

Inseriamo ora X_1 e controlliamo che, con il contatto di massa spostato da C ad A, lo zero dello strumento sia agevolmente raggiunto con P_1 a metà corsa, altrimenti ritoccare il valore di R_3 oppure R_4 . Inseriamo X_3 , applichiamo una tensione di $70 \div 80$ mV alla frequenza di 1 kHz, prendiamo nota del valore letto e, commutato S_2 in posizione « A », regoliamo T_2 fino a ottenere la stessa lettura.

Ritornati in posizione lineare applicare un'onda quadra a 10 kHz di ampiezza superiore a 1 V e regolare C_3 finché l'onda, osservata all'uscita ca, sia il più possibile perfetta.

In mancanza di oscilloscopio, regolare C_3 per la massima linearità della risposta in frequenza.

Applicate ora una tensione continua di cui sia noto il valore con sufficiente precisione e regolate T_8 per la lettura desiderata. Con la lancetta deflessa esattamente sul fondo della scala $0 \div 10$ regolate T_9 per ottenere all'uscita cc una tensione di 1 V esatto.

Questa, comunque, è una taratura che può variare a seconda delle esigenze personali; l'uso di questa presa è infatti principalmente quello di pilotare un voltmetro digitale esterno (o un registratore grafico per quegli sceicchi che lo possiedono).

Il motivo per cui lo strumento non è stato direttamente concepito come digitale è perché, oltre al fatto che molti ormai posseggono un tester digitale, questi strumenti, insuperabili quando si tratta di misurare tensioni stabili, diventano molto scomodi quando la tensione varia continuamente e velocemente, come è il caso delle tensioni di rumore oppure quando si cerca il massimo o il minimo per la taratura di un filtro; chi non ci crede, provi a effettuare l'azzeramento di un distorsimetro usufruendo solo di un voltmetro digitale.

Dopo questa breve digressione, ritorniamo all'ultimo atto della nostra taratura.

Inseriamo X_7 e regoliamo T_{10} affinché, con l'ago dello strumento deflesso oltre il fondo scala (ma non con la lancetta piegata ad angolo retto mi raccomando!), scatti il relè di protezione.

Ripetere tutto quanto con pazienza e a strumento ben caldo.

Per quanto riguarda la reperibilità dei componenti normali non vi è da dire nulla di particolare, tutte le Ditte che fanno pubblicità sulla rivista li possono fornire.

Un consiglio per quanto riguarda gli LF356 è quello di provare a cambiare X_1 con quello che ha il migliore comportamento come rumore e deriva tra quelli acquistati.

L'unico componente un po' particolare e che non si trova dal rivenditore sotto casa è lo LH0091.

A questo proposito devo ringraziare la ESCO di Milano per la documentazione tecnica fornita, la ADELSY per l'aiuto dato a rintracciare tale integrato e soprattutto la Ditta DELTA ELETTRONICA - via California 9 - Milano, al cui Titolare, sempre molto gentile, possono rivolgersi gli interessati all'acquisto o per informazioni.

Termina così questo lungo sproloquio con la speranza di aver fornito all'amatore uno strumento in più per il laboratorio e con la promessa di ritornare presto con alcuni accessori, ora in gestazione, da abbinarvi.

Buon lavoro a tutti.

Cala la tela. *****



Montato L. 25.500
+ IVA

grifo

40016 S. Giorgio
V. Dante, 1 (BO)

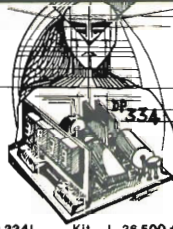
☎ Tel. (051) 892052

Vers. c/c postale n° 11489408
aggiungere L.1.000 per spese p.



PIPPO...P DIDATTICO

Kit L.168.000 Compresa IVA



DP 334L	Kit	L. 36.500 + IVA
DP 334	Montato	L. 41.500 "
PM 312	"	L. 42.500 "
PD	"	L. 15.500 "

STAMPANTI CENTRONICS 730

- Carta Perforata e a Lettura facilitata per Centronics 730
- Contenitori DIN 48 x 96 con mascherina
- Ritardatori Octal R 78 K / 24 Vac
- Sensori per Gas... ecc...

Distributore per il Veneto
Ditta ABACO
via Ognissanti - 7
cap 30174 MESTRE
Tel. 041-940330

Antenna "fuggens"

18YGZ, Pino Zámboli

Premesso che per essere ascoltatore si deve possedere un ricevitore, buono o cattivo che sia, è importante che questo sia « accompagnato » da un'antenna che possa permettere una buona ricezione.

Logicamente vi renderete conto che questa benedetta antenna svolge un ruolo importantissimo, il più delle volte sottovalutato da molti appassionati i quali si preoccupano molto della qualità del ricevitore... e poi si limitano ad ascoltare con... « un pezzo di filo buttato per terra!... ». Nemmeno il più sofisticato RX superprofessionale « reagirebbe » a dovere! Gli americani dicono: « cattivo ricevitore, ma buona antenna... » e hanno ragione. Possedere un buon ricevitore non comporta grossi problemi (...se non quello iniziale per comprarlo!); una volta scelto il posto di ubicazione nello shak, tutto è risolto, e... buon ascolto!

Non la stessa cosa si può dire per l'antenna perché, economica o super-s sofisticata, comporta diversi problemi di natura pratica e... « filosofica ». Nelle grandi città (e adesso anche nelle più piccole...) lo spazio è diventato sempre più rarefatto e il possedere un terrazzo ove potersi districare fra fili e pali è diventato veramente un'utopia!

Oltre allo spazio poi sorge il problema del condominio o dell'attico di proprietà privata (e questi privati chi sa perché, « odiano » sempre i radioamatori...). Il tutto poi coronato da una non chiara interpretazione di leggi e regolamenti che rende ancora più difficile la vita al povero OM o SWL. Dopo i problemi di natura pratica, quelli « filosofici » sono ancora più difficili da risolvere perché fanno parte di una disinformazione comune che circola in giro basata molte volte anche sull'ignoranza della gente!

Con l'avvento delle TV-libere, sempre più numerose, i problemi di interferenze fra di loro e i programmi nazionali della RAI sono aumentati in maniera spaventosa, specialmente in zone limitrofe di ripetizione RAI o dove l'orografia del territorio permette molti effetti di riflessione dei segnali. Quante volte sui nostri schermi televisivi si accavallano immagini confuse, striature a più non posso, audii « solitarii »... o immagini « fantasmiche »... che non permettono la normale ricezione o del Nazionale o del canale « libero »? Noi, sprofondati in poltrona, riusciamo anche a spiegarci il perché..., ma « gli altri », ovvero quelli che ci stanno intorno, si avvelenano o si arrovellano per quell'antenna che « quello » (leggi sventurato OM o SWL...) da quando ha sistemato sul tetto, « **si attira** » le onde e non permette quindi la normale ricezione dei programmi TV!

Ed è perfettamente inutile tentare di aprire un discorso... cercare di far capire che un pezzo di filo o un palo verticale così solo montati, non hanno mai dato fastidio o arrecato disturbo a nessuno.

Allora bisogna armarsi di santa pazienza e di tanta buona volontà e operare per esclusione: abbassate le antenne, si accorgeranno che lo stesso non vedono bene (d'altra parte voi questo lo sapevate già...!) e così dopo non avranno più niente da dirvi. Il guaio sarebbe se, abbassate le antenne... scomparissero pure i disturbi! Allora, o cambiate hobby o... cambiate casa! Un'antenna che si adatta molto bene sia alla tasca dello SWL (peraltro eternamente squattrinata...) sia alla mimetizzazione (« ...no, non è un'antenna, è semplicemente un filo per stendere il bucato... ») è il classico e pur sempre valido

dipolo aperto

Certo, in un'epoca in cui si viaggia in Mercedes, camminare su di un mulo può sembrare ridicolo, al limite pittoresco, ma state sicuri che forse con il mulo non rimarrete mai a piedi e in più non avrete problemi energetici...! Logicamente arriverete un po' più tardi, ma sempre raggiungerete la meta! E poi c'è un detto che dice: « Chi va piano va sano e va... » a caccia di DX! Nella tabella che vedete di seguito pubblicata, trovate delle micro-formule (...in tempo di micro-tecnologia...) per calcolare la lunghezza delle antenne; basta dividere il numero fisso per la frequenza di ricezione, logicamente sempre centro banda (ad esempio: 14.200, 21.250, 7.050, ecc.) o in quella parte di banda ove si vuole che l'antenna risuoni meglio e, ... il gioco è fatto!

- MICRO-FORMULE PER CALCOLARE LA LUNGHEZZA DELLE ANTENNE -

$\frac{5}{8}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$
178,308	142,646	71,323
F	F	F
LATO QUAD	"V" INV.	RADIALI PER VERTICALI
76,504	141,427	73,152
F	F	F

F = FREQUENZA in MHz

FATTORE DI VELOCITÀ PER CAVI 'RG' = 0,66
, , , , , , 'TV' = 0,81

Più giù, poi, trovate il FATTORE DI VELOCITA' che vi servirà in futuro per il calcolo del BALUN; per i cavi coassiali di tipo RG (8, 11, 58, 59, 174, ecc.) è 0,66; per quelli di tipo TV (i comuni usati per discese di antenne TV) invece è 0,81.

Costruzione del dipolo

Costruire un dipolo è una cosa molto semplice.

Una volta procurato il filo (dalle famose trecciole fosforose, al normale conduttore per prese di terra), il centrale e gli isolatori si possono comprare già pronti presso Ditte specializzate.

Una volta bisognava autocostruire tutto: da un bel pezzo di bachelite si ricavava il centrale e il cavo per la discesa si attaccava direttamente senza bocchettone; gli isolatori si assemblavano con due rettangolini bucati ai lati (ma in tantissimi casi i tappi dello champagne si adattavano bene..!). Nel disegno a pagina seguente vedete un comune centrale per dipolo con SO239 incorporato. Basta far passare i capi del filo impiegato attraverso i fori laterali, per poi saldarli accuratamente uno al centrale del bocchettone e l'altro a una paglietta di massa che avrete avuto l'accortezza di sistemare sotto il dado di un perno di quelli che mantengono il bocchettone attaccato al plexiglas. A questo punto misurate il filo per la lunghezza corrispondente alla banda di funzionamento, ricordando di aggiungerne altri $30 \div 40$ cm in più.

Fate passare il filo attraverso l'isolatore alla misura esatta che avrete trovato applicando la famosa formula; il rimanente, dopo averlo attorcigliato per un paio di volte, lo fate scendere penzoloni verso il basso.

E' su questo pezzo che si interviene accorciandolo un po' per volta fino a raggiungere il più basso valore di ROS.

Logicamente il discorso onde stazionarie vale per quelli che possono provare l'antenna con il trasmettitore; per gli SWL il problema non sussiste: basta fare la misura approssimativamente esatta, che poi qualche centimetro più o meno non pregiudicherà certo la ricezione!

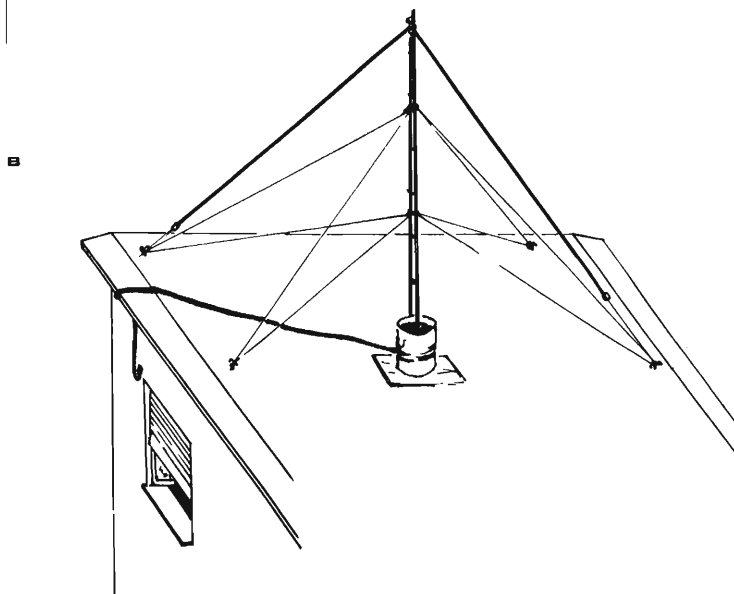
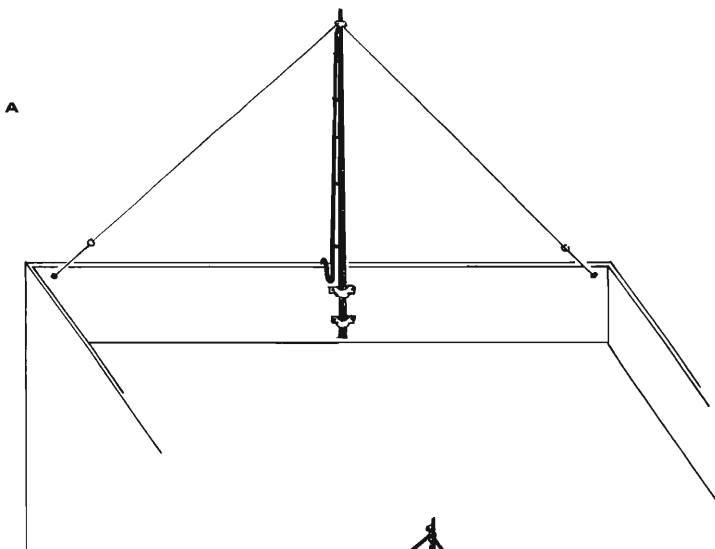
Installando un dipolo per 20 m, si potranno ascoltare comodamente anche le altre bande, logicamente i migliori risultati si avranno sempre sulla frequenza per la quale è stato calcolato. Certo non si pretenderà di ascoltare gli americani in 80 m con l'antenna dei 20...!

Per i paletti di sostegno vanno bene anche quelli TV telescopici da 6 o da 8 m che si possono fissare con staffe sempre tipo TV o al muro di cinta del terrazzo o alla ringhiera. Non bisogna dimenticare di mettere qualche tirante: non fa mai male. Prestare particolare attenzione al cavo di discesa che deve essere saldato bene perché con il vento farà sicuramente l'altalena e si può rompere facilmente. Per il dipolo sistemato orizzontale bisognerà usare cavi a 75Ω (RG11, RG59 o, anche, del buon cavo TV). Se viceversa l'installazione è a « V » invertita (di questo parleremo dopo) bisogna usare cavi a 52Ω (RG8, 58).

Il dipolo in orizzontale è direttivo, cioè irradia bene in due direzioni, nelle altre due... un po' meno.

Dai disegni potete notare una sistemazione cosiddetta a « V » invertita cioè il centrale in alto e i lati che scendono verso il basso. Questa è una sistemazione che va per la maggiore allorché si dispone di poco spazio a disposizione. E l'antenna, così sistemata, diventa quasi una omnidirezionale; cambia però l'impedenza e bisogna usare il cavo coassiale a 52Ω . Molti terrazzi o attici non dispongono di muro o ringhiera di cinta; sarebbe un vero problema dover sistemare uno o più paletti di sostegno. Un

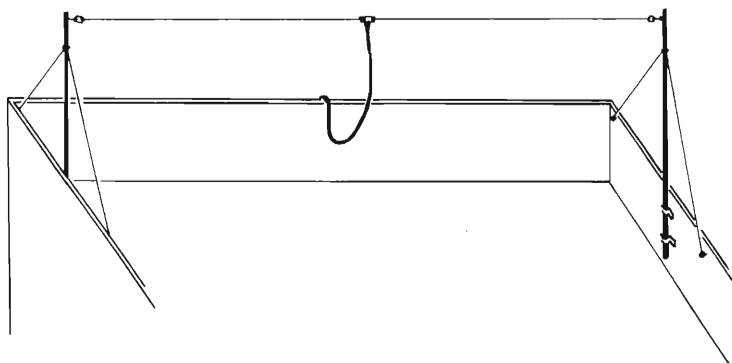
Dipolo montato a V invertita su parapetto e su lastrico solare



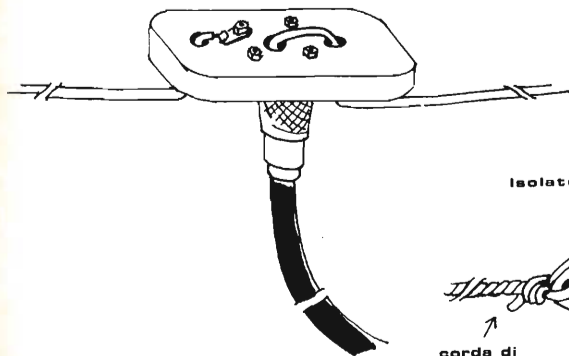
sistema semplice ed economico è quello di procurarsi un contenitore metallico di $30 \div 50$ litri e di riempirlo di cemento e pietrisco con dentro il paletto che deve sostenere. Una volta indurito, avrete ottenuto un sostegno a prova di bomba!

Non dimenticate di sistemare in cima al palo una piccola carrucola che vi permetterà di far salire e scendere il centrale del dipolo a piacimento. E' importante sistemare sotto il contenitore un tavolo o altra cosa che non faccia stare a contatto il taglio del bordo con l'asfalto altrimenti di sicuro vi piomberà addosso.

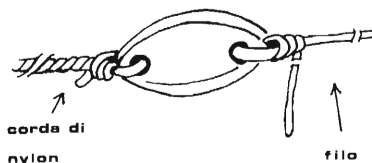
Dipolo orizzontale



Particolare del centrale



Isolatore terminale



Vi sarete accorti della estrema facilità di costruzione di quest'antenna; i dipoli sono stati sempre il cavallo di battaglia di tantissimi radioamatori ancora oggi sulla cresta dell'onda e hanno dato sempre grandi soddisfazioni! In tutti i casi rimangono sempre le antenne più semplici da sperimentare e... seviziane!

Se non fossero di vostro gradimento, potranno essere sempre utilizzati dalle XYL come stendipanni con loro somma soddisfazione...



In questa tabella trovate le misure per singolo braccio di dipoli sistemati in orizzontale e a « V » invertita calcolate per le frequenze più usate.

MHz	metri	orizzontale	« V » invertita
3,550	80 m CW	20,09	19,91
3,650	80 m SSB	19,54	19,37
3,750	80 m SSB-DX	19,01	18,85
6,700	45 m	10,64	10,55
7,025	40 m CW	10,15	10,06
7,060	40 m SSB	10,10	10,01
14,050	20 m CW	5,07	5,03
14,200	20 m SSB	5,02	4,97
21,050	15 m CW	3,38	3,35
21,250	15 m SSB	3,35	3,32
27,125	11 m bassa	2,62	2,60
27,500	11 m bassa	2,59	2,57
27,750	11 m alta	2,57	2,54
28,000	10 m A-CW	2,54	2,52
28,600	10 m B-SSB	2,49	2,47
29,000	10 m C-SSB	2,45	2,43
29,500	10 m D-SSB	2,41	2,39

Le misure sono espresse in metri e arrotondate per comodità di lettura.

BUON LAVORO!



Intermezzo

L'aspetto più interessante del radiantismo per molti è la **sperimentazione** delle antenne.

Certo si sa, quando si costruisce o si modifica qualche cosa con le proprie mani, il gusto della prova o del test, per chiamarla in chiave moderna, è di estrema soddisfazione!

Ma d'altra parte questa cosa non accade solamente ai radioamatori.

Con le moderne tecniche di costruzione e i sofisticatissimi apparati che circolano in giro, l'autocostruzione, in campo radio, è diventata abbastanza ardua...! Però con le antenne e con gli accessori della stazione ci si può ancora « cimentare ».

Non tutti i radioamatori sono dei tecnici o hanno nozioni in campo radio; però tutti hanno in animo il desiderio di voler fare qualcosa, ... cercare di capirne sempre di più... e, quanto meno, ricorrere agli altri per delle cose molto elementari!

Queste notizie e consigli spiccioli sono per loro, per tutti quelli che vogliono saperne di più in modo molto elementare e semplice con praticità estrema. A questi cari amici (... e sono tantissimi!) sono dedicate queste pagine: agli « altri », i sapientoni... le scuse per queste cose « terra-terra »...

Un'altra tabella

Poco sopra abbiamo parlato di dipolo quale antenna molto semplice ed economica e illustrato in modo molto chiaro (spero...) alcuni particolari costruttivi.

Vi ho fornito una tabella con le « micro-formule » per il calcolo rapido delle misure per le varie gamme.

Ora, sempre per essere in argomento, di tabella ve ne propongo un'altra che serve a regolare o per meglio dire « tarare » l'antenna per la migliore risonanza.

<u>REGOLAZIONE</u>	<u>ANTENNE</u>
R.O.S. basso su frequenza bassa	ACCORCIARE
R.O.S. basso su frequenza alta	ALLUNGARE

Questa tabella vale non solo per i dipoli, ma per tutti gli altri tipi di antenne sia verticali che orizzontali.

Logicamente è opportuno fare degli esempi in modo da avere una chiara interpretazione del tutto.

E' importante ricordare che la lunghezza d'onda si misura in **metri** (o centimetri, o millimetri, a seconda delle gamme) e che a ogni lunghezza d'onda corrisponde una frequenza in hertz (Hz), in kilohertz (kHz) o in MHz (megahertz).

Riferendoci alle bande più usate dai radioamatori, facciamo un esempio:

3,5 MHz equivalgono a una lunghezza d'onda λ di ~ 80 m,

7 MHz a ~ 40 m,

14 MHz a ~ 20 m,

21 MHz a ~ 15 m,

28 MHz a ~ 10 m,

144 MHz a ~ 2 m.

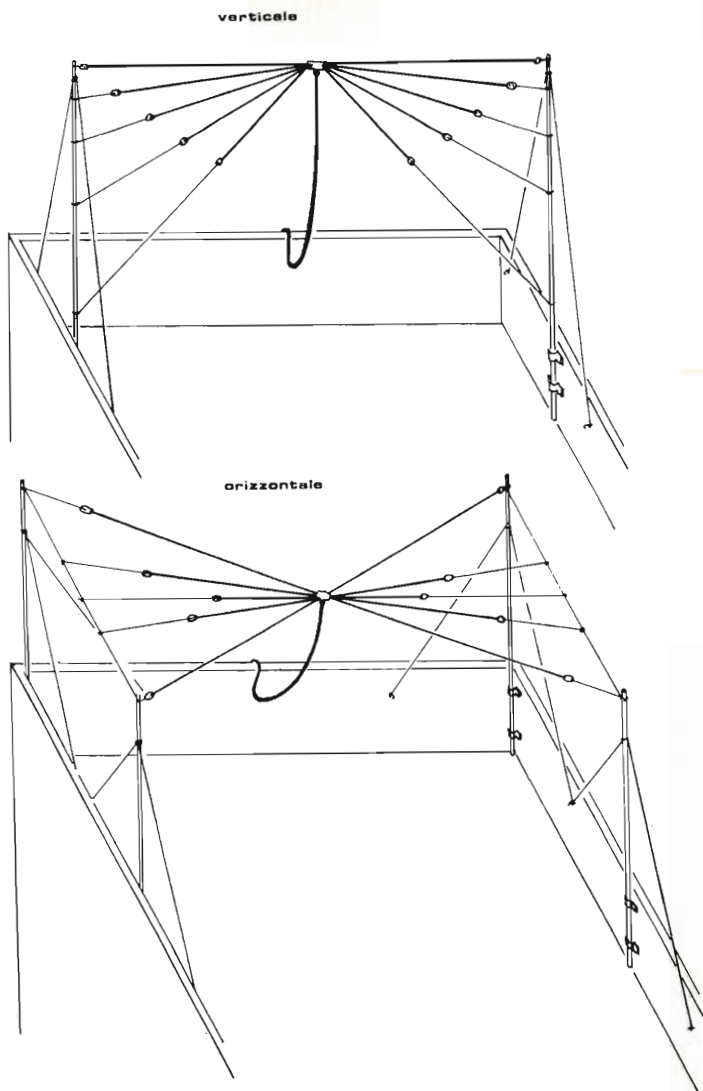
Notate che il prodotto frequenza (in kHz) per lunghezza d'onda (in m) dà sempre 300.000 (km/sec), che è la velocità di propagazione delle onde hertziane nell'etere.

Penso che l'esempio sia stato abbastanza chiarificatore e abbiate compreso il « congegno » con estrema facilità.

Per quanto riguarda la nostra tabella, i riferimenti riguardano sempre le misure in MHz.

Facciamo conto che dobbiamo costruire un dipolo o un'altra antenna di qualsiasi altro genere; dopo aver assemblato il tutto meccanicamente, con l'aiuto di un misuratore di onde stazionarie (rosmetro), si controlla la risonanza dell'antenna.

SISTEMAZIONE DI ANTENNE MULTI-DIPOLO PER S.W.L.



Facciamo conto che questa è per i 14 MHz (20 m) si procederà in questo modo: si controllerà il rapporto di onde stazionarie (ROS) a 14,100 - 14,200 - 14,300; se il valore del ROS sarà più basso (quando più la lancetta sarà prossima a 1) a 14,100 e, spostandosi verso l'alto della banda fra 14,200 e 14,300 tenderà a salire, allora vuol dire che l'antenna è lunga e va accorciata.

Se, al contrario, avremo un ROS basso, intorno a 14,300 quindi sulla parte alta della banda, allora l'antenna sarà allungata perché corta.

Normalmente le antenne hanno una curva di risonanza che differisce singolarmente. In tutti i casi vanno tarate per il centro della banda da usare: 3,700, 7,050, 14,200, 21,200, 28,500 MHz.

Normalmente i dipoli hanno una risonanza abbastanza « piatta » cioè dal centro verso gli estremi, il ROS non varia di molto; non la stessa cosa succede per altre antenne specialmente le beam trappolate. Rimane chiaro che ognuno si calcolerà il proprio dipolo per la porzione di gamma nella quale intendere svolgere maggiormente la propria attività (CW o SSB). In tutti i casi, per quello che vengono a costare... conviene sempre « tentare » di sperimentarli... mal che vada, diventano sempre un buon sostegno per le piante rampicanti!

Abbiamo parlato di ROS, di accordi di tarature... tutta roba che ha a che fare con la trasmissione.

... e gli SWL?

Facilmente si tende a « dimenticarli »... ma mi perdoneranno! Anzi per... tenermeli buoni, ho riportato nella pagina precedente qui a lato due possibili soluzioni di antenne-dipolo a discesa unica.

Dai due disegni potrete notare le due possibili soluzioni in « accordo » allo spazio a disposizione individuale!

Per la soluzione in verticale bisogna sistemare solamente due paletti TV, controventati, e sistemare i dipoli in senso decrescente.

L'altra soluzione è un po' più laboriosa, ma molte volte ci si potrebbe fare « aiutare » dai paletti TV già esistenti sui vari terrazzi e... il gioco è fatto! A dispetto degli OM, voi SWL queste due soluzioni potete farle senza problemi; se si dovesse trasmettere, allora bisognerebbe eliminare qualche cosa e adottare qualche accorgimento perché qualche dipolo andrebbe in simpatia con qualche altro...

BUONI HRD!

ELETTRONICA COME HOBBY
ELETTRONICA COME PROFESSIONE

ELETTRONICA

MARCHE

COMPONENTI E APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
VIA COMANDINI 23 - PESARO - Tel. 0721/42764

● **RADIOTELEFONI VEICOLARI VHF e UHF per uso civile**

Potenza da 10 a 25 Watt
Canalizzazione a 25 e 12,5 KHz
1,2,12 canali



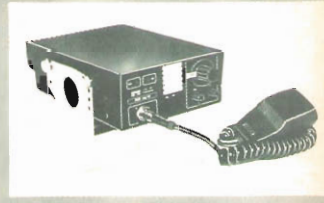
● **RADIOTELEFONI PORTATILI VHF per uso civile**

Potenza 4 Watt
Canalizzazione a 25 e 12,5 KHz
1,2,12 canali



● **RADIOTELEFONI VHF MARINI**

per installazioni di bordo 25 Watt
- portatili 4 W - portatili stagni 4 Watt
12 canali



● **PONTI RIPETITORI e STAZIONI DI BASE VHF e UHF**
con filtri duplexer, batterie in tampone e indicatori di emergenza

● **SISTEMI DI CHIAMATE SELETTIVE e SUBTONI**



● **AMPLIFICATORI DI POTENZA, ANTENNE, ACCESSORI**



OMOLOGATI MINISTERO PP.TT.

LEADER



*quando
la qualità
conta...*

LARIR

INTERNATIONAL



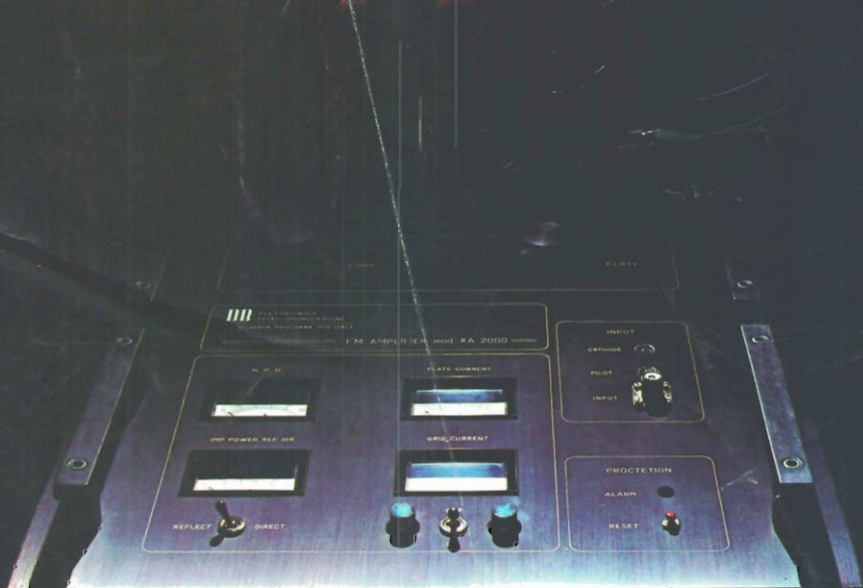
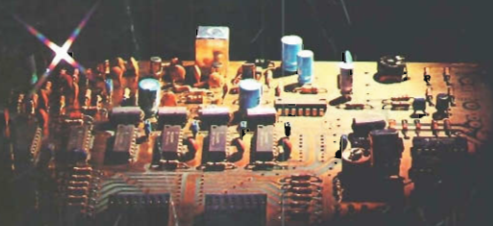
AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762-795.763-780.730

il corpo e l'anima

TRN 2000, stazione completa:

- 2000 W effettivi (al 75% della potenza max erogabile)
- Protezioni elettroniche resettabili esternamente o con remote control
- Filtro P.B. incorporato per un contenuto armonico trascurabile
- Alta affidabilità per servizio continuo
- Costruzione a norme internazionali



DB ELETTRONICA
TELECOMUNICAZIONI

35027 NOVENTA PADOVANA (PD)
V. CAPELLO, 44
Tel. (049) 62.85.94

