

ca
elettronica

Selezione articoli

aprile - giugno 1982

sommario

- 39 offerte e richieste
- 41 Radio Club Terme Euganee
- 42 una precisazione
- 43 modulo per inserzione
- 44 pagella del mese
- 47 Indice degli Inserzionisti
- 49 Antenne... che passione! (Zámboli)
- 66 Funny BONES
- 67 sperimentare (Ugliano)
BIP BIP, DAH DI DAH, YOYÒ, ZAZÀ, COCÒ
- 74 Display per TTY (M. e S. Porrini)
- 78 Codificatore di priorità (Anselmi per ELETTRONICA 2000)
- 90 novità librarie: RADIOSURPLUS · IERI E OGGI di U. Bianchi
- 91 Tutto quello che avreste voluto sapere... sulle EPROM
...e che non avete mai osato chiedere (Sinigaglia)
- 98 BEEP di fine chiamata (Iurissevich)
- 102 Limitatore di dinamica per encoder mpx in FM (E. Rossi)
- 106 quiz (Cattò)
- 108 efficiente ed economico convertitore su armonica (Marcolini)
- 111 Supereconomico divisore di tensione (Puglisi)
- 115 APT scan converter (Vidmar)

EDITORE s.n.c. edizioni CO
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Toti
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
SOOIP - 20123 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967

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

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 24.000 (nuovi)
L. 23.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 2.000 ciascuno
Raccoglitori per annate L. 7.500 (abbonati L. 7.000).

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 del 10% su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 27.000
Mandat de Poste International
Postenweisung für das Ausland
payable à / zahlbar an

edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

Antenne

... che passione!

18YGZ, Pino Zàmboli

Dopo la pubblicazione del primo articolo apparso su cq elettronica di febbraio, ho ricevuto una infinità di richieste e delucidazioni da parte di colleghi e amici OM sulla sistemazione dei miei «tiranti-controventi» ... usati come antenne!

Specialmente poi in radio, in 40 e 80 metri, sono stato bersagliato da tantissimi amici che mi ponevano dei quesiti riguardo le mie antenne o i loro problemi di installazione.

A tutti ho cercato di rispondere, non so se felicemente in modo chiaro ed esauriente... spero proprio di sì!

Nel caso non ci fossi riuscito, vi prego di volermi perdonare.

È inutile dirvi che tutto questo mi ha fatto molto piacere, certo non perchè mi ritengo bravo... assolutamente no, ma perchè penso di essere stato di aiuto per molti amici OM che si trovano nella mia stessa situazione... «ambientale»!



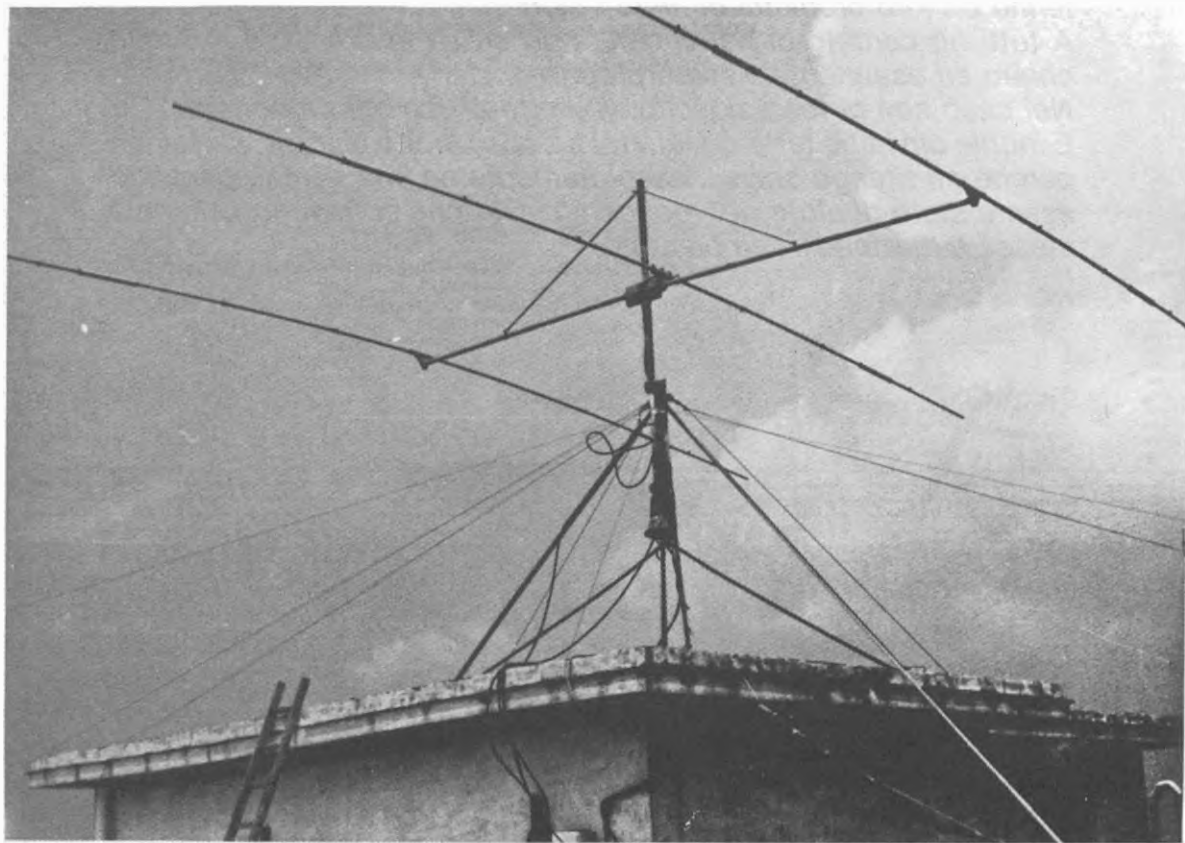
Nell'articolo di febbraio scrissi che vi avrei descritto tutti i dettagli e le notizie in merito alla installazione e al funzionamento dei «tiranti-antenna» se la cosa vi interessava. «Pare» che molti hanno il problema... e quindi si rende necessaria la trattazione!

un po' di storia

Prima di sposarmi abitavo in un palazzo condominiale al 4° piano; avevo la disponibilità del terrazzo a mio piacimento senza nessun problema di sorta nonostante sopra di me ci fossero altri due inquilini.

In qualsiasi ora del giorno e della notte salivo e scendevo dal terrazzo (di cui avevo le chiavi...) sia per l'installazione che per la manutenzione delle mie antenne. Solo agli inizi della mia attività di OM facevo un po' di TVI al televisore del condomino del 6° piano (quello più vicino all'antenna...) poi risolto con un piccolo filtro all'ingresso del TV. Mi sono sempre ritenuto un radioamatore fortunato per la mia situazione condominiale; per diversi anni non ho mai avuto nè problemi di antenna nè di TVI.

La mia prima antenna fu una Mosley: RV3C «barattata» per una coppia di quarzi per un IC20 Icom! Poi fu la volta di una TH3j seguita da una 8 (dico otto...) elementi per i 10 metri che nelle notti di vento faceva veramente paura...! In ultimo una TB3 HA della SWAN concluse la felice attività da scapolo di I8YGZ.



La SWAN TB3HA, l'ultima antenna usata dallo scrivente nel vecchio e «tranquillo» QTH...

... dopo

Finalmente arrivò anche per I8YDZ il momento del «trapasso»... ovvero il matrimonio; logicamente, prima di fare il gran passo ci si preoccupò della casa. Per tutti la casa è un problema... ma per un radioamatore lo è ancora di più! Ne vedemmo tante di tutti i tipi e dimensioni, ma poche idonee alla installazione delle antenne (... ma perchè i vari ingegneri, architetti e geometri non fanno un corso di specializzazione in «installazione e manutenzione di antenne per uso radiantistico»?...).

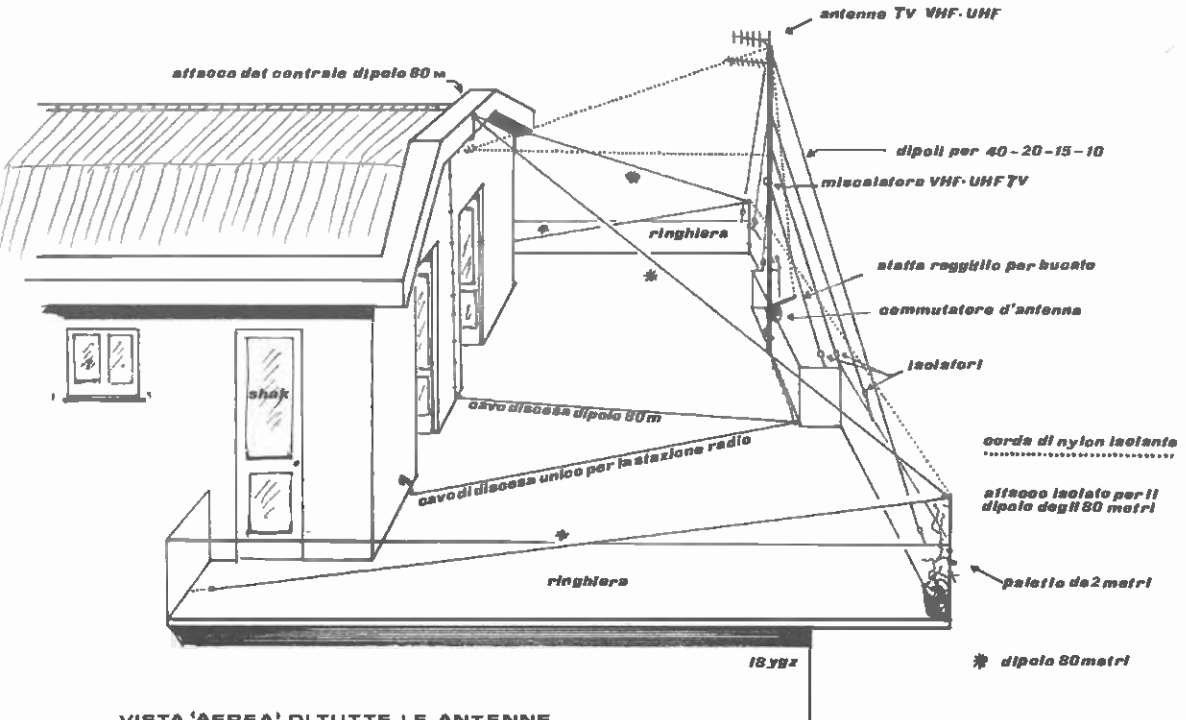
Finalmente riuscimmo a trovarne una, una mansarda con un ampio terrazzo di circa 90 mq al quale si accedeva direttamente da una stanza e dal corridoio.

È inutile dire che la scelta fu concorde con la XYL e la suocera (... stanno sempre in mezzo!) anche se si doveva salire un piano in più (senza ascensore), avremmo sofferto il caldo e il freddo, pagato di più per il riscaldamento ecc.

Un mese dopo il matrimonio una svettante verticale ASAHI Echo 8 G portava già il QRM di I8YDZ per l'etere. Per la verità, solo pochi QSO mi permisero di fare: successe il finimondo! Tutto il vicinato, compresi i miei condomini, si misero in rivolta; volevano la mia testa e quella... dell'antenna! Tentai in tutti i modi, non ci furono ragioni; purtroppo l'ignoranza è una brutta cosa! E la Echo 8 G finì ingloriosamente dove è ancora adesso: in garage!

Come radioamatore avevo chiuso. Tutti mi consigliarono di cambiare hobby o... casa! Per tre mesi cercai di «distrarmi» in altro modo evitando ogni cosa che avesse a che fare con la radio; ma questo maledetto bacillo «hertziano» non volle abbandonarmi in nessun modo. Altrettanti tre mesi ci vollero per progettare tutto; intere notti insomma per trovare la soluzione, perchè assolutamente una soluzione ci doveva essere.

E fu così che nacque l'idea dei tiranti-antenna!



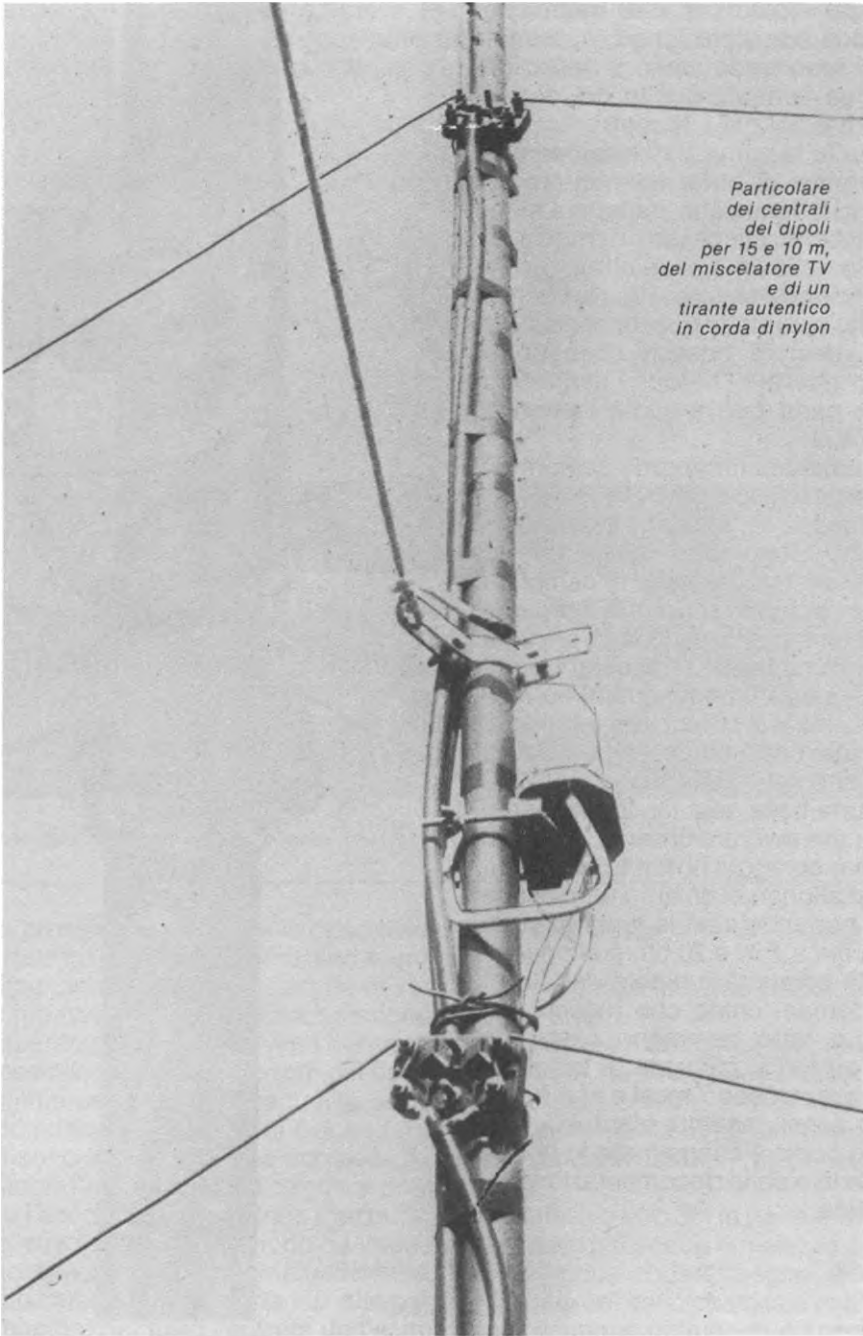
VISTA 'AEREA' DI TUTTE LE ANTENNE

... adesso

Come ben potete vedere dalle fotografie, il tutto si sviluppa intorno a un paletto telescopico per antenne TV recuperabile in tutti i negozi che vengono radiocambi e componentistica TV a un prezzo accessibilissimo: circa 4.000 lire.



In un primo tempo io ne usai uno da soli tre elementi da 6 metri (3 pezzi da 2 m) che poi si riduceva a 5 metri e mezzo calcolando circa 20 cm per stringere le viti fra un elemento e l'altro. Alla sommità del paletto sistemai una 4 elementi FR per il 1° programma TV VHF in polarizzazione verticale tramite uno spezzone di tubo e relative staffe FR.



*Particolare
dei centrali
dei dipoli
per 15 e 10 m,
del miscelatore TV
e di un
tirante autentico
in corda di nylon*

Più sotto ancora una 10 elementi FR orizzontale per il 2° programma UHF, il tutto con staffe originali FR.

Circa 2 metri più sotto prese posto un miscelatore FR VHF-UHF dal quale poi scendeva la discesa in cavo coassiale bianco per TV.

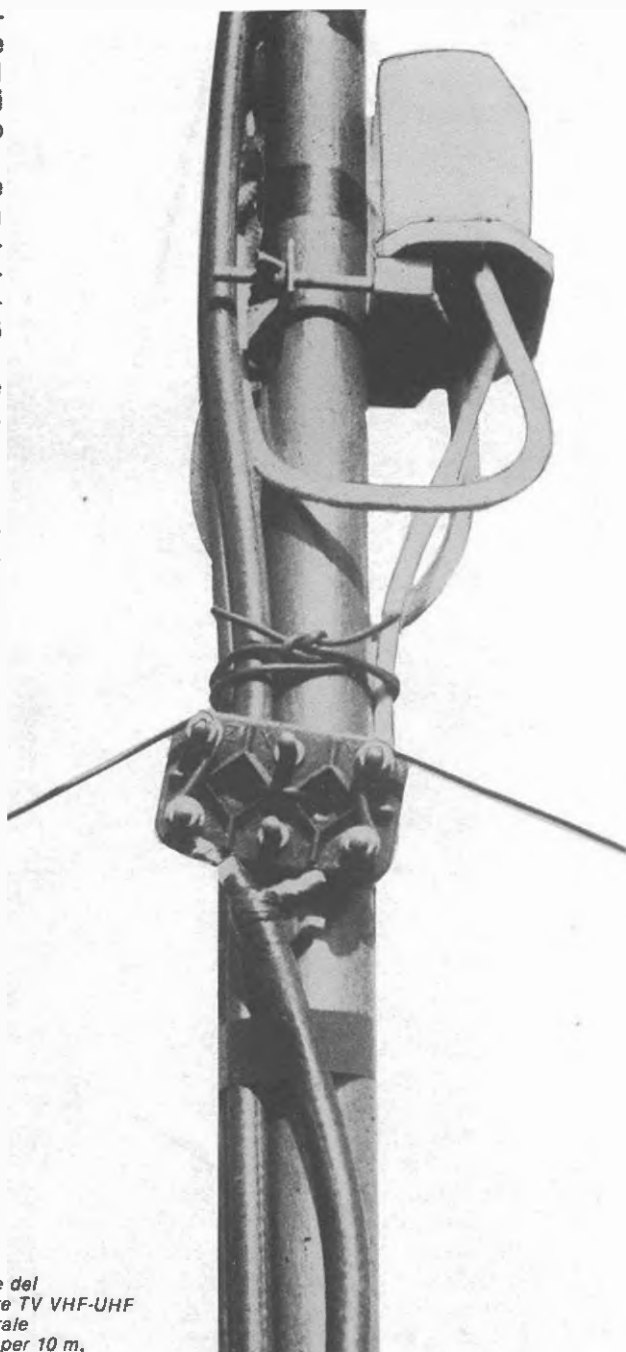
Alla sommità del palo, vicino all'antenna TV per VHF prese posto il centrale del dipolo per i 20 metri che all'epoca era il più lungo. A circa 1 metro scendendo verso il basso gli altri due centrali, quello del dipolo per i 15 e poi per i 10 metri.

Questa fu la prima sistemazione che mi permise di poter trasmettere su ben 3 (!!!) bande che, rispetto a niente, fu un gran successo ottenuto a discapito della ignoranza altrui, e senza disturbare le loro TV! Per ben 6 mesi ho operato in queste condizioni senza destare nessun sospetto e senza ricevere nessun richiamo... d'altra parte per la gente l'antenna non c'è...!

Logicamente rimaneva sempre il problema dei 40 e 80 metri che almeno all'epoca sembravano irrealizzabili. Certo, dopo tutto quello che io avevo sofferto... al limite di cambiare hobby... non mi veniva minimamente il pensiero, nè il desiderio di pensare alle gamme basse. Trascorsi i primi 6 mesi senza il benchè minimo incidente... mi feci coraggio e cominciai a pensare che almeno il dipolo dei 40 metri si poteva sistemare.

Così una bella sera (sì, logicamente bisognava lavorare di sera,... al buio!) anima e coraggio buttai tutto giù e il palo si allungò di un altro tubo di due metri portando così la lunghezza totale a circa 7 m e 20 cm e alloggiando alla sommità il dipolo dei 40 m! All'indomani credo che i vicini non avranno fatto nemmeno caso che c'era un filo in più... sta di fatto che son trascorsi ben 7 mesi e non è successo assolutamente niente!

Il tutto come è congegnato lo potete ben vedere dalla documentazione fotografica.

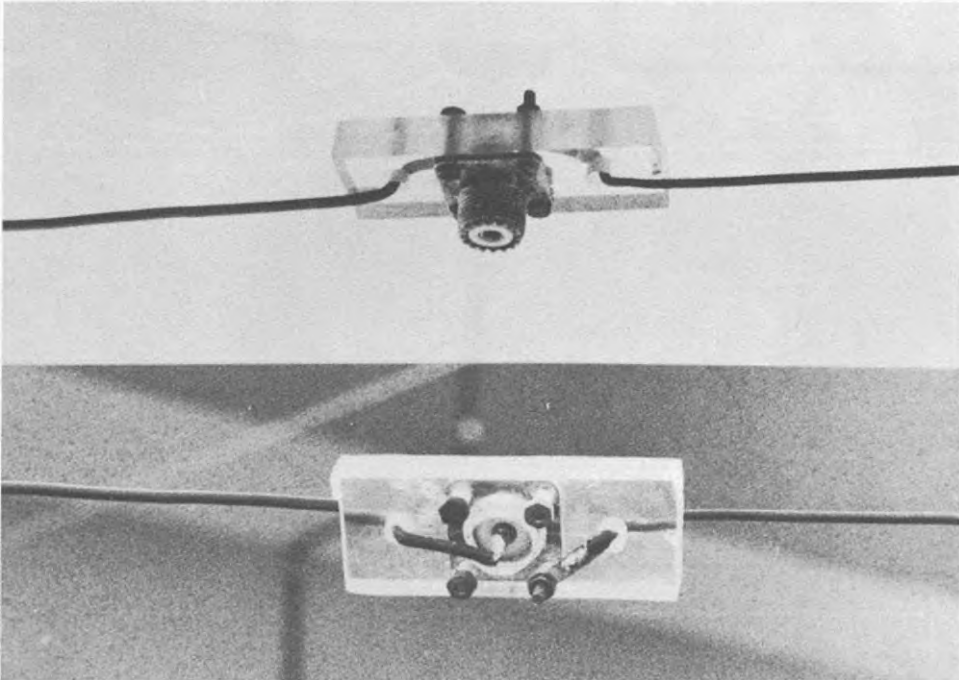


*Particolare del
miscelatore TV VHF-UHF
e del centrale
del dipolo per 10 m.*

note tecniche

Dopo la storia, parliamo adesso di cose inerenti alla costruzione e taratura di detti dipoli.

Per ragioni di risonanza (leggi ROS...) ho preferito usare i cavi di alimentazione separati, uno per ogni dipolo anche in considerazione del fatto che la distanza fra antenna e base (ringhiera) è breve. Per non portare nello shak quattro cavi di discesa RG8 a 52 Ω ho autocostruito un commutatore coassiale su schema dell'amico Rino, mio ex-allievo al liceo e futuro OM.



Centrale dipolo in plexiglass con bocchettone.

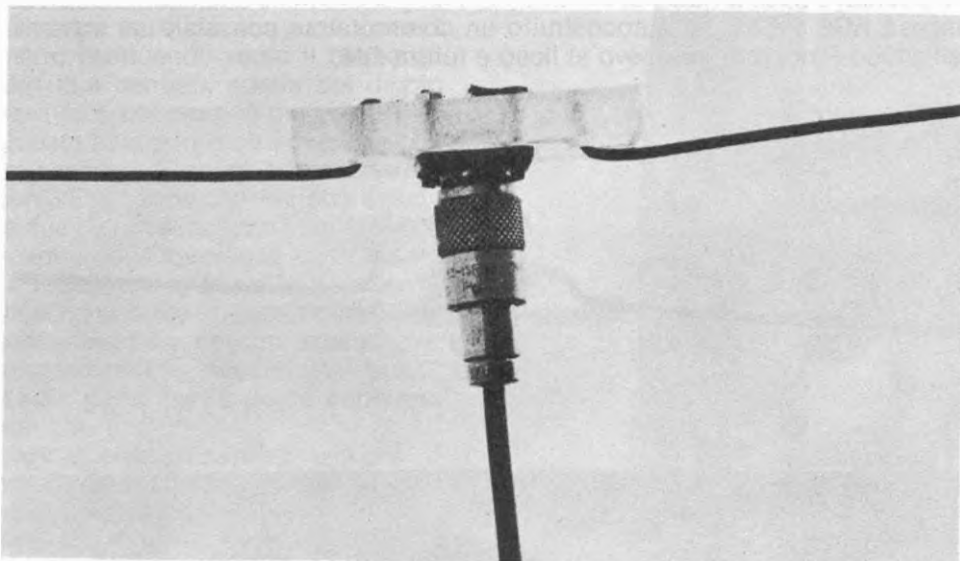
In un prossimo articolo ve lo descriverò e ve lo farò vedere anche in fotografia; con quattro relais si commutano ben 8 antenne!

Logicamente le discese separate davano anche la possibilità che i dipoli venissero montati separati e quindi sembrassero dei tiranti.

Per quanto riguarda l'isolatore centrale, perchè in zona mi è stato praticamente impossibile trovarne già pronti del tipo Milag o simili, ho usato delle morsettiere stringifilo per motori in bachelite ad alto isolamento con viti e dadi in ottone (credo antiruggine). Il filo di discesa è saldato direttamente ai fili dell'antenna i quali sono stretti da dadi e controdadi con due rondelle centrali; ma penso che la fotografia dia una idea migliore delle parole...!

Avere l'accortezza di nastrare con buon nastro adesivo tipo 3M la parte terminale del cavo coassiale in modo da impedire l'entrata dell'acqua almeno in parte; penso che con del Bostik sigillante la cosa dovrebbe andare meglio. Ancora meglio sarebbe far fare una «U» alla parte terminale del cavo coassiale in modo da impedire del tutto l'entrata dell'acqua; ma comunque ognuno può scegliere

la soluzione che ritiene più valida. Tutto questo problema si può risolvere molto più facilmente usando dei centrali già predisposti con il connettore o autocostruendoli come ha fatto poi lo scrivente con del plexiglass come potete vedere in fotografia.

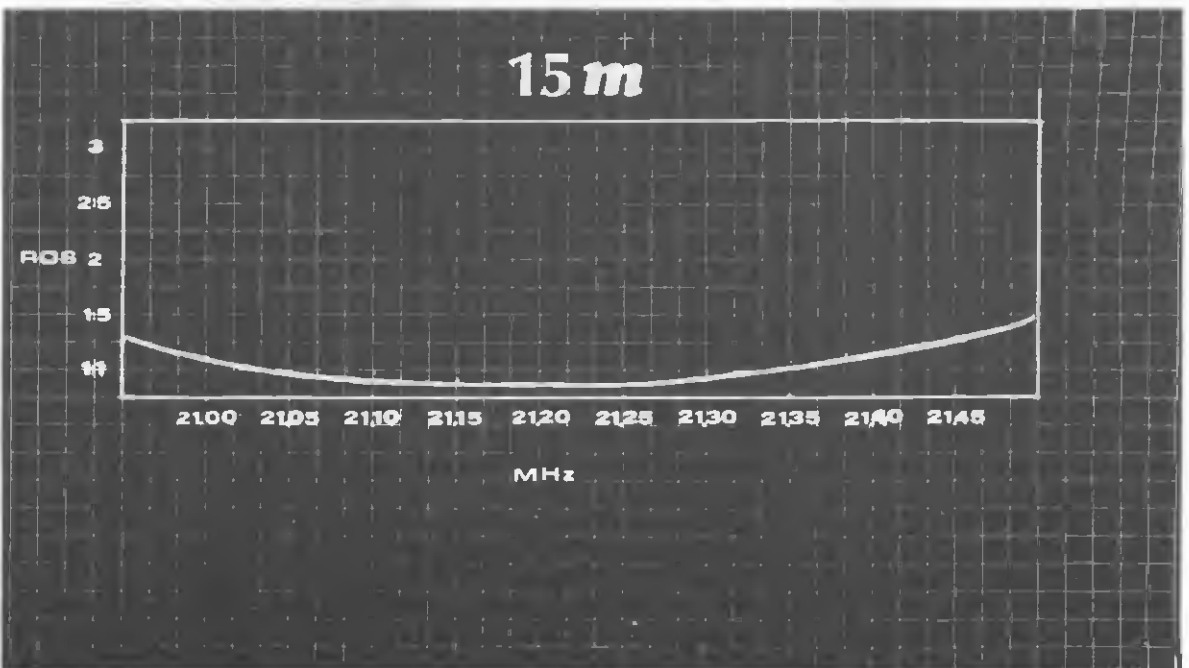
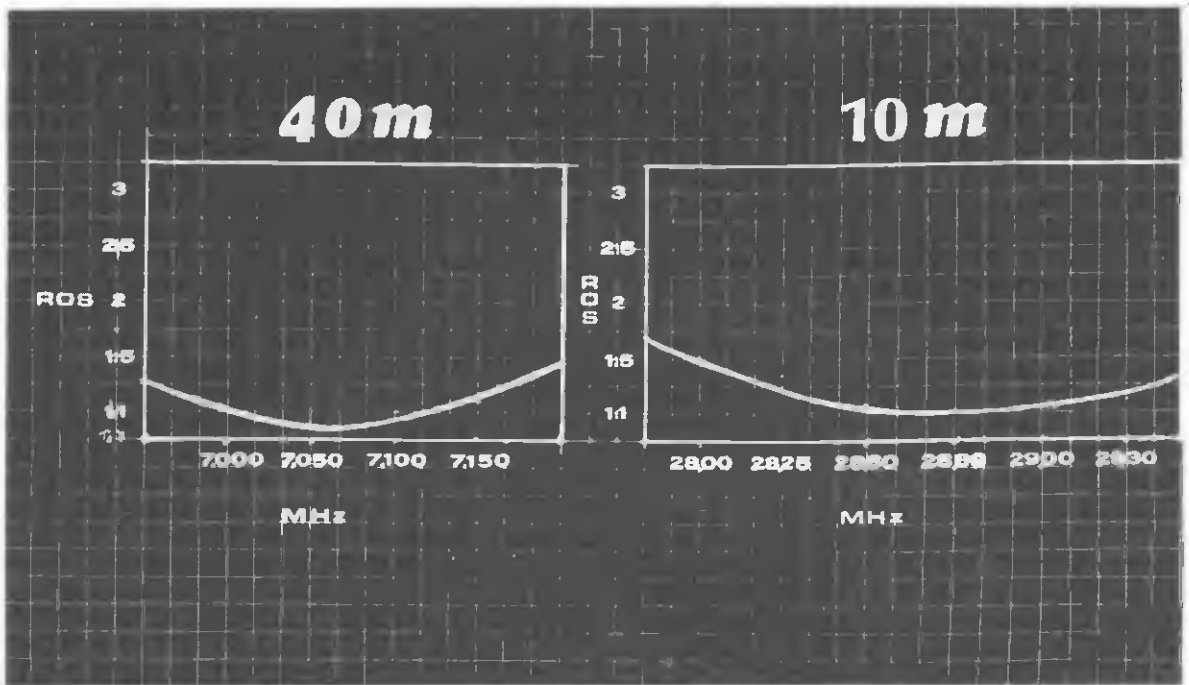


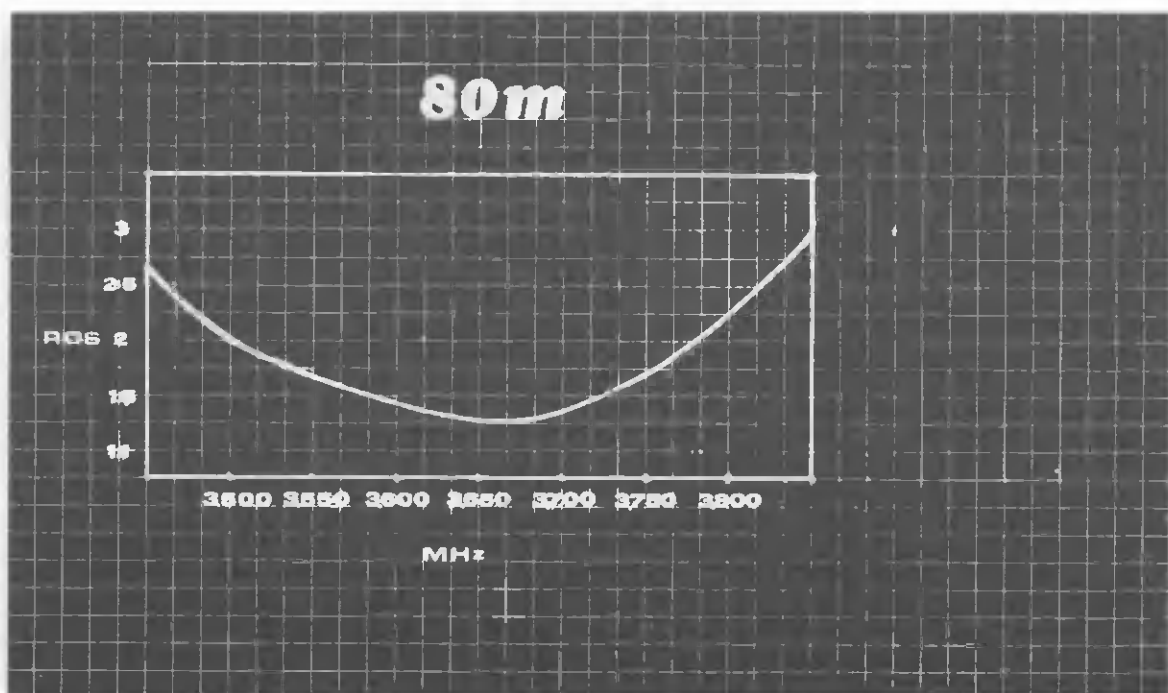
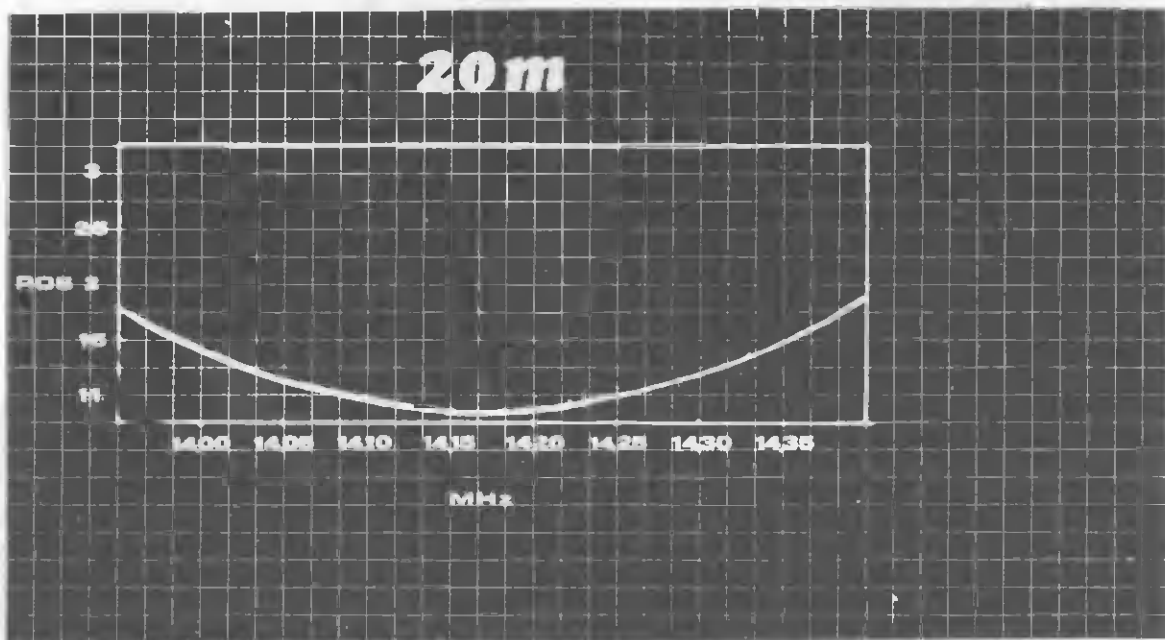
Centrale dipolo con cavo di discesa RG58.

Per gli isolatori finali ho usato dei vecchi isolatori a noce o altri di recupero che servivano circa 30 anni fa per le linee elettriche casalinghe!!
Dopo gli isolatori finali ho usato come filo di ancoraggio della corda di nylon bianca per non creare altri fili che avrebbero potuto influire sulla risonanza delle varie antenne.

taratura

Be'... questa è la parte più difficile della storia! Io ho impiegato circa un mese, ma alla fine ho ottenuto quello che volevo. Premetto che io non ho accordatore di antenna per un principio mio: l'antenna deve funzionare senza nessun «aiuto» esterno e nel migliore dei modi; logicamente questo anche in funzione delle possibilità e dello spazio che si ha a disposizione. Oltretutto credo che siamo tutti d'accordo che un MN 2000 farà «vedere» al trasmettitore i 50 Ω in uscita, ma l'antenna che presenta un alto rapporto di ROS non trasmetterà nè riceverà in modo eccellente. Premesso questo, logicamente vi renderete conto che per essere io soddisfatto, le mie antenne dovevano risuonare con un rapporto di ROS di 1:1 o vicino il più possibile a questo valore! E vi assicuro che ci sono riuscito.





Dopo aver preparato tutti i dipoli calcolandoli con le «note» formule (vedi tabella pagina 76 di **XÉLECTRON** n° 3/81) in funzione anche della parte di banda ove si pensa di svolgere il maggior traffico, sistemarli lungo il paletto di sostegno alle varie misure stabilite legandoli o con dello scotch di buona qualità o con del filo elettrico. Logicamente avrete già preparato le relative discese calcolate in modo che tutte possano terminare con uguale lunghezza per essere attaccate al commutatore coassiale, sia esso autocostruito o commerciale. Il cavo coassiale stesso, legato in più punti lungo il paletto, farà da sostegno a tutta l'antenna «tirante-controvento» e il centrale rimarrà in questo modo sospeso in aria.

La prima operazione da fare dopo aver preparato tutto a terra è quella di alzare il paletto con i vari fili penzoloni e fissarlo alla righiera con delle staffe TV (come nel mio caso) o al muro di cinta del terrazzo. Si cominciano a sistemare prima il dipolo dei 40 metri e, lasciando gli altri penzoloni, si comincia a vedere dove risuona meglio e fare una prima sommaria taratura accorciando o allungando. Passate poi a quello dei 20 metri usando lo stesso procedimento; dopo averlo accordato, ricontrollare se in 40 è successo qualche cosa: normalmente non dovrebbe cambiare niente.

Si continua poi allo stesso modo con i dipoli per 15 e 10 metri; questi si sono rivelati un po' più critici da mettere a punto. Se non si riesce a scendere molto le onde stazionarie, si deve provare a trovare una inclinazione differente ovvero cambiare gli angoli dei due bracci. Se i risultati sono sempre negativi, si deve ripartire da zero facendo l'operazione inversa. Si abbassano momentaneamente i dipoli per 40 e 20 m e singolarmente si tarano quelli dei 15 e 10 metri. Poi, riatteccando gli altri, si cerca di trovare un compromesso fra tutti per la migliore resa.

La cosa vi può sembrare terribilmente difficile: vi assicuro che non lo è affatto! Basta soltanto avere molta calma pazienza e... un pizzico di fortuna!

Quelli che posseggono un accordatore di antenna, non avranno tutti questi problemi di taratura se si «accontentano» di trasmettere in alcune bande con un rapporto massimo di (1:5) + (1:7) di ROS; basta posizionare alla meglio i quattro dipoli tagliati per i vari centro-banda e... al resto pensa l'accordatore! Io però sono per la prima soluzione, altrimenti la soddisfazione dove sta? Per la cronaca, molti dipoli tagliati seguendo la tabella, sono risultati o troppo lunghi o corti perchè «sentivano» la vicinanza degli altri. Infatti, tarati da soli (con gli altri penzoloni lungo il paletto) dopo la prima prova andavano bene senza nessun problema; quando poi si sistemavano gli altri... succedeva il QRM! Un particolare ringraziamento va a **Italo I8NPI** che con me ha tanto «sofferto» per la taratura.

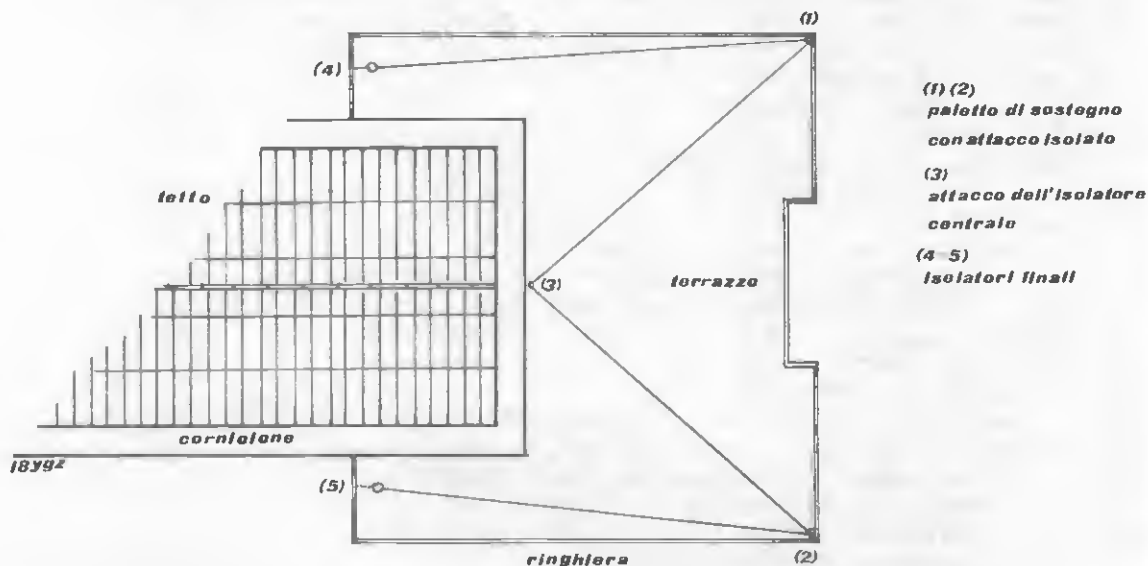
avvincente come un «giallo»...

... l'ultimo nato!

Risolto il problema dei 40 metri con un bliz notturno, sono stato un altro periodo di tempo «tranquillo»...! Ma, siccome l'appetito vien mangiando... ecco che un bel giorno comincio a balenarmi nella mente il pensiero per gli 80 metri... Pre-tendevo troppo a quel punto ma, oramai ero in ballo e... continuai a ballare!

Dopo vari studi, arrivò anche la sistemazione del dipolo per gli 80 metri; Così:

SISTEMAZIONE DEL DIPOLO PER GLI 80 METRI - vista dall'alto



Ai due angoli del terrazzo sistemai due paletti piccoli sempre del tipo TV da 2 m; fra questi sistemai della rete di plastica che sarebbe servita dopo per le piante rampicanti. La rete si reggeva con una corda di nylon alla quale era attaccata con nastro adesivo.



Particolare dell'attacco isolato angolare del dipolo degli 80 metri. Si nota la rete di plastica sorretta dalla corda di nylon. Il tendifilo in primo piano regge il filo di ferro per il bucato (.. non è un'antenna!).

Dopo questa prima installazione feci passare un po' di tempo; così un bel giorno preparai il dipolo e fissai il centrale al centro del cornicione del tetto della mansarda ove prima avevo preparato un ficher a occhiello. I due bracci del dipolo li fissai a «V» verso gli estremi del terrazzo agganciandoli ai due paletti reggirete; poi li fissai all'indietro negli angoli dei due balconi laterali formando così una specie di «W»!!

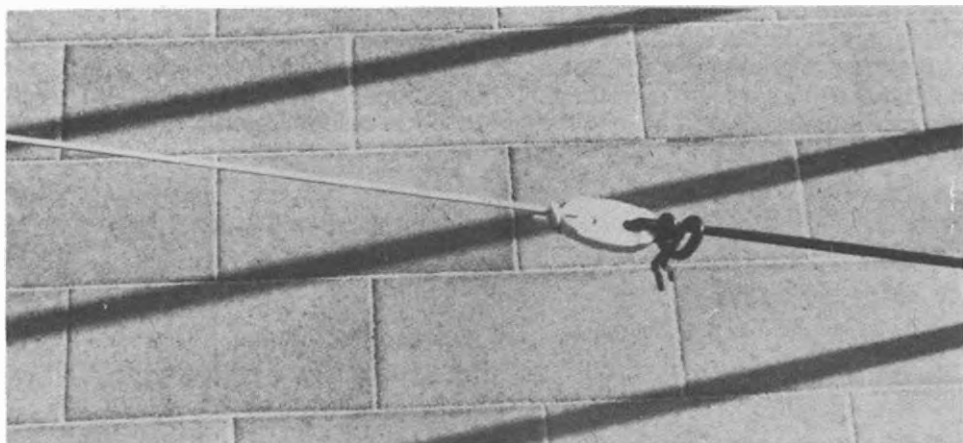


Attacco angolare del dipolo 80 m.

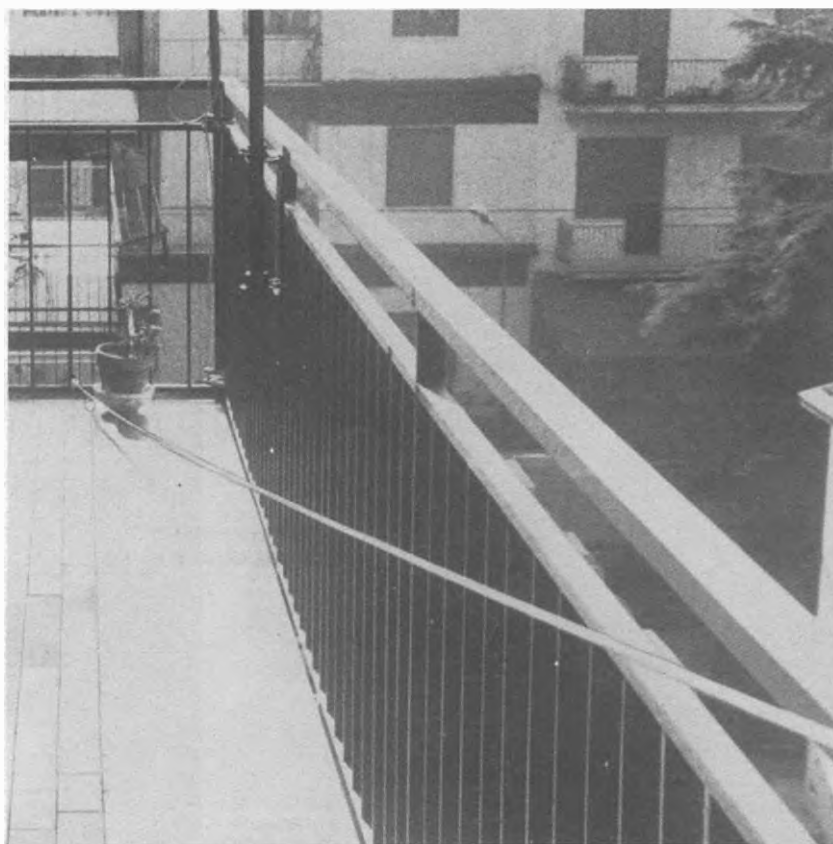


Particolare dell'attacco al cornicione del tetto del centrale del dipolo per gli 80 m.

Antenne... che passione!



*La parte terminale di uno dei due bracci del dipolo degli 80 m.
Attacco nella parte bassa della ringhiera di uno dei balconi laterali.*



La parte terminale di uno dei bracci del dipolo 80 m.

Nacque così la mia antenna per gli 80 metri. Logicamente in questo modo non ho potuto pretendere 1:1 di ROS... ma sono riuscito ad avere 1:3 a 3,680 che poi sale a 2:1 a 3,800 MHz. Logicamente se l'avessi tagliata di più sulla parte alta avrei avuto migliori risultati, ma a me interessava lavorare nella parte bassa ove la sera operano le stazioni italiane.

Una nota molto curiosa è che per abbassare il più possibile il ROS, gli estremi li ho dovuti collegare nella parte bassa della ringhiera quasi verso terra! Se invece li alzavo diciamo paralleli alla ringhiera il ROS saliva paurosamente...! Non chiedetemi il perchè...!

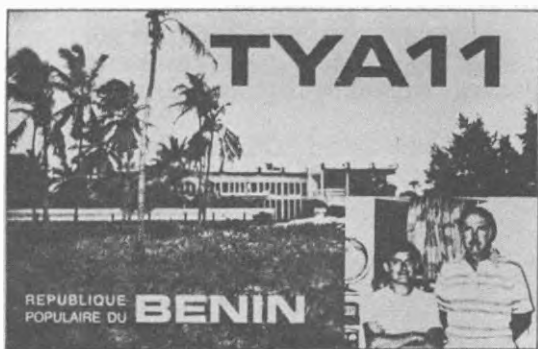
...qualche consiglio

Se, malauguratamente, vi trovate nelle mie stesse condizioni, cercate di fare le cose con relativa calma, senza fretta, altrimenti rischiate di pregiudicare tutto! Preparate tutto il materiale, fate in modo che l'installazione avvenga nel più breve tempo possibile; la taratura la potete fare anche in un altro giorno facendovi aiutare da qualche buon amico (...a buon rendere) casomai usando un portatile VHF e nello shack una stazione base. Confondete i «tiranti-antenna» con altri autentici in modo da destare poca curiosità usando della corda di nylon isolante e resistente. Sono assolutamente da scartare corde di acciaio. Lavorate con pulizia e non lasciate niente che possa destare «sospetto» ... Siate calmi, sereni e ...sperate nella IGNORANZA altrui!

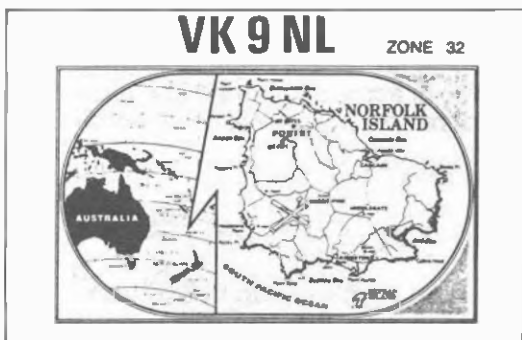
...risultati

A questo punto credo che in vece mia debba «parlare» il mio quaderno di stazione... Quello che segue è un estratto dei QSO più importanti fatti con i miei «tiranti-antenna»; le Countries segnate in grassetto sono tutte NEW, lavorate per la prima volta!

WB7TDC	16.4.81	14,200 MHz	06.45	58	58	Seattle
W7LZA	16.4.81	14,200 MHz	07.11	59	59	Oregon
VE7DKR	18.4.81	14,190 MHz	05.17	55	59	
KA7AYN	18.4.81	14,235 MHz	05.57	57	57	Montana
FO8GR	21.4.81	14,113 MHz	05.07	57	54	
VK3AGB	21.4.81	14,138 MHz	05.38	57	57	
KH3AB	21.4.81	14,277 MHz	08.40	57	53	Johnston is.
VP2ARS	29.4.81	14,226 MHz	04.37	59	59	Antigua is.
VE5BAX	1.5.81	14,131 MHz	04.58	59	58	
TYA11	2.5.81	21,295 MHz	08.05	59	59	Benin
JT0YFU	4.5.81	21,213 MHz	11.20	57	57	Mongolia zone 23
CE0AE	7.5.81	21,204 MHz	15.22	55	57	Easter is.
YK1P	7.5.81	14,201 MHz	15.22	55	57	F. J. Land
YL1P	8.5.81	14,195 MHz	18.57	56	55	F. J. Land
VK9NL	10.5.81	21,320 MHz	05.10	57	55	Norfolk is.
J3AH	11.5.81	21,203 MHz	05.35	59	57	Grenada
ZK1AR	14.5.81	21,220 MHz	05.30	55	55	So. Cook is.
VK9ZD	16.5.81	21,204 MHz	05.35	53	31	Willis is.
UI8DAM	18.5.81	14,168 MHz	05.40	57	58	Oblast raro n° 173
6O0DX	19.5.81	14,195 MHz	19.20	59	59	Somalia
KL7EU	23.5.81	21,288 MHz	05.35	59	57	
ZF1AL	29.5.81	21,330 MHz	05.43	57	54	Cayman is.
HC8KA	30.5.81	14,199 MHz	05.50	59	59	Galapagos is.
KP2A/D	14.6.81	14,205 MHz	01.38	59	59	Descheo DX-pedition
K7HP	14.6.81	21,300 MHz	05.52	59	59	Arizona
K7ICW	14.6.81	21,300 MHz	06.02	57	56	Nevada
DA2CK/HB0	17.5.81	21,301 MHz	21.15	59	59	
JT0WA	6.8.81	28,512 MHz	07.48	55	55	Mongolia zona 23
YO2BMV	10.8.81	7,075 MHz	22.50	59	59	
4X6DF	10.8.81	7,075 MHz	23.22	59	59	
HS0AB	16.8.81	21,300 MHz	20.00	59	59	



Alcune QSL di conferma di QSO fatti con i «tiranti- antenna».



Greetings from **DESECHEO** ZONE 8 NORTH AMERICA

INTERNATIONAL DX FOUNDATION

KP2A

DX-PEDITION

OPERATORS
 F1MJK-JRM W7WY-DAN W3WDC-WO W6WPT-STE W3CW-JL OYUJ-JDG
 KP2A-JHM W4WY-C-SABARA W7WJ-JOB W3AD-C-DM W6WJ-W-JL W6WJ-W-JL
 W7CW-L-ARY W7WJ-K-JRM W7WJ-C-ARY W3AD-C-DM W6WJ-W-JL W6WJ-W-JL

TO STATION	CONFIRMATION QSO					
	DAY	MONTH	YEAR	GMT	MHZ	2 WAY
1B7GZ	14	JUNE	1981	0136	14	5-9

TELER Signals
 Denton

CDE **RADIOS UNLIMITED** **MFJ**

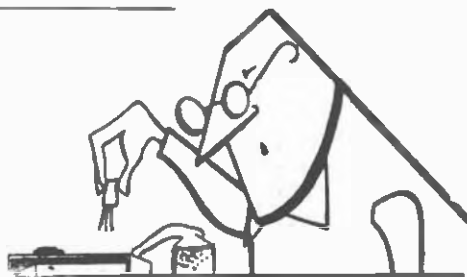
UK1PGO	25.8.81	14,195 MHz	20.10	58	57	F.J. Land
W2HCW	28.8.81	7,090 MHz	04.06	59	59	Freq. di ric.: 7178
XE1UF	29.8.81	7,071 MHz	05.20	59	58	
UB5DAA	29.8.81	7,046 MHz	05.26	59	59	
UO5 FP	29.8.81	7,046 MHz	05.40	59	59	
ZL1BOD	7.9.81	7,058 MHz	05.35	55	55	Insieme a Tony IOJX
LU3ZY	7.9.81	14,168 MHz	21.45	55	54	Antartica
UM8MAO	12.9.81	21,200 MHz	05.40	59	59	
IV3OSH/SR8	22.9.81	28,500 MHz	07.10	55	53	
WB7QDN	25.9.81	28,630 MHz	16.08	57	55	Montana
4Z4RZ	1.10.81	3,685 MHz	23.20	58	59	
KM7R	5.10.81	28,550 MHz	17.10	57	54	Oregon
SP6AGK	11.10.81	7,070 MHz	21.35	59	59	Prima del blitz...!
UK90BC/UBU	29.10.81	28,610 MHz	08.20	59	59	Oblast raro n° 055
AJ28DL	22.11.81	28,512 MHz	07.35	58	58	
M1C	13.12.81	7,090 MHz	10.50	59	59	
UK6CAA	21.1.82	14,160 MHz	17.20	59	59	Oblast raro n° 002
ZB2GR	22.1.82	7,070 MHz	07.15	58	59	
OE5JTL/YK	27.1.82	3,725 MHz	19.20	59	54	
JA3LIU	1.2.82	3,794 MHz	19.55	55	44	Insieme a Dom 18UDB/IC8
LU5ZI	2.2.82	14,195 MHz	21.05	55	55	DX-pedition S. She- tland
7Z2AP	4.2.82	3,800 MHz	23.10	59	57	

Tutti questi QSO e tantissimi altri di «comune amministrazione», sono stati fatti usando solamente «tiranti-antenna» e un TR4 della Drake, non il tipo «C» ma un vecchio catorcio costruito una decina d'anni fa con circa 180 W in uscita...

sperimentare ©

circuiti da provare, modificare, perfezionare.
presentati dai Lettori
e coordinati da

18YZC, Antonio Ugliano
sperimentare
casella postale 65
80053 CASTELLAMMARE DI STABIA



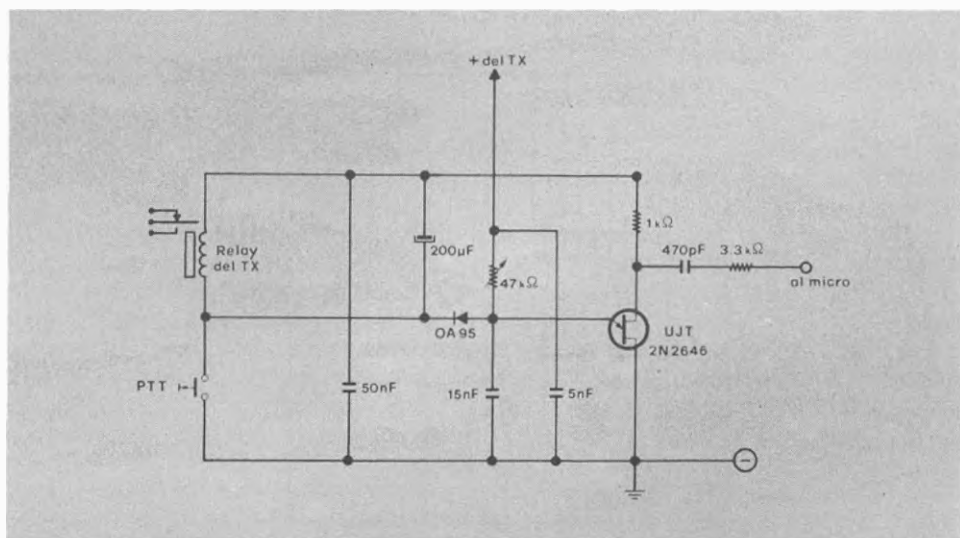
© copyright cq elettronica 1982

Quando il mio amico Pasquale sentì per la prima volta il famoso «bip» spaziale, diede dello stesso una delle sue solite definizioni caustiche, per lui era un utile aggeggio inutile.

Non così li hanno definiti invece quelli che me li hanno chiesti e ai quali dedichiamo questi:

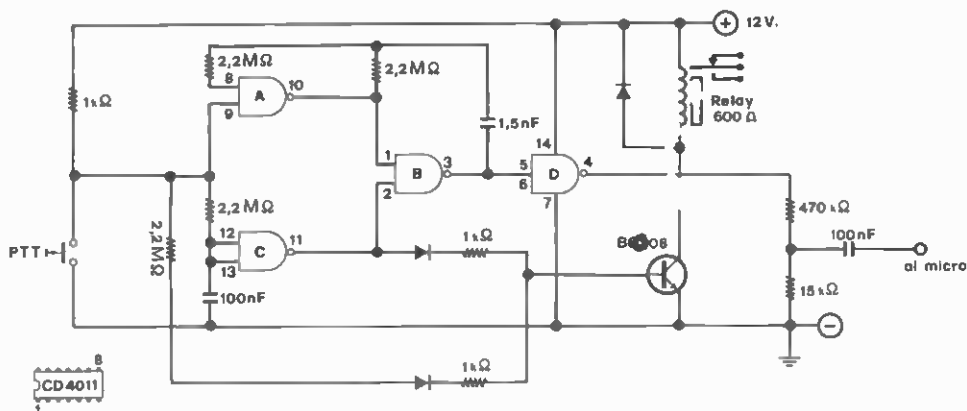
BIP BIP, DAH DI DAH, YOYÒ, ZAZÀ, COCÒ

Inaugura la rassegna questo più che facile bip, autoalimentato dal ricetrans stesso:

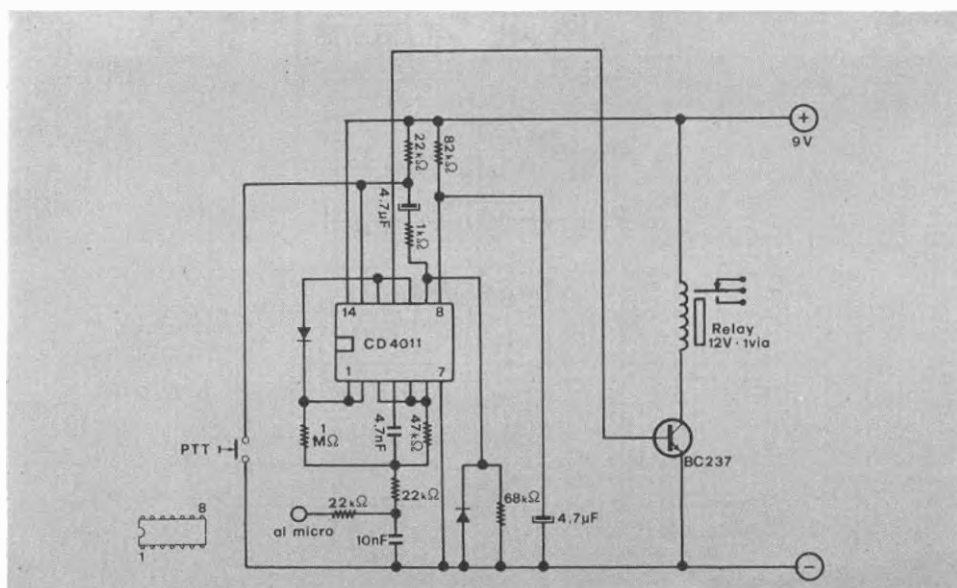


Quando si rilascia il pulsante PTT, l'unigiunzione oscilla per tutto il tempo di scarica dell'elettrolitico da 200 µF che, con i valori indicati, ha la durata di mezzo secondo circa. Il trimmer da 47 kΩ determina la frequenza della nota emessa. Il tutto entra comodamente nel microfono stesso.

Un altro bip un poco più sofisticato è questo:

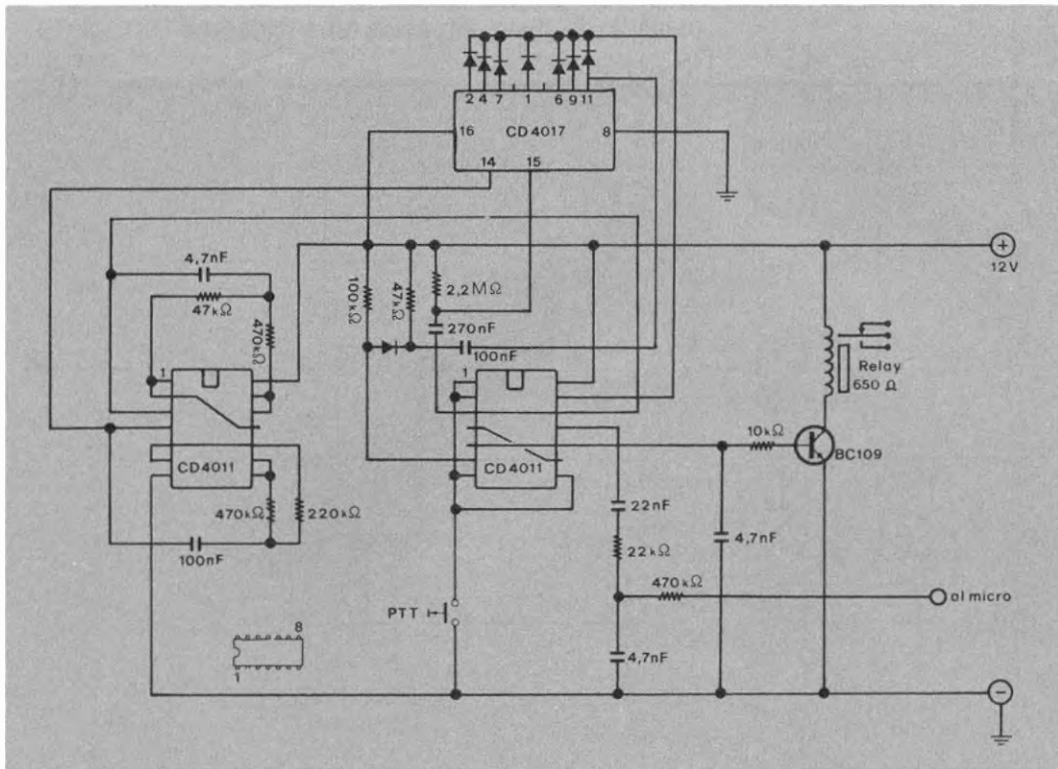


Un solo integrato, il solito CD4011 tuttofare, pilota il transistore che comanda il relay ricezione-trasmissione, inoltre genera la nota e funge da circuito di ritardo. L'alimentazione di tutto può variare da 9 a 15 V. Il relay da 12 V, 600 Ω, può essere del tipo microminiatura a un solo contatto. Tutti i diodi sono 1N4001. Il tempo di sgancio può essere variato sostituendo il condensatore da 100 nF tra il piedino 13 dell'integrato e la massa. Per il montaggio, usate sempre lo zoccolo per l'integrato, i CMOS sono suscettibili al calore. Qualcosa di analogo al precedente è quest'altro bip di fine trasmissione:



L'integrato è sempre lo stesso, le funzioni pure, seppure circuitalmente sono state operate delle variazioni. È sempre il solito CD4011 che fa tutto lui e pilota il transistor per il comando del relay. Anche questo può funzionare a tensioni di 9 + 15 V. Solito accorgimento di montare l'integrato sullo zoccolo. Diodi usati, 1N4148 o soliti 1N4001. Nessuna regolazione a fine montaggio: si prova se va bene, se no si getta via.

Liquidati i bip, veniamo a presentare qualcosa un poco più su per chi non s'accontenta di una sola nota: il da di da finale.



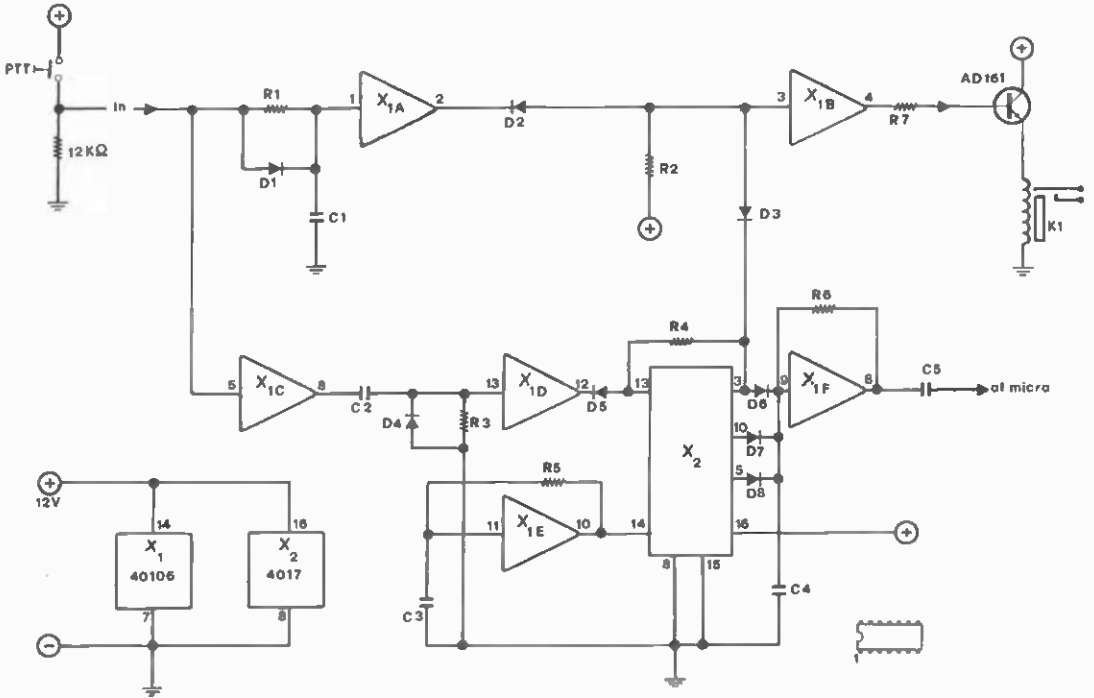
Qui entriamo nel complicato. Non più un solo integrato ma tre. Vediamo un po' le cose come vanno: i due integrati CD4011 hanno funzioni di generatore di nota, commutazione, eccetera, le note generate sono due, una a frequenza bassa che costituisce il generatore dei tempi per pilotare il contatore decimale CD4017, e un oscillatore a frequenza alta che genera la nota base.

Il contatore decimale conta da zero a nove e, a secondo di come è disposta la matrice dei diodi, la nota base a frequenza alta verrà presentata all'ingresso del micro. Nel caso presente, per ottenere la nota K, in telegrafia «dah, di dah», si è prelevata la nota a frequenza alta collegando insieme le uscite 2,4 e 7 del contatore decimale, così si è ottenuta la nota lunga cioè la linea, quindi si è lasciata una uscita libera per avere un tempo di stacco, poi si è presa la sola uscita 1 per avere il punto e quindi ancora tre uscite insieme cioè 6,9 e 11 per avere l'altra linea. In totale, linea, punto, linea cioè K.

Detto così alla napoletana sembra inconcludente ma credo che è più facile rispetto alle ostrogote spiegazioni della porta che va L o dell'altra che va H e 95 persone su 90 non ci capiscono un tubo (ignoranza idraulica direbbe Mazzotti). Non me ne si voglia.

Il tutto, guardandolo sullo schema, pare maledettamente confuso, invece... lo è. Per il montaggio non occorrono tecniche laboriose, basta la pazienza e non saldare mai i CMOS direttamente sul circuito stampato. Per i diodi, vanno bene i soliti 1N4148. Consiglierei la sostituzione del transistor BC109 con uno più robusto: tipo 2N1711, ad esempio.

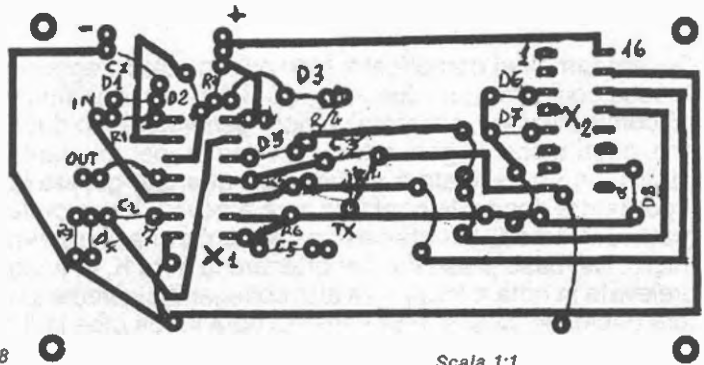
Quest'altro «dah-di-dah» è più economico. Usa solo due integrati:



- R1 3,3 MΩ
- R2 4,7 kΩ
- R3 3,3 MΩ
- R4 12 kΩ
- R5 3,3 MΩ
- R6 150 kΩ
- R7 1,5 kΩ
- C1 4,7 nF
- C2 100 nF
- C3 10 nF
- C4 560 pF
- C5 10 nF

X1 40106 oppure 74C14
X2 CD4017

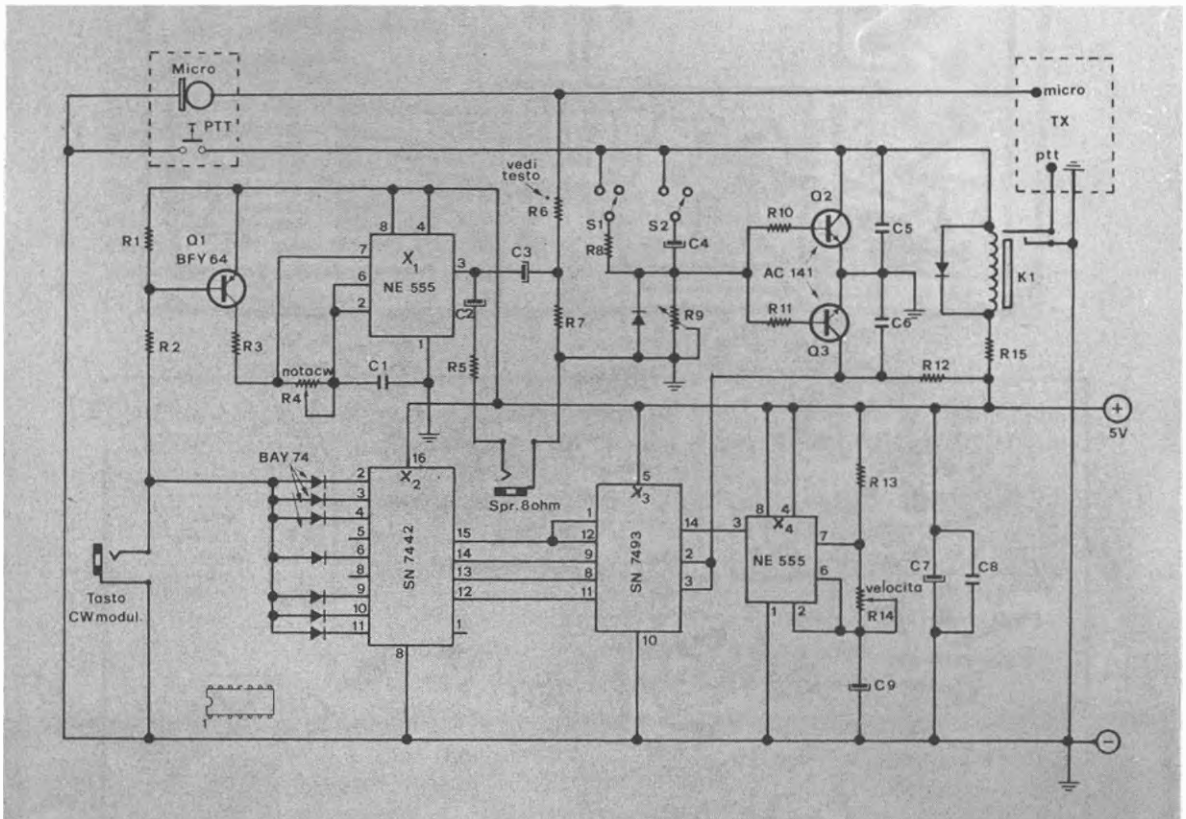
D1 + D8 1N914 oppure 1N4148



Scala 1:1

Genera la solita K con un numero minore di componenti. Grosso modo, il principio di funzionamento è il solito già descritto e cioè che abilitando o meno un certo numero di porte a condurre o meno, presentiamo all'ingresso del solito contatore una nota che piloterà il micro alternando la solita linea, il solito punto, la solita linea. Vi faccio grazia dei tre fogli di scrittura minuta in cui è descritto il funzionamento, punto per punto, del tutto, dal quale non ci ho capito una madonna (ignoranza religiosa, direbbe Mazzotti). Stavolta c'è pure il circuito stampato. Pascetevi.

Altra pascitura con quest'altro aggeggio ancora più complicato. Sentite, genera il bip, la K unica o continua, inoltre se espanderete la sua uscita decimale, e sostituendo la matrice dei diodi, in Morse manderà il vostro nominativo, esempio: YZC probabilmente diventerà Yoyò, Zazà, Cocò.

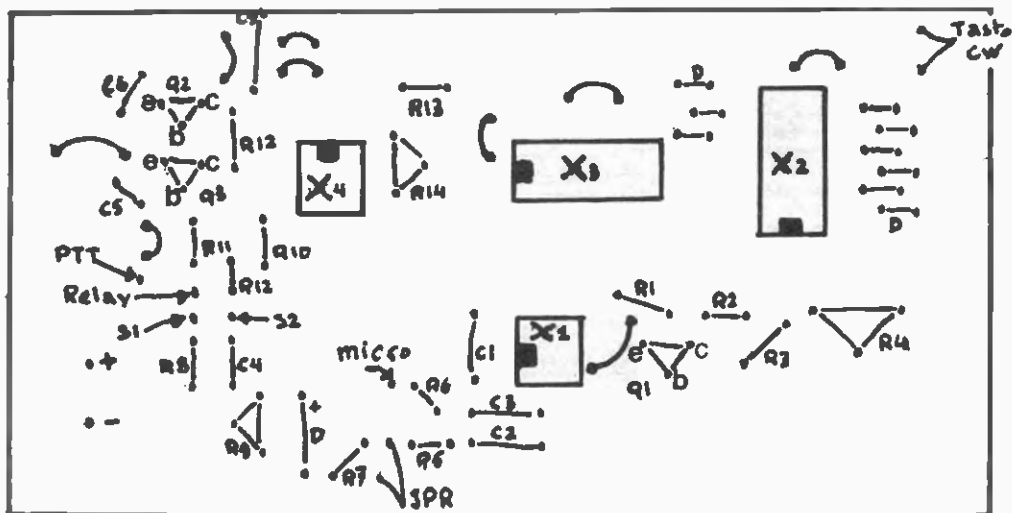
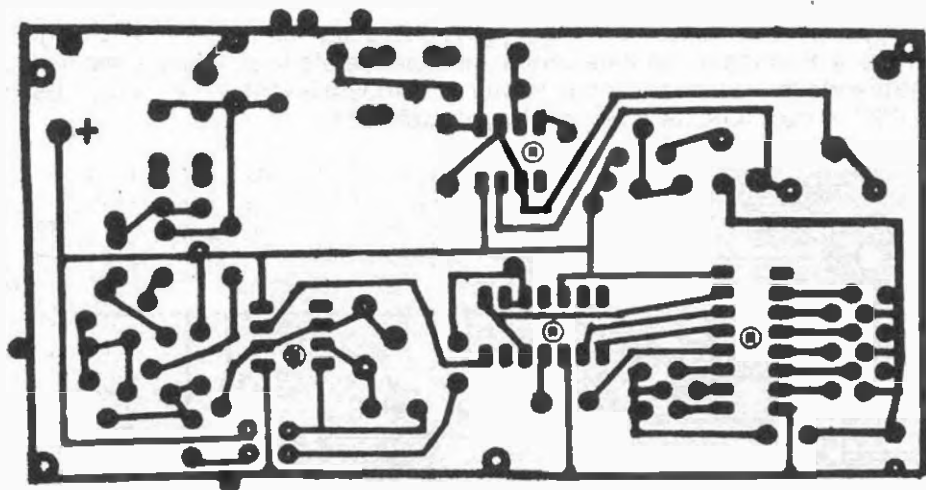


*R*₁ 1,5 kΩ
*R*₂ 1,5 kΩ
*R*₃ 2,2 kΩ
*R*₄ 4,7 kΩ, trimmer
*R*₅ 100 Ω
*R*₆ vedi testo
*R*₇ 3,3 kΩ
*R*₈ 3,3 kΩ
*R*₉ 4,7 kΩ, trimmer
*R*₁₀ 470 Ω
*R*₁₁ 470 Ω
*R*₁₂ 1,5 kΩ
*R*₁₃ 10 kΩ
*R*₁₄ 47 kΩ, trimmer
*R*₁₅ 100 Ω

*C*₁ 200 nF
*C*₂ 25 μF
*C*₃ 1 μF
*C*₄ 50 μF
*C*₅ 10 nF
*C*₆ 10 nF
*C*₇ 100 μF
*C*₈ 10 nF
*C*₉ 1 μF

*X*₁ NE555
*X*₂ SN7442
*X*₃ SN7493
*X*₄ NE555
*Q*₁ BFY74
*Q*₂ AC141
*Q*₃ AC141
 Diodi tutti BAY74

(circuito stampato a pagina seguente)



Oltre a quanto già menzionato, ha l'ingresso per il tasto CW e un oscillatore interno che consente di trasmettere pure in Morse. L'uscita «SPR», a cui va connesso un altoparlante da 8 Ω , vi darà modo di autoascoltarvi. L'oscillatore X, è stato pubblicato almeno 10 mila volte e lo conosciamo. Per il resto ne abbiamo già parlato prima: X₄ genera una nota di tempo (clock per gli esterofili), X₃, contattore binario, pilota il decodificatore X₂ che con il solito utilizzo dei diodi sulle uscite da cui si intende prelevare il segnale, polarizza il transistor Q₁, che alimenterà l'oscillatore X₁. Questo è pure pilotato dal tasto CW. L'uscita va su due deviatori che a loro volta consentono la trasmissione del K in modo continuo se inserito S₁, e un solo K se inserito S₂.

Sono da regolare tre trimmer: R₄ per la nota CW, R₃ per l'uscita, R₁₄ per il tempo o velocità del clock. La resistenza R₆ deve essere da 10 k Ω per microfoni a bassa impedenza e da 150 k Ω per microfoni ad alta impedenza. La matrice dei diodi, inserendo — anzi espandendo — la ROM, come detto, consente la trasmissione del nominativo in Morse.

Ho pubblicato a pagina precedente, per chi ha capito qualcosa, il circuito stampato, scala 1:1 per costruirlo. Non ditemi stavolta voi di non averci capito un... altrimenti stavolta Mazzotti dirà: ignoranza sessuale.

* * *

A questa puntata hanno collaborato:

Nestore PAVUCCI, via Col di Lana 28, Carate Brianza che vince un micro TURNER SIDEKICH offerto dalla QST Elettronica, via Fava 33, Nocera Inferiore.

Walter BRILLI, I0WWJ, via Claudia 38, Roma che vince L. 30.000 in componenti elettronici offerti da Giovanni LANZONI, via Comelico 10, Milano.

Egidio SCHINA, I000, via Paolo Fiordesepini 14, Roma che vince 30 mila lire di sconto presso la General Processor, via dei Carpini 1, Firenze.

Vittorio d'AMORA, I8DVJ, piazza Matteotti 4, Castellammare di Stabia che vince il premio speciale a «busta chiusa» messo in palio dalla solita QST Elettronica di Nocera Inferiore.

* * *

È inutile che io rammenti ai collaboratori che mensilmente varie Ditte quali, LANZONI, QST Elettronica, General Processor, e altre, mettono a disposizione degli amici collaboratori premi e sconti su acquisti.

Collaborate inviando un progettino, potreste vincere Voi un buon premio «a busta chiusa». Non si sa mai. Rischiare solo 300 lire di francobolli.

è in edicola



Scheda video per il vostro up (Vidmar)
 Bozza di progetto per un VFO computerizzato (Becattini)
 Un byte da una tastiera esadecimale (Prizzi)
 «La prova del nove» (Crispa)
 Grafica vettoriale direttamente dal Data Bus (Casaroli)
 Acquisizione dati da otto canali analogici (Anselmi)
 Tutto quello che avreste voluto sapere sulle EPROM
 ... e non avete mai osato chiedere (Sinigaglia)
 Interfacciamo la TI-57 (Ibridi)
 GP User's Group

Display per TTY

Maurizio e Sergio Porrini

Poco tempo addietro erano ancora usate dagli OM le rumorose telescriventi meccaniche, provenienti dal surplus.

Con la sostituzione del sistema digitale, a quello elettromeccanico, la realizzazione delle telescriventi si è semplificata in maniera radicale.

Si trovano facilmente le tre schede premontate, a un costo non eccessivo, che vi permetteranno di assemblare un sistema di RTTY collegato col vostro vecchio televisore portatile. Avrete così le notizie di prima mano delle principali Agenzie di stampa, gli orari di passaggio dei satelliti meteo, e potrete collegarvi con gli OM, che numerosi ormai usano la teletype.

Le idee su come si possa organizzare un sistema di questo tipo, non sempre sono chiare, e ci proponiamo di semplificare il problema, senza entrare nei dettagli, che complicherebbero le cose.

Nella foto di figura 1 potete vedere i blocchi che compongono il sistema il demodulatore, la tastiera e l'interfaccia video.

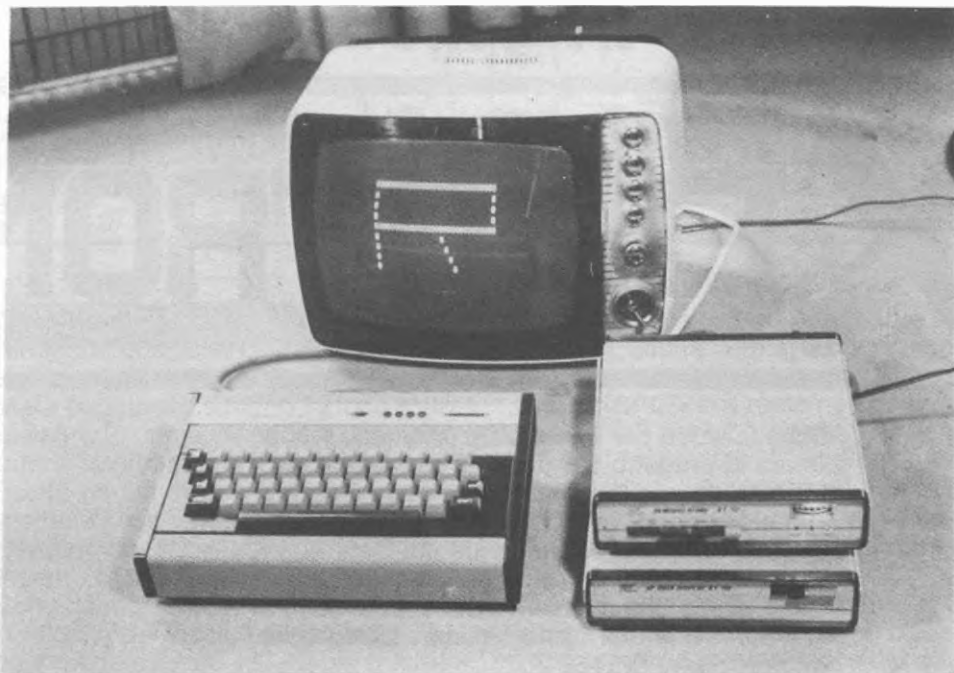


figura 1

Il display non è altro che un televisore da 12 pollici adattato, più avanti descriveremo le modifiche necessarie alla trasformazione.

Per prima cosa, la velocità di trasmissione usata dagli OM è di 45,45 baud e quindi dovrete orientarvi su una macchina che comprenda oltre la velocità di circa 45 ÷ 50 baud, almeno la 50 ÷ 60, per ricevere le più importanti Agenzie commerciali. Il complesso della foto è composto da un demodulatore, da 50 ÷ 60 baud con shift 170-450, da una tastiera in codice Baudot a memoria digitale, con la possibilità successiva di ottenere il codice ASCII e da un'interfaccia, che riproduce una intera pagina di caratteri sullo schermo di un comune televisore.

Il segnale modulato con le caratteristiche due note, il mark e lo space, prelevato con un cavetto schermato di BF, dall'uscita per cuffia di un normale TX per OM è inserito nel jack di entrata del demodulatore.

Di solito la centratura della stazione RTTY è segnalata, in rapida successione, dall'accensione di due led sul demodulatore. Potete collegare l'asse X e Y di un oscilloscopio di BF a due terminali di solito previsti sulla scheda. Sul monitor appariranno le curve di Lissajous, due ellissi perpendicolari; variate la sintonizzazione della stazione fino a ottenere la simmetria delle due curve, che rappresentano l'involuppo della modulazione, delle due note già separate dai filtri del demodulatore. Ma sia chiaro che l'uso dell'oscilloscopio non è affatto indispensabile. A questo punto la tastiera, il decodificatore e l'interfaccia video saranno collegati tra di loro con i connettori multipoli. L'interfaccia video sarà collegato con un cavo coassiale da 75 Ω al televisore. Se la stazione ricevuta trasmette con la stessa velocità (baud), lo stesso shift e lo stesso codice, appariranno sullo schermo delle parole plausibili; se così non fosse, occorre selezionare con i commutatori posti sul decoder, sia la velocità che lo shift fino a far apparire il testo. Generalmente gli OM trasmettono con 45-50 baud e le Agenzie stampa con 50-60 baud circa. Lo shift più usato è il 450.

Qui di seguito vi diamo alcune frequenze in MHz delle principali Agenzie:

Reuter	14,574
Tass	14,471-14,510
ANSA	27,027-20,085

Se siete su bande OM e ricevete il segnale di chiamata RYRYRY DE... XXXXXX, potete rispondere passando in trasmissione col TX e, schiacciando il tasto ON, componete il testo della risposta sulla tastiera, e ritornando in ricezione aspettate la conferma dell'avvenuto collegamento.

Bisogna prestare attenzione alla centratura della stazione che si riceve dopo di che non si deve più ritoccare la sintonia, lasciando a zero il comando del Clarifier.

G. Lanzoni 12VD
2LAG **KENWOOD**
20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075-544744

per
OM
e
SWL

Abbiamo cercato di chiarire molto rapidamente come si usa la telescrivente, ora passiamo alla **modifica del TV in display**.

Normalmente si usa modulare un piccolo generatore UHF, da collegare alla presa di antenna del TV. I caratteri sono però poco chiari e con scarso contrasto, per il decadimento del segnale attraverso il generatore, i gruppi AF, e la catena di media frequenza del televisore.

Saltiamo allora tutto questo e colleghiamo l'uscita modulata della interfaccia video al termine della catena di MF, con un condensatore da $0,22 \mu\text{F}$.

Lo schema della figura 2 chiarirà meglio la modifica.

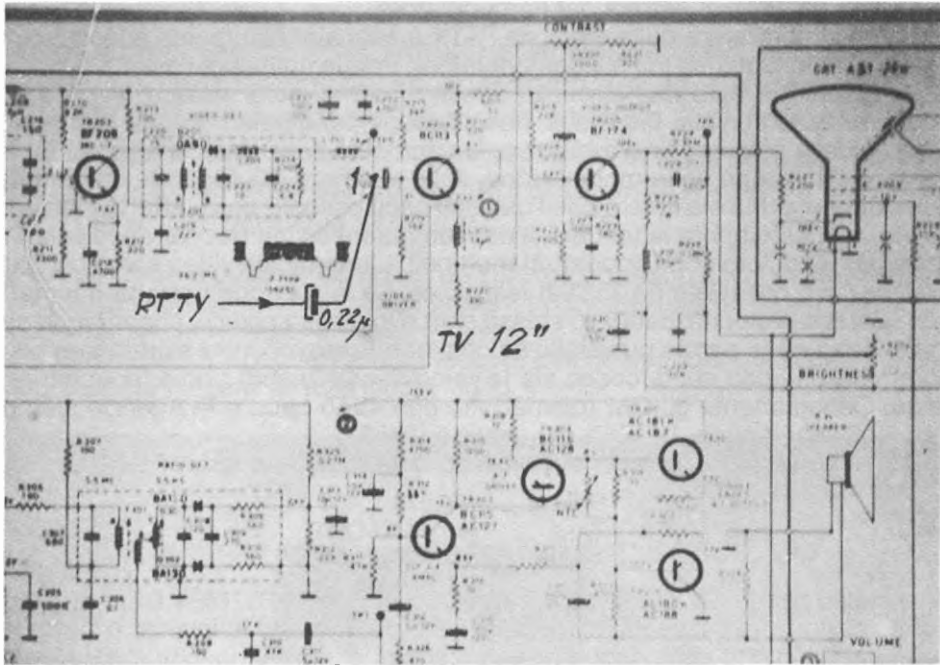


figura 2

Sarà opportuno collegare il polo positivo del condensatore al punto 1 e, con un cavetto schermato di BF, arrivare alla presa di antenna del TV; naturalmente avrete staccato il collegamento preesistente. I caratteri appariranno nitidi e molto contrastati.

A 14,365 MHz trasmette la stazione Meteo che dà i dati riguardanti i satelliti orbitanti. La lunga successione di numeri è apparentemente incomprensibile: confrontando il testo col nuovo codice TBUS di figura 3, avrete gli orari di passaggio dei satelliti meteo, e relative coordinate.

New code form for APT PREDICT (TBUS) Bulletin, Part IV
 Proposed implementation date--May 1, 1981

APPENDIX
 Note B1-1

New Code Form--PART IV

AAAAAAAA BBBB CCCCCCCCCC ODEEFFGGHHIIIII JJJJJJJ
 KKKKKKKK LLLLLLLL ~~MMMMMMMM~~ NNNNNNNN OOOOOOOO PPPPPPPP
 QQQQQQQQ RRRRRRRR SSSSSSSSSS TTTTTTTTTT UUUUUUUUUU
 VVVVVVVV WWWWWWWW XXXXXXXX YYYYYYYY ZZZaaabbb cccc
 dddddddddd eeeeeeee ffffffff gggggggg SPARESPARE

APT TRANSMISSION FREQUENCY XXX.XX MHz
 HRPT TRANSMISSION FREQUENCY XXXX.XX MHz
 BEACON. (DSB) TRANSMISSION FREQUENCY XXX.XX MHz
 APT DAY X/X APT NIGHT X/X
 OCS TIME DOD XXXXX.XXX
 (ADDITIONAL PLAIN LANGUAGE REMARKS WHEN NEEDED)

<u>Symbol</u>	<u>Explanation</u>
AAAAAAAA	Spacecraft identification (International designator--see "COSPAR Guide to Rocket and Satellite Information and Data Exchange", Information Bulletin #9, July 1962).
BBBBB	Orbit number at epoch.
CCCCCCCCCCCC	Time of ascending node (days from January 1 at 00Z, to nine decimal places.
OO	Epoch year
EE	Epoch month
FF	Epoch day
GG	Epoch hour
HH	Epoch minute
IIIII	Epoch second, to three decimal places
JJJJJJJ	Greenwich Hour Angle at Aries at epoch.

A-1

figura 3

La prima fila di numeri è la più utile; abbiamo tralasciato il resto del codice perchè non utile ai fini amatoriali e troppo lungo da pubblicare. Sono trasmessi continuamente diversi testi che corrispondono a diversi codici, occorre prima di tutto individuare quello con il formato corrispondente all'esempio pubblicato, abbassare al minimo il comando del volume del TX, fermando sul video i dati che ci interessano, e passare quindi alla decifrazione del testo. *****

Fino ad alcuni anni orsono l'aggiornamento sui nuovi prodotti era di quasi esclusivo interesse di tecnici, di ingegneri, di addetti ai laboratori.

Da qualche anno in qua, il progresso sempre più allargato delle tecnologie, la gamma sempre più vasta di prodotti, i costi più accessibili, hanno portato queste esigenze fino al livello del « consumer », cioè dell'hobbista, dell'amatore, dell'autocostruttore.

Questa necessità di tenersi aggiornati, di sapere cosa c'è di nuovo sul mercato, quali sono le caratteristiche principali dei nuovi prodotti, è molto sentita dai nostri Lettori.

Codificatore di priorità

Antonio Anselmi
Via Roma, 6
58044 / CINIGIANO
(Grosseto)

per esperti

Chiunque posseda un microcomputer, dopo il livello dei «giochini», passa a un livello maggiore, il più delle volte rappresentante o la gestione dell'economia domestica o la gestione di qualche dispositivo esterno.

In un mio precedente articolo (cq 12/80) presentai una versione di un pilota digitale di potenza per dispositivi comandati da microcomputer, oggi è il turno di un sofisma che è in grado di dire al microcomputer secondo quale ordine deve servire i dispositivi esterni assegnati.

In poche parole, con tale circuito si assegnano priorità ai vari dispositivi interrompenti in modo tale che il microcomputer serva i dispositivi non nell'ordine temporale fornito dal software bensì in un ordine prioritario fornito da hardware. Chiaro come il sole, avrete già capito che i dispositivi da pilotare chiederanno loro stessi il controllo del microcomputer tramite interruzioni: il bello è nel priorizzare tali interruzioni e quindi privilegiare un dispositivo rispetto a un altro, secondo le reali esigenze o secondo le proprie considerazioni.

Ciò che in pratica realizza tale circuito (figura 1) è:

- segnala al microcomputer quale dispositivo ha interrotto;
- interrompe e fornisce tramite uno Z-80/PIO la parola a 8 bit propria del dispositivo interrompente (vedi nel seguito);
- interrompe ancora qualora un dispositivo con priorità maggiore richieda di essere servito e, una volta terminata l'assistenza a tale dispositivo, torni a servire il dispositivo a priorità minore che ha interrotto precedentemente.

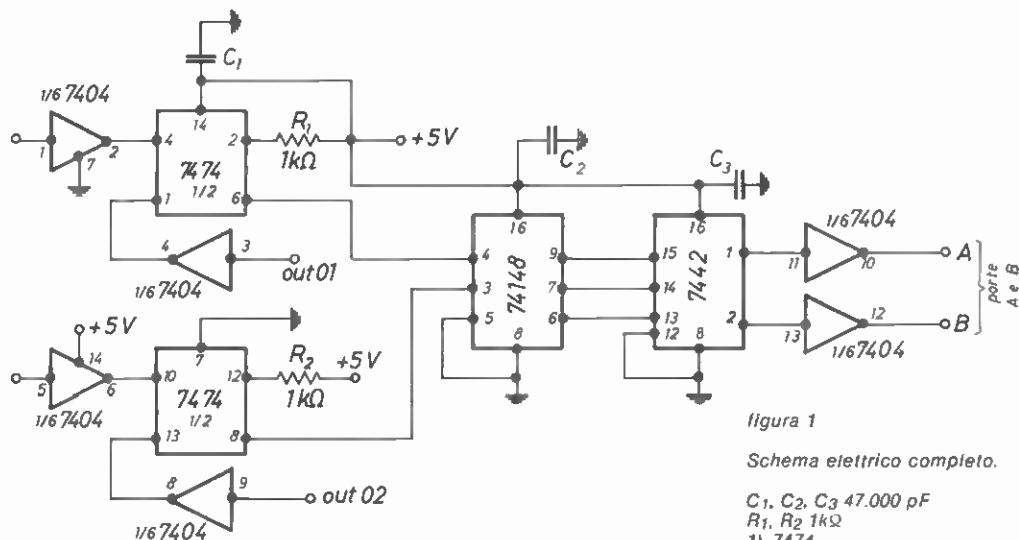


figura 1

Schema elettrico completo.

C_1, C_2, C_3 47.000 pF

R_1, R_2 1k Ω

1) 7474

1) 7404

1) 74148

1) 7442

È anche in grado di ricordare una eventuale interruzione del dispositivo a priorità minore, qualora questa accada mentre la CPU stia servendo un dispositivo a priorità maggiore; quindi non viene persa nessuna interruzione! (vedi figure 2A e 2B).

Prima di spiegare il funzionamento, peraltro intuitivo, del circuito, facciamo una breve disquisizione sul significato dell'interruzione. Quando una CPU deve controllare più dispositivi, sono quest'ultimi i quali chiedono che la CPU «pensi a loro», interrompendo il normale ciclo di programma in corso tramite segnali di interrupt, dove appunto la traduzione di interrupt è «interruzione»: quindi il microcomputer in tale modo si sincronizza con gli eventi esterni. Interruzione: una sospensione del normale flusso di un sistema o di una routine tale che il flusso può essere ripreso da quel punto in un secondo tempo.

In un computer, l'operazione di interruzione è molto più sofisticata dell'operazione di interrogazione ciclica e ha sia vantaggi che svantaggi nei confronti di quest'ultima. Ad esempio, nella operazione di interrogazione ciclica, in cui il microcomputer ciclicamente interroga i vari dispositivi esterni per sapere quali di essi ha bisogno del software di servizio, si hanno le seguenti situazioni:

- il microcomputer perde tempo controllando tutti i vari dispositivi;
- i dispositivi devono aspettare il loro turno e tutti sono trattati nello stesso modo e sequenzialmente; ciò stabilisce una forma di priorità «sequenziale» ma anche il dispositivo più importante deve aspettare il suo turno per essere servito;

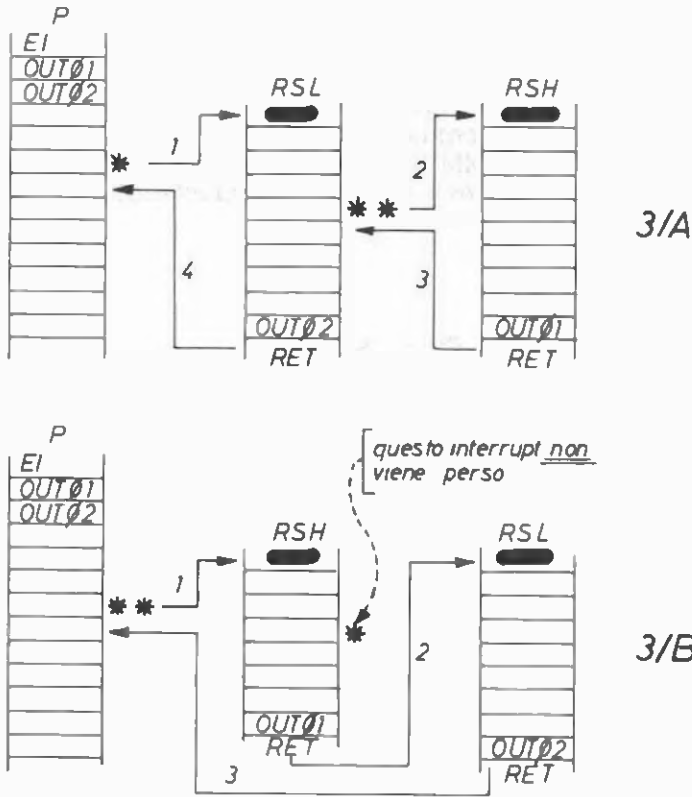


figura 2

- ** interruzione dispositivo priorità maggiore
- * interruzione dispositivo priorità minore
- RSH routine di servizio del dispositivo a priorità maggiore
- RSL routine di servizio del dispositivo a priorità minore
- P programma in corso
- trasferimenti della logica di controllo della CPU
- primo byte del software driver

- il tempo di risposta è di conseguenza lungo (tempo di risposta = tempo che intercorre fra l'istante in cui un dispositivo chiede di essere servito e l'istante in cui va in esecuzione il primo byte del software driver per quel dispositivo);
- la parte software è semplice.

Nella operazione di interruzione si hanno le seguenti situazioni:

- può darsi che il microcomputer stia facendo altre cose non relative ai vari dispositivi esterni mentre aspetta che essi richiedano di essere serviti;
- si può stabilire la priorità nell'hardware in modo che i dispositivi più importanti siano serviti per primi;
- i tempi di risposta sono veloci;
- l'hardware e il software possono divenire molto complessi.

Generalmente sono usati tre tipi di interruzione, e precisamente il tipo su una sola linea, a più livelli, e il tipo vettorizzato; brevemente esaminiamole per vederne le caratteristiche salienti.

Su una sola linea: un segnale di interrupt che viene inserito nel computer su una sola linea fa sì che avvenga una azione ben definita.

Più dispositivi devono essere posti in or su questa linea.
La famiglia di microcomputer PDP-8 usa questo metodo.

A più livelli: vengono fornite parecchie liste di interrupt indipendenti, ognuna delle quali dà luogo a una azione specifica. I microcomputer 6800 della Motorola usa questo sistema con due linee di ingresso di interrupt.

Vettorizzata: ogni dispositivo indica, o segnala con un vettore, lo specifico segnale di controllo per innescare il software driver specifico per quel dispositivo. La famiglia di minicomputer PDP-11 e l'Intel 8080 usano questa tecnica.

Per quello che riguarda lo Zilog Z-80 (CPU per la quale è stato realizzato questo progetto) esistono tre differenti modi di comportamento davanti all'interruzione, ciascuno selezionabile via software con una sola istruzione. Quello che ai nostri scopi interessa è il modo 2: un compromesso fra i due precedenti, il modo 0 e il modo 1, con la particolarità che il vettore che viene forzato nella CPU è a sedici bit.

Il primo byte di questi è fornito da ogni singolo dispositivo interrumpente mentre l'altro byte è unico e scritto da noi nel registro I della CPU Z-80. La CPU combina il particolare byte fornito dall'esterno con quello presente nel registro I per formare un indirizzo a 16 bit al quale è associata una coppia di locazioni in una tabella di RAM.

In tale coppia si troverà l'indirizzo della prima istruzione eseguibile per il software di servizio per il determinato dispositivo interrumpente.

Il tutto è disegnato schematicamente in figura 3.

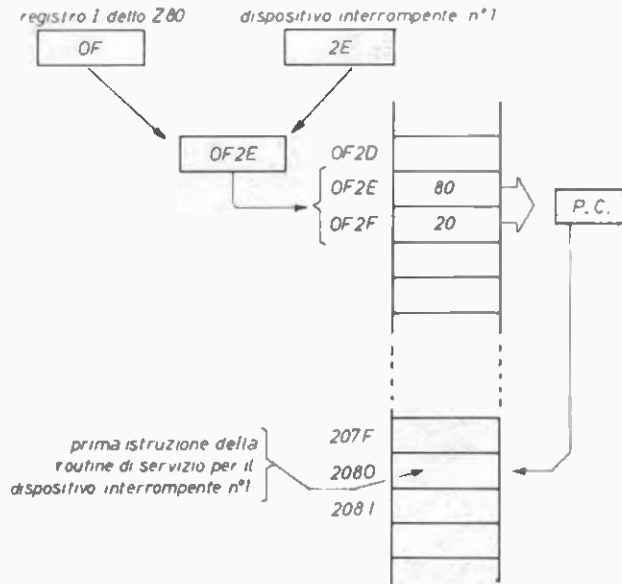


figura 3

Naturalmente così possiamo ottenere un numero vario di dispositivi interrumpenti, purchè, ripeto, venga creata in RAM una speciale tabella che contenga tutte le possibili parole a 16 bit formate nel modo sopraindicato.

Come detto, in questo articolo faremo riferimento al modo 2 per quello che riguarda il comportamento alle interruzioni di uno Z-80; ci sarà di grande aiuto uno Z-80/PIO, i due registri A e B del quale contengono due diverse parole a un byte per due dispositivi, parole che saranno poi combinate dalla CPU con quella scritta nel registro I.

Tralasciando volutamente la parte strettamente software di programmazione per lo Z-80/PIO, noi useremo le porte A e B in tale modo:

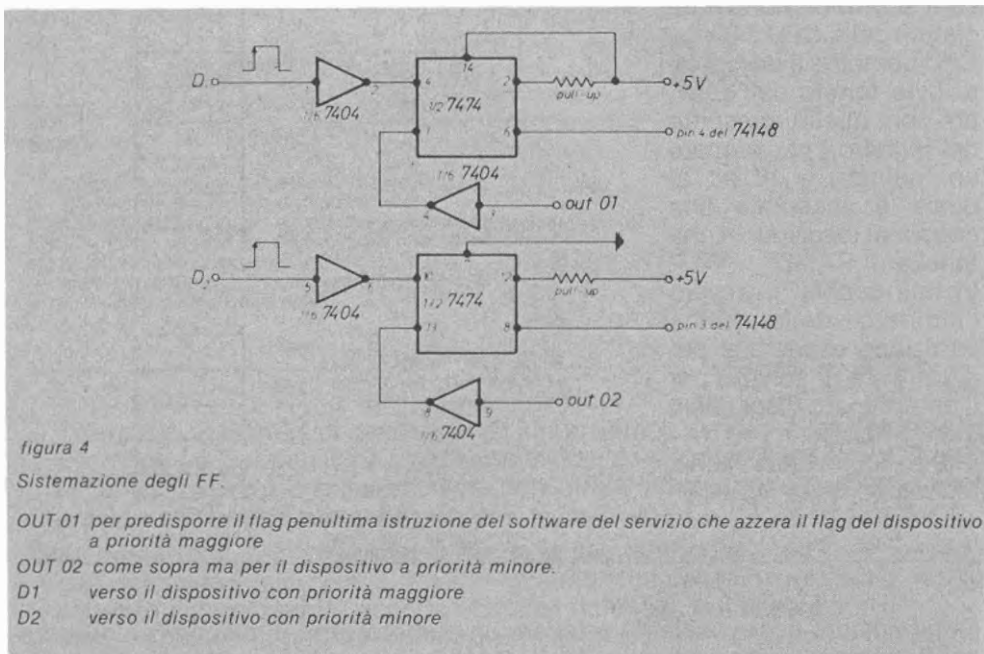
- bit 0 della porta A per segnalare alla CPU l'interruzione del dispositivo A al quale daremo la priorità assoluta. Bit 1 della porta A per segnali di controllo il circuito di prioritizzazione (servirà ad azzerare il flag del dispositivo A). Bit 0 della porta B per segnalare alla CPU l'interruzione del dispositivo B e bit 1 per inviare il segnale di azzeramento del flag per il dispositivo B.

Il circuito in esame permette la prioritizzazione di otto dispositivi esterni, anche se ce ne servono al momento solo due, comunque per gli interessati posso fornire lo schema completo.

Al fine di realizzare un codificatore di priorità per due diversi segnali di interrupt ci occorrono:

- due flag che operino un latch sullo stato dei dispositivi interrompenti;
- un codificatore che formi in uscita il codice del dispositivo interrompente secondo la priorità assegnata e che ricordi se un dispositivo a priorità minore ha interrotto durante il software il servizio di un dispositivo a priorità maggiore;
- un codificatore decimale che codifichi il numero binario a tre bit in uscita dal codificatore precedente in una sola linea per volta.

Da notare che il penultimo byte del software di servizio deve contenere una istruzione di out che azzeri il particolare flag del dispositivo che ha interrotto. In figura 4 si nota il collegamento dei due flag per i dispositivi interrompenti: come è scritto, il flip-flop in alto è collegato al dispositivo che ha priorità maggiore.



In figura 1 è invece lo schema elettrico completo che differisce un attimino da quello in fotografia (che è il prototipo della realizzazione) per il fatto che alle uscite del 7442 non sono collegati i due inverter bensì due led che indicano il corretto funzionamento del tutto.

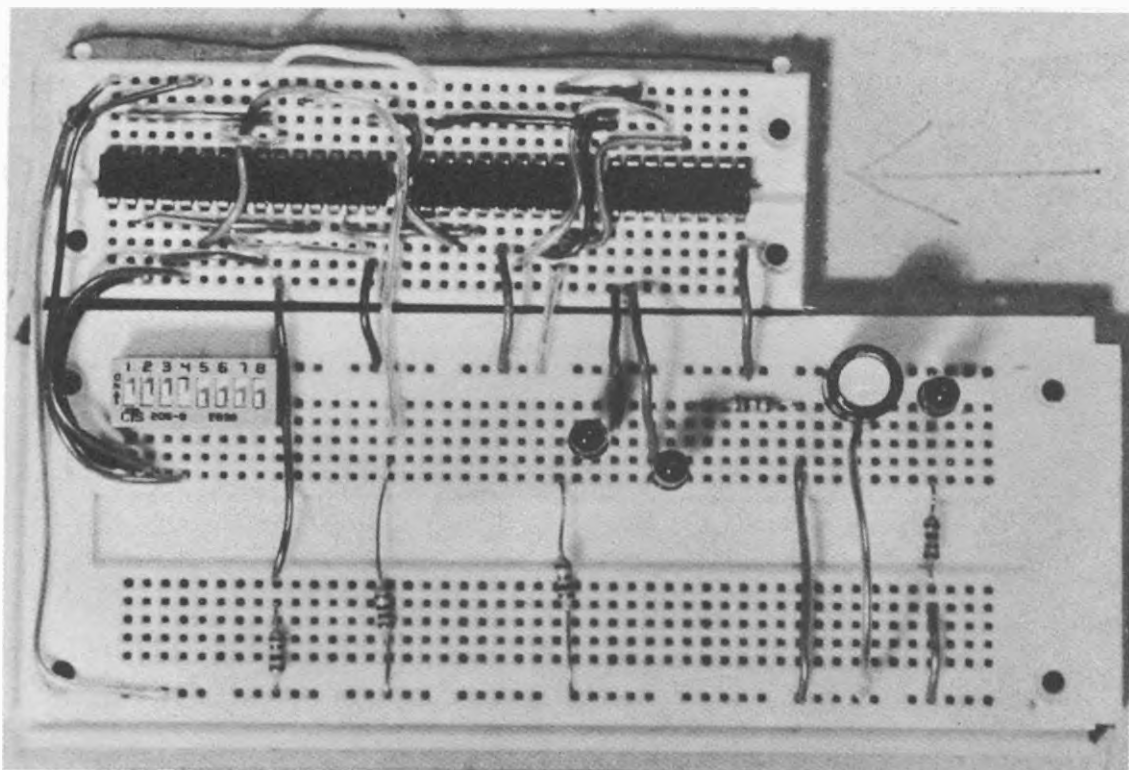


foto 1

Prototipo sperimentale.

Il collegamento fra 74148 e 7442 è diverso da come in genere si sarebbe portati ad effettuare. Sono collegati in tale modo in quanto gli ingressi del 74148 hanno, in ordine crescente, la seguente priorità: 10 11 12 13 1 2 3 4; il dispositivo che avrà il flag attaccato sull'input 4 avrà la priorità assoluta, mentre il dispositivo che avrà il flag collegato all'input 10 avrà la minore priorità e sarà quindi interrotto da tutti gli altri (si veda foto 2 a pagina seguente).

I pin di uscita del 74148 sono il 9, il 7 e il 6 e rispettivamente rappresentano le uscite A0, A1 e A2 sulle quali compare il numero a tre bit identificante il dispositivo interrompente.

Come è visibile nella fotografia, il pin A0 dal 74148 è collegato all'input A del 7442, il pin A1 con il pin B e il pin A2 con il C. Come specificato, il pin D del 7442 è messo a massa. In pratica i collegamenti da effettuare fra i due integrati sono i seguenti:

74148	7442
pin 9	pin 15
pin 7	pin 14
pin 6	pin 13

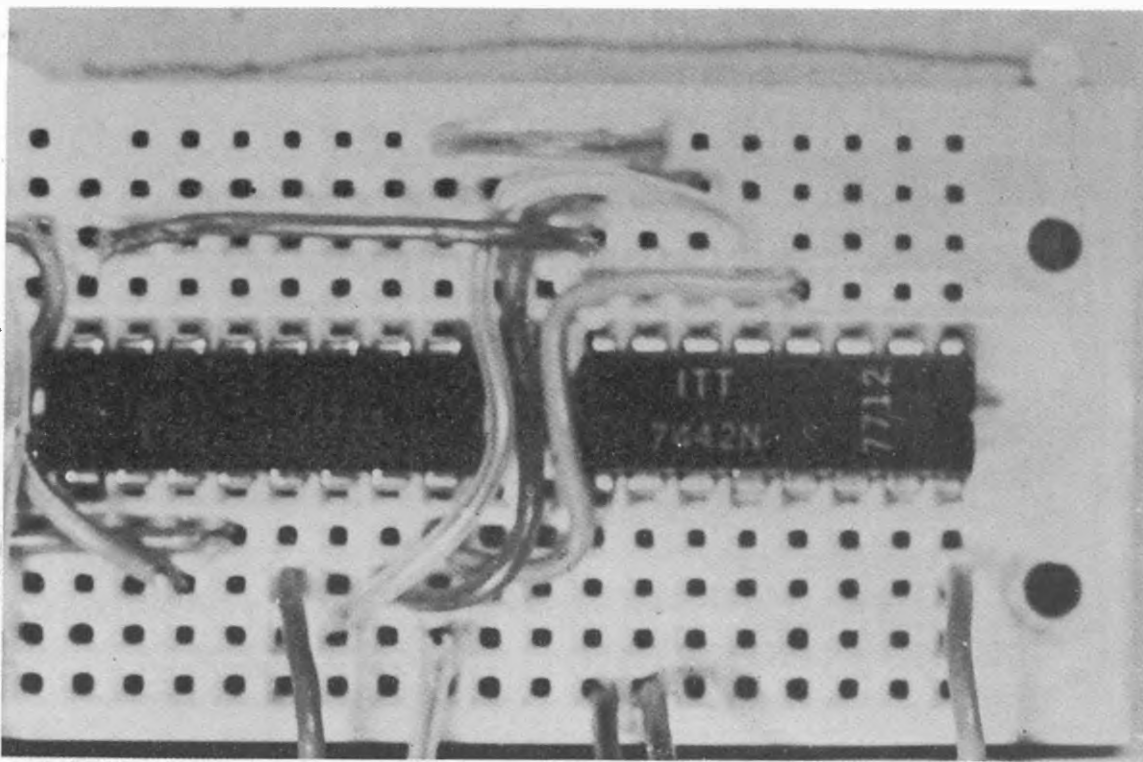
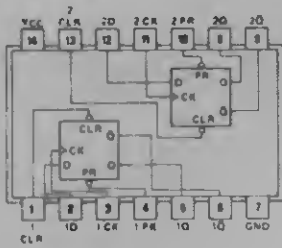


foto 2

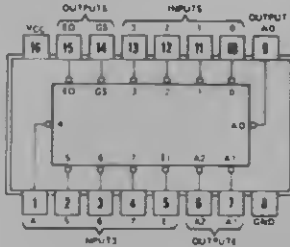
Collegamento tra 74148 e 7442.

Così facendo, all'uscita del 7442 si ottiene una codifica «mnemonicamente» più valida, infatti il pin 1 del 7442 indicherà con una variazione di livello del tipo H-L l'interruzione del dispositivo a priorità maggiore e così via fino ad arrivare al pin 9 (il pin 8 è quello di massa) che indicherà la interruzione del dispositivo con la minore priorità.

L'impulso che proviene dal dispositivo vero e proprio è invertito da una porta del 7404 e inputtato agli ingressi di clear dei due flip-flop del tipo D. Gli ingressi data di ciascuno dei due sono tenuti alti, grazie a un resistore di pull-up collegato al positivo del bus di alimentazione. L'impulso proveniente al clear resetta l'uscita negata la quale è collegata all'ingresso del 74148. Da notare che un impulso L-H all'ingresso di clock azzerà il flag. Certamente la disposizione di questi due flip-flop sembrerà cervellotica, ma così come è descritta funziona e lo spazio sulla piastra di breadboard non mi permetteva ulteriori prove. Ad ogni modo i due flag operano un latch sull'impulso proveniente dai dispositivi interrompenti e presentano le «richieste» dei dispositivi al codificatore vero e proprio, costituito dall'integrato 74148. Questi presenta in uscita il numero binario a tre bit del dispositivo interrompente: l'uscita di tale integrato è quindi funzione di due variabili, codice del dispositivo e sua priorità. Come spiegato sopra, tale numero binario a tre bit è codificato da un 7442 collegato in versione decimal decoder da tre a otto linee. I due inverter posti alle uscite 1 e 2 del 7442 fanno



7474



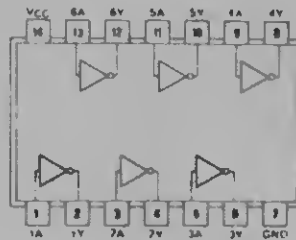
74148

DS54148 SN74148
FUNCTION TABLE

INPUTS								OUTPUTS				
BS	D	1	2	3	6	5	7	A7	A1	A0	GS	EO
H	X	X	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	H
L	X	X	X	X	X	L	H	L	L	L	L	H
L	X	X	X	X	L	H	H	L	H	L	L	H
L	X	X	X	L	H	H	H	L	H	L	L	H
L	X	X	L	H	H	H	H	H	L	L	L	H
L	X	L	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H

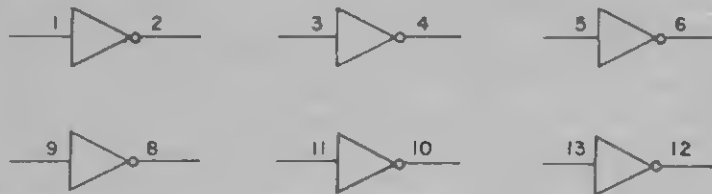
7404. INVERTITORE (INVERTER)

Il chip 7404 invertitore



7404

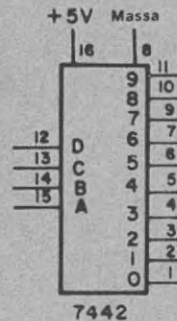
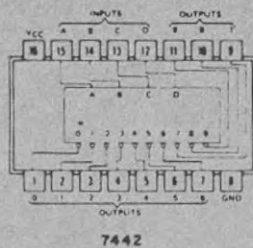
contiene sei invertitori indipendenti ed è un chip molto diffuso perché di invertitori ce n'è sempre bisogno. La rappresentazione dei sei invertitori è la seguente:



Bisogna dare tensione al 7404, prima che uno degli invertitori cominci a funzionare.

DECODIFICATORE 7442

Il circuito integrato 7442 è un *decodificatore da 4 a 10 linee* che converte la parola BCD di quattro bit in un 0 logico su una sola uscita delle dieci possibili. Il circuito integrato ha solo sedici pin, la maggior parte dei quali fungono da uscita.



La tabella della verità di questo chip è la seguente:

Ingressi	Uscite									
DCBA	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0 0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0 0 0 1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0 0 1 0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0 0 1 1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0 1 0 0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0 1 0 1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0 1 1 0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0 1 1 1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1 0 0 0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1 0 0 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1 0 1 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 0 1 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 0 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 0 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 1 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 1 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

ancora parte del 7404 e sono usati per due motivi: il primo per ottenere in uscita una transizione da L a H, il secondo, quello più peculiare, perchè non mi andava di lasciare da parte gli altri due inverter che rimanevano nello 7404. Nelle fotografie compare un solo condensatore, fra i capi positivo e negativo del power — bus (ora è di moda parlare così e bisogna adeguarsi), ma è opportuno dislocare condensatori ceramici a disco da 47.000 pF sulle alimentazioni degli integrati. Per chi volesse usare i led all'uscita, ricordo brevemente di collegarli tramite resistenze da 220 Ω al positivo.

Sempre al riguardo delle fotografie, i miniswitch in alto a sinistra fungono da generatori di impulsi simulando lo stato dei dispositivi interrompenti. A proposito, sarebbe utile parlare un po' di come tali dispositivi possono creare i segnali necessari da inviare ai rispettivi flag.

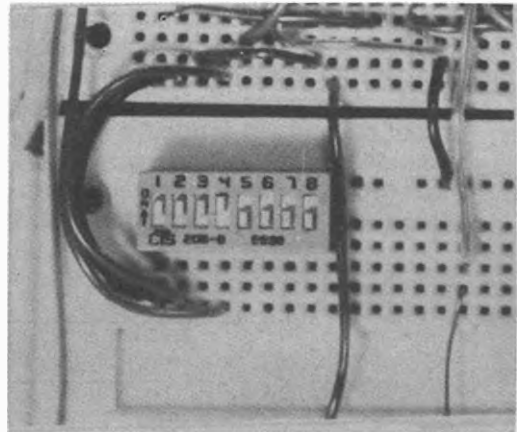
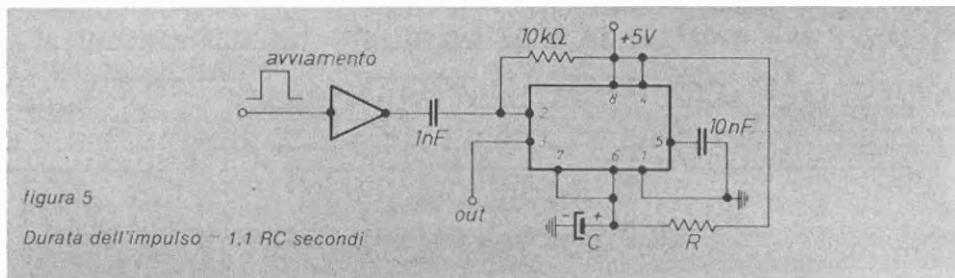


foto 3

Particolare dei miniswitch.

Generalmente basta una transizione fra due livelli di tensione, con l'accortezza che il circuito lavora con TTL e quindi bisogna fare molta attenzione ai livelli di tensione. Preferibilmente è meglio dotare i dispositivi di propri «generatori di segnale» che possono benissimo essere dei monostabili quali il famoso 555: monostabili che poi saranno azzerati usando la medesima istruzione OUT con la quale cancelliamo i flag; alternativamente si useranno costanti di tempo brevi. Per l'avviamento dei monostabili si ricorre in genere alla fantasia, usando perni o levette che collegano i pin di avviamento dei monostabili o alla massa o al positivo. Non credo sia il caso di insistere su tale argomento, comunque riporto in figura 5 (qui sotto) lo schema di un 555 usato come monostabile.



S.P. KM 5,300-C.da-S. CUSUMANO

91100 TRAPANI

☎ (0923) 62794



STABILIZZATORI AUTOMATICI DI TENSIONE - servizio continuo da 50 VA a 150 KVA - monofasi o trifasi

serie normale: Volt Ingresso 220 (380) - 30% + 20%

serie extra: Volt Ingresso 220 (380) - 50% + 20%

STABILIZZATORI ELETTRONICI per TV e TVC

CONVERTITORI STATICI D'EMERGENZA da 100 VA a 6 KVA

GRUPPI STATICI DI CONTINUITA' SINUSOIDALI da 100 VA a 6 KVA

INVERTER CC/CA da 150 VA a 10 KVA

TRASFORMATORI DI TUTTI I TIPI ALIMENTATORI STABILIZZATI



Il diagramma generale del tempo fa bella mostra di se in figura 6; nonostante l'apparenza, è più semplice di quello che si immagina e illustra il funzionamento del circuito in maniera più efficace che non cento parole. In tale diagramma, il pin 7 del 7404 rappresenta l'impulso di interrupt proveniente dal dispositivo a priorità maggiore, mentre il pin 5 sempre del 7404 indica l'impulso di interrupt proveniente dal dispositivo a priorità minore. I pin 3 e 9 del 7404 rappresentano rispettivamente gli impulsi di azzeramento dei flag per il dispositivo a priorità maggiore e per quello a priorità minore.

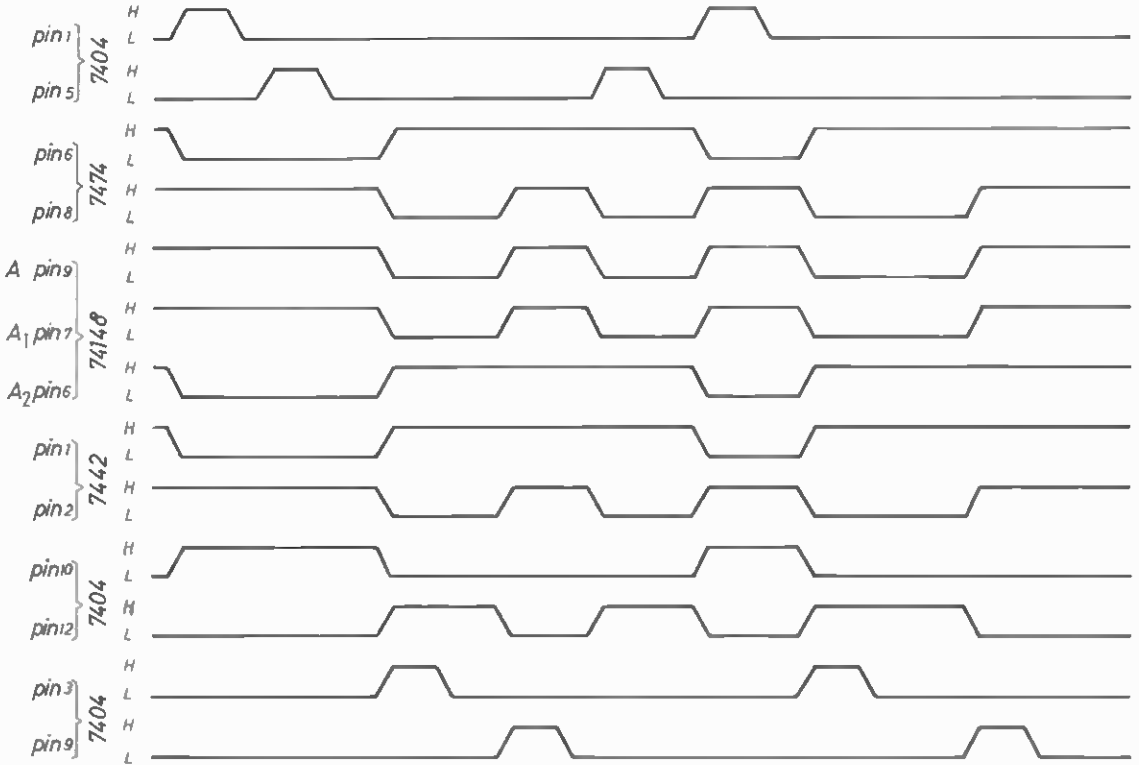


figura 6
 Diagramma temporale completo.

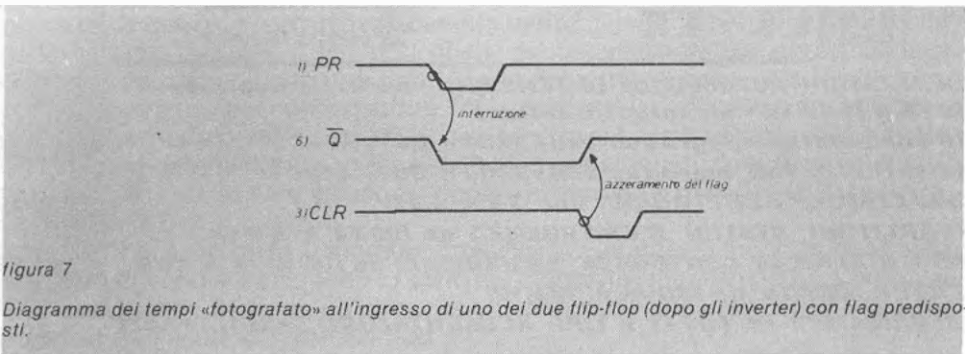


figura 7
 Diagramma dei tempi «fotografato» all'ingresso di uno dei due flip-flop (dopo gli inverter) con flag predisposti.

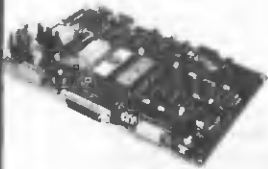
La sequenza diagrammata in figura 6 è la seguente:

- I) interrupt del dispositivo a priorità maggiore;
- II) interrupt del dispositivo a priorità minore, che non viene per il momento accolto ma che non viene persa;
- III) fine del software di servizio per il dispositivo a priorità maggiore e azzeramento del rispettivo flag;
- IV) inizio del software di servizio del dispositivo a priorità minore che ha precedentemente interrotto (vedi punto II);
- V) fine del software di servizio per il dispositivo a priorità minore e azzeramento del rispettivo flag;
- VI) interrupt da parte del dispositivo a priorità minore;
- VII) interrupt da parte del dispositivo a priorità maggiore, congelamento e salvataggio del software di servizio del dispositivo a priorità minore, inizio del software di servizio del dispositivo a priorità maggiore;
- VIII) fine del software di servizio del dispositivo a priorità maggiore e azzeramento del relativo flag;
- IX) ripristino delle condizioni per il software di servizio del dispositivo a priorità minore interrotto al punto VII;
- X) fine del software di servizio del dispositivo a priorità minore e azzeramento del relativo flag.

* * *

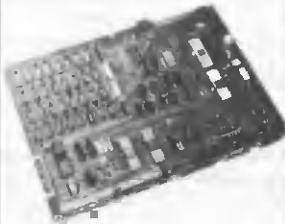
*Con ciò concludo sperando di essere stato esauriente e interessante anche per i non possessori di microcomputer e chissà che questi non trovino utile per qualche loro progetto o gadget il circuito presentato.
Come al solito sono a disposizione di tutti i lettori che chiederanno ulteriori spiegazioni o lo schema completo per la prioritizzazione di otto dispositivi.
Una menzione all'autore delle fotografie, Renzo Alessandri, e un augurio di... buona lettura ai lettori di cq.*

**Piastra terminale
video 80x24 ABACO TVZ**



grifo® 40016 S.Giorgio
V.Dante, 1 (BO)
Tel. (051) 892052
Vers. c/c postale n° 11489408
aggiungere L.1000 per spese p.

Calcolatore ABACO 8



Z80A - 64KRAM - 4 floppy -
I/O RS232 - Stampante ecc. -
CP/M 2.2 - Fortran - Pascal -
ecc.

STAMPANTI ANADEX
Centro assistenza
Riparazioni



Terminate video
tipo TVZ

La linea di prodotti ABACO è anche costruita e commercializzata dalla ditta

S & H s.n.c.
PESCHIERA
BORROMEO (MI)
via 1° maggio
Tel. 02 - 5472435

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

*Tutto quello
che avreste voluto sapere
sulle EPROM
... e che non avete mai osato chiedere*

Paolo Sinigaglia

Questa mia "performance" (che già peraltro Vi avevo minacciato), fa seguito all'articolo di ugual titolo da me pubblicato su XELECTRON 3/82 attualmente in edicola.

Adesso conto in quanti siamo rimasti, poi faccio l'appello. Tra mezz'ora Vi interrogo.

Bene, vedo che qualcuno se ne è andato, ma io continuo imperterrito; il bello è che non ho la più pallida idea di cosa scrivere sulla programmazione delle EPROM o, meglio, non ho idea di cosa vi aspettate che scriva. Forse vi aspettate il progetto di un semplice ed economico programmatore di EPROM che risolverà ogni vostro problema; o forse vi aspettate un'astrusa e incomprensibile dissertazione teorica su come si fa a mandare gli elettroni in quei maledetti gate fluttuanti? Ebbene non farò niente di tutto questo, anzi ho una mezza idea di piantare qui tutto e lasciarvi a bocca asciutta.

Ma non lo farò, sono troppo buono.

Dopo tutto è una cosa abbastanza semplice. Tanto per cominciare bisogna avere ben chiare due cose:

- 1) sapere cosa si deve programmare dentro 'sta benedetta EPROM che se no possiamo andarcene tutti al cinema;
- 2) togliersi dalla testa di programmarla se non si ha a portata di mano uno straccio di microprocessore; è possibile in teoria farne a meno ma in pratica è meglio non provarci.

Vedo che siete sempre di meno, l'ultimo che esce per favore mi avverta, grazie.

Cominciamo a dividere due casi: la EPROM appartiene alla famiglia della 2708 o a quella della 2716.

La terza possibilità non la prendo neanche in considerazione per le ragioni già addotte; in un tale sfortunato caso non c'è Santo che tenga, è necessario andare a studiare i Data Sheets relativi in quanto le caratteristiche di programmazione variano completamente da un chip a un altro.

Cominciamo dalla 2716: dopo la cancellazione, tutte le celle di memoria contengono degli "1"; la programmazione consiste nell'introdurre degli "0" nelle locazioni desiderate; all'inizio il pin PD/ PGM deve essere a livello logico basso, CS alto, V_{CC} va alimentato con $+5V \pm 5\%$, V_{PP} va alimentato con $25V \pm 1V$ (è importante evitare che V_{PP} sia alimentato, anche per breve tempo, se V_{CC} non è già alimentato; in caso contrario, solito arrosto).

2716 AND 2758 PROGRAM CHARACTERISTICS⁽¹⁾

$T_A = 25^\circ C \pm 5^\circ C$ $V_{CC}^{(2)} = 5V \pm 5\%$, $V_{PP}^{(2,3)} = 25V \pm 1V$

D.C. Programming Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_{LI}	Input Current (for Any Input)			10	μA	$V_{IN} = 5.25V/0.45$
I_{PP1}	V_{PP} Supply Current			5	mA	$\overline{CE}/PGM = V_{IL}$
I_{PP2}	V_{PP} Supply Current During Programming Pulse			30	mA	$\overline{CE}/PGM = V_{IH}$
I_{CC}	V_{CC} Supply Current			100	mA	
V_{IL}	Input Low Level	-0.1		0.8	V	
V_{IH}	Input High Level	2.0		$V_{CC}+1$	V	

A.C. Programming Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	
t_{AS}	Address Setup Time	2			μs	
t_{OES}	\overline{OE} Setup Time	2			μs	
t_{DS}	Data Setup Time	2			μs	
t_{AH}	Address Hold Time	2			μs	
t_{OEH}	\overline{OE} Hold Time	2			μs	
t_{OH}	Data Hold Time	2			μs	
t_{DF}	Output Enable to Output Float Delay	0		120	ns	$\overline{CE}/PGM = V_{IL}$
t_{OE}	Output Enable to Output Delay			120	ns	$\overline{CE}/PGM = V_{IL}$
t_{PW}	Program Pulse Width	45	50	55	ms	
t_{PRT}	Program Pulse Rise Time	5			ns	
t_{PFT}	Program Pulse Fall Time	5			ns	

figura 9

Caratteristiche tecniche di programmazione della 2716; i tempi tra parentesi sono tempi minimi in microsecondi se non altrimenti indicato.

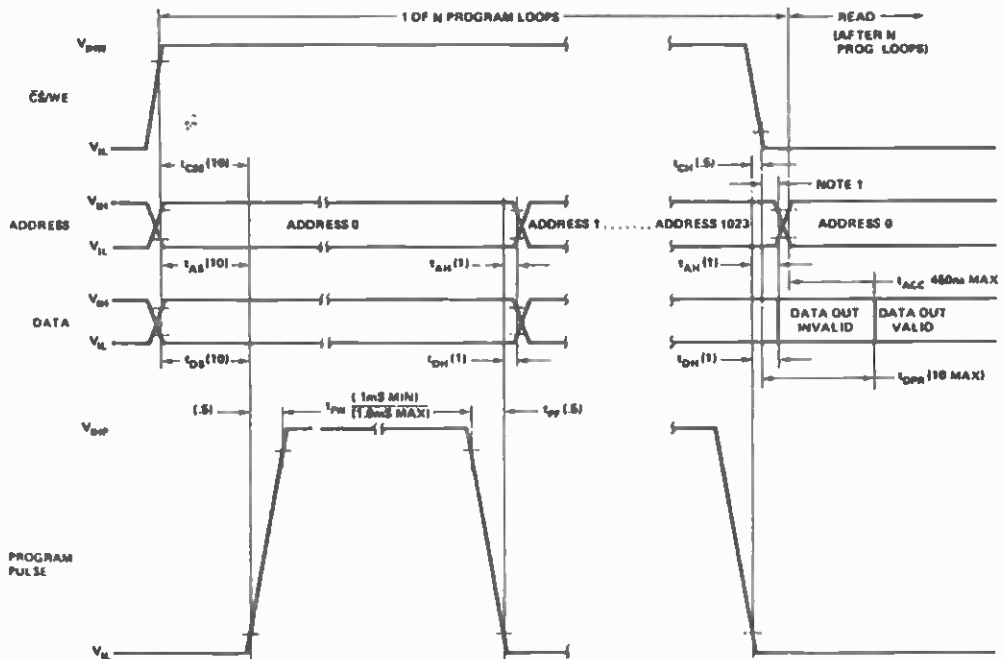
Ve l'avevo detto che bene o male è meglio avere un μp a portata di mano, comunque ne riparleremo dopo; ora è il momento di parlare della 2708.

Programmare la 2708 è un tantino più difficile che non la 2716 per ben due ragioni: prima di tutto, mentre nella 2716 una volta applicati i 25 V a V_{pp} tutti i segnali erano a livelli TTL, per programmare la 2708 sono necessari impulsi a 25 e a 12 V (se avete un po' di pazienza dopo vi do anche gli schemi consigliati dalla INTEL); il secondo problema è un po' più grave e sta nel fatto che nella 2708 non si può, al contrario della 2716, programmare una locazione per volta ma è necessario programmarle tutte 1024 una dopo l'altra. La programmazione viene effettuata compiendo un numero N (almeno 100) di cicli di programmazione. Per prima cosa, dopo aver applicato le tensioni di alimentazione ai pin V_{SS} , V_{CC} , V_{bb} , V_{DD} come in lettura, si deve porre il pin PROGRAM a 0 V e il CS/ WE a 12 V, dopo di che si deve compiere N volte il segnale ciclo (figura 10):

- 1) porre 0 ai piedini di address;
- 2) applicare ai pin di output i dati da programmare nella locazione selezionata dagli indirizzi;
- 3) dopo almeno 10 μs dall'applicazione degli indirizzi e dei dati, applicare un impulso di 25 V al piedino PROGRAM di durata t_{PW} compresa tra 0,1 e 1 ms;

2704, 2708 Family Programming Waveforms

figura 10



NOTE 1: THE CS/WE TRANSITION MUST OCCUR AFTER THE PROGRAM PULSE TRANSITION AND BEFORE THE ADDRESS TRANSITION.

NOTE 2: NUMBERS IN () INDICATE MINIMUM TIMING IN μs UNLESS OTHERWISE SPECIFIED.

A.C. Programming Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
t _{AS}	Address Setup Time	10			μs
t _{CSS}	$\overline{CS}/\overline{WE}$ Setup Time	10			μs
t _{OS}	Data Setup Time	10			μs
t _{AH}	Address Hold Time	1			μs
t _{CH}	$\overline{CS}/\overline{WE}$ Hold Time	.5			μs
t _{OH}	Data Hold Time	1			μs
t _{OF}	Chip Deselect to Output Float Delay	0		120	ns
t _{OPR}	Program To Read Delay			10	μs
t _{PW}	Program Pulse Width	.1		1.0	ms
t _{PR}	Program Pulse Rise Time	.5		2.0	μs
t _{PF}	Program Pulse Fall Time	.5		2.0	μs

NOTE: Intel's standard product warranty applies only to devices programmed to specifications described herein.

2704, 2708 Family

PROGRAM CHARACTERISTICS

T_A = 25°C, V_{CC} = 5V ±5%, V_{DD} = +12V ±5%, V_{BB} = -5V ±5%, V_{SS} = 0V, Unless Otherwise Noted.

D.C. Programming Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _{LI}	Address and CS/WE Input Sink Current			10	μA	V _{IN} = 5.25V
I _{PL}	Program Pulse Source Current			3	mA	
I _{PH}	Program Pulse Sink Current			20	mA	
I _{OO}	V _{DD} Supply Current	2708, 2704	50	66	mA	Worst Case Supply Current ⁽¹⁾ ; All Inputs High CS/WE = 5V; T _A = 0°C
		2708L	21	28	mA	
I _{CC}	V _{CC} Supply Current	2708, 2704	6	10	mA	
		2708L	2	4	mA	
I _{BB}	V _{BB} Supply Current	2708, 2704	30	45	mA	
		2708L	10	14	mA	
V _{IL}	Input Low Level (except Program)	V _{SS}		0.65	V	
V _{IH}	Input High Level For all Addresses and Data	2708, 2704	3.0	V _{CC} + 1	V	
		2708L	2.2	V _{CC} + 1	V	
V _{IHW}	CS/WE Input High Level	11.4		12.8	V	Referenced to V _{SS}
V _{IHP}	Program Pulse High Level	26		27	V	Referenced to V _{SS}
V _{ILP}	Program Pulse Low Level	V _{SS}		1	V	V _{IHP} - V _{ILP} 25V min.

Note 1. I_{BB} for the 2708L is specified in the programmed state and is 18 mA maximum in the unprogrammed state.

segue figura 10

Caratteristiche di programmazione della 2708.

I numeri tra parentesi sono tempi minimi in microsecondi.

- 4) dopo almeno 1 μs dalla fine dell'impulso, aumentare di uno il numero presente agli ingressi di address; se non sono stati ancora esplorati tutti gli indirizzi tornare al passo 2);
- 5) tornare al passo 1) e ripetere N volte il ciclo precedente.

Dopo aver effettuato gli N cicli prescritti portare il pin CS/ WE a 0 V e rileggere la EPROM per controllare che sia stata programmata correttamente; in caso negativo rifare tutto da capo.

È necessario che spenda qualche parola su quel numero N: N deve essere almeno 100, e N, moltiplicato per t_{PW} (durata dell'impulso di programmazione) deve dare **almeno** 100 ms; la ragione di tutto questo traffico sta nel fatto che se ogni locazione venisse programmata con un unico impulso di 100 ms, la temperatura nella zona intorno alla cella salirebbe in modo pericoloso; con questo sistema invece il calore risulta uniformemente distribuito sia nello spazio che nel tempo.

Concludo (chi è che ha tirato un sospiro di sollievo là in fondo?) dandovi 4 schemi 4 (figure 11,12,13,14) consigliati dalla INTEL per la generazione degli impulsi da applicare ai pin PROGRAM e CS/ WE della 2708 durante la programmazione; neanche una parola perché si commentano già da soli; per comandare il pin V_{pp} delle 2716 ve ne do' uno mio che (se vi fidate) non credo abbia bisogno di commenti neppure lui.

PROGRAM PULSE DRIVER CIRCUITS

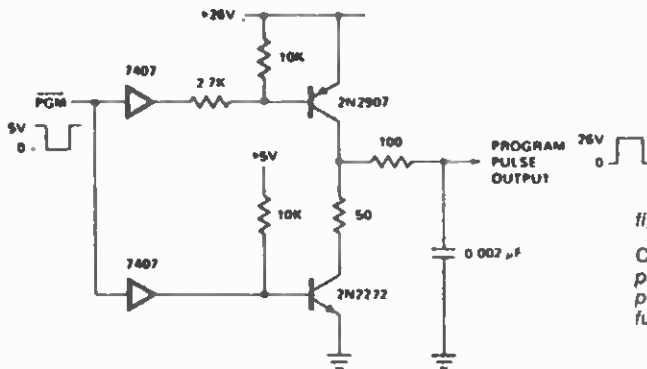
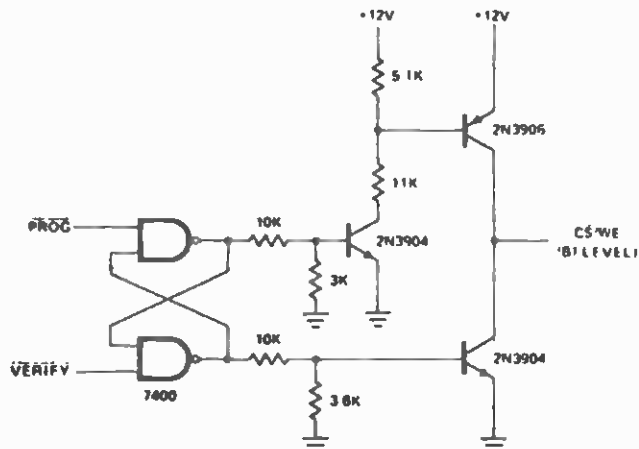


figura 11

Circuito per generare l'impulso a 25 V per la programmazione delle 2708; funziona perché l'ho provato.

figura 12

Il circuito produce i due livelli per il pin CS/WE delle 2708 (+12 V e 0 V); l'ingresso è bistabile.



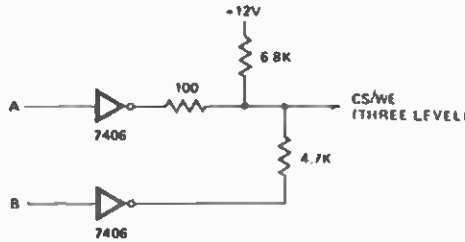


figura 13

Questo ne produce tre: se A è alto l'uscita è a 0 V, se A è basso e B alto l'uscita è a +5 V, con A e B ambedue bassi si hanno i 12 V.

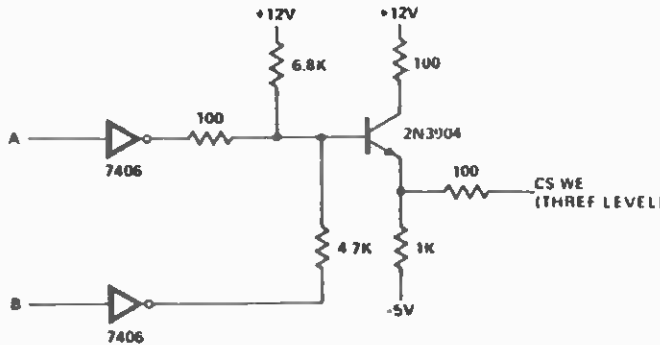


figura 14

Come per figura 13 ma un po' più raffinato.

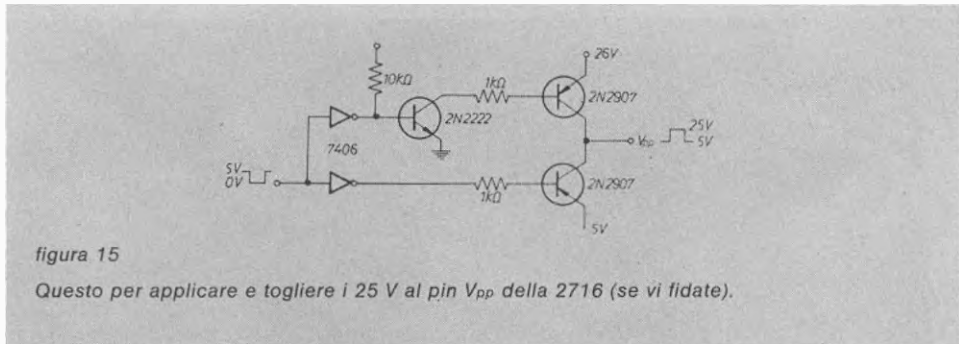


figura 15

Questo per applicare e togliere i 25 V al pin V_{pp} della 2716 (se vi fidate).

E adesso, concludo davvero, ci risentiamo la prossima volta, se la cosa vi interessa, con un progetto per programmare le 2716 usando un microprocessore (8080 o Z80); per le 2708 niente perché su questa stessa rivista è già stato pubblicato un progetto dell'ing. Giardina ed è inutile fare dei dopioni.

BIBLIOGRAFIA

- * Memory System Design Seminar (INTEL Corp. 1979)
- * Component Data Catalog (INTEL Corp. 1979)*****

BEEP

di fine chiamata

IW3QDI, Livio Iurissevich

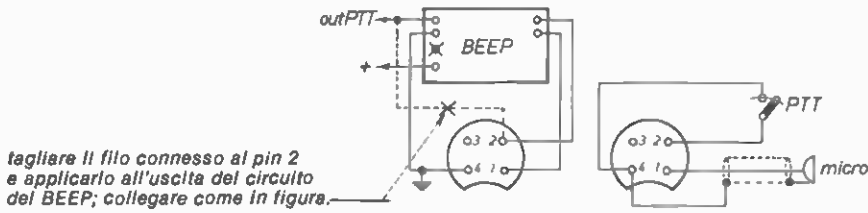
Il circuito qui descritto non presenta delle difficoltà di montaggio nell'apparecchio che si vuole applicare.

È stato progettato espressamente per l'IC202, infatti ho notato che trasmettendo in SSB con un corrispondente abituale della mia città, egli dimenticava spesso a fine trasmissione di dire «K» o cambio, ed è difficile capire se teneva ancora premuto il P.T.T; dopo molti rimproveri, IW3QCH mi suggerisce la costruzione di un BEEP di fine chiamata o QSO: ultimamente molti apparecchi nuovi sul mercato posseggono internamente un simile circuito molto utile e simpatico.

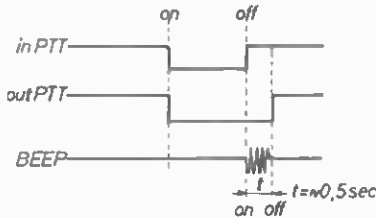
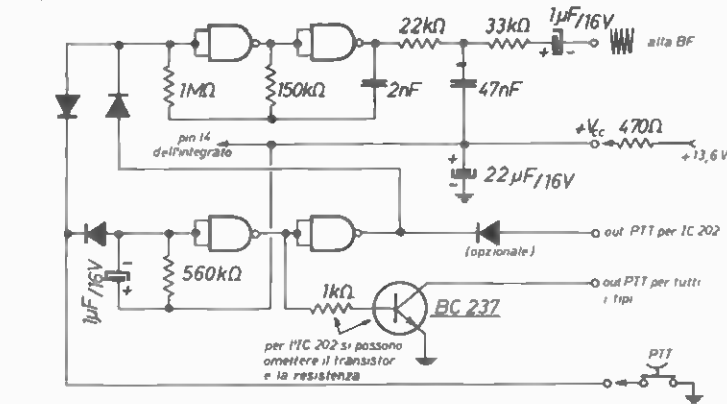


Circuito alloggiato all'interno dell'IC202, lato altoparlante.

Esempio di applicazione all'IC202



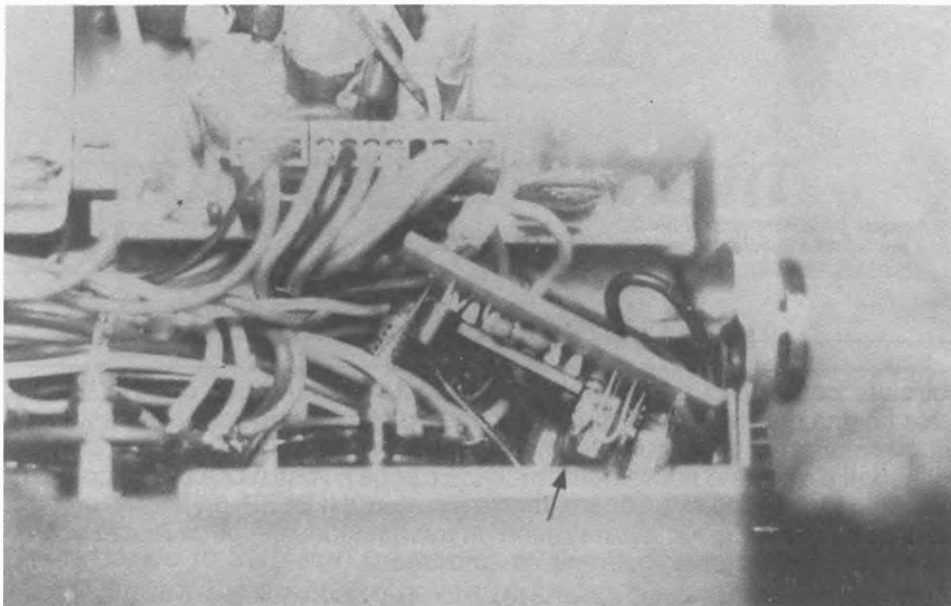
Il circuito consiste di un riconoscitore di tasto premuto con relativo timer il quale ha una durata di circa mezzo secondo o meglio non appena il tasto PTT viene premuto si ha simultaneamente il passaggio dalla ricezione alla trasmissione e a questo punto nulla succede tranne il vostro QSO, ma appena rilasciate il tasto ecco che appare improvvisamente il BEEP, un fischio alla frequenza di circa 1.500 Hz, naturalmente in trasmissione per circa mezzo secondo indi passare automaticamente in ricezione.



divertente

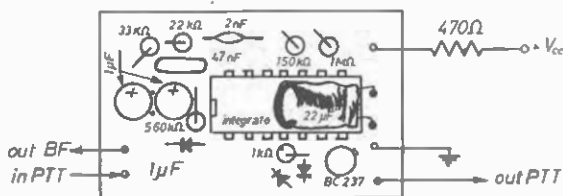
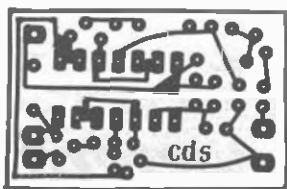
- diodi 1N4148
- integrato CD4011 op CD4001
- consumo a riposo (a 8 V) 8 μ A.

L'oscillatore è costituito da due nand che fungono da inverters, dalle resistenze di 1 M Ω , 150 k Ω e il condensatore da 2 nF (variando questi valori si può variare la frequenza della nota); dato che l'oscillatore genera onde quadre e quindi un gran numero di armoniche, è stato opportuno attenuarle con un filtro passa-basso costituito dalle resistenze rispettivamente da 22 k Ω e 33 k Ω e il condensatore da 47 nF. Il circuito è disaccoppiato dal condensatore da 22 μ F e la resistenza posta fuori dal circuito da 470 Ω . Il transistor e la resistenza da 1 k Ω sono stati aggiunti per poter pilotare altri tipi di apparati, ad esempio Bigear (vedi foto).



Alloggiamento del BEEP nel Bigear (parte bassa, vicino al bocchettone del microfono).

Lo stampato, come si può vedere dal negativo, è abbastanza piccolo, misura circa 36 per 22 mm e dato questo suo piccolo ingombro può essere applicato a qualsiasi apparato.



APPUNTAMENTO
DI
PRIMAVERA

Treviglio

FESTA DELLA FAMIGLIA DEL
RADIOAMATORE

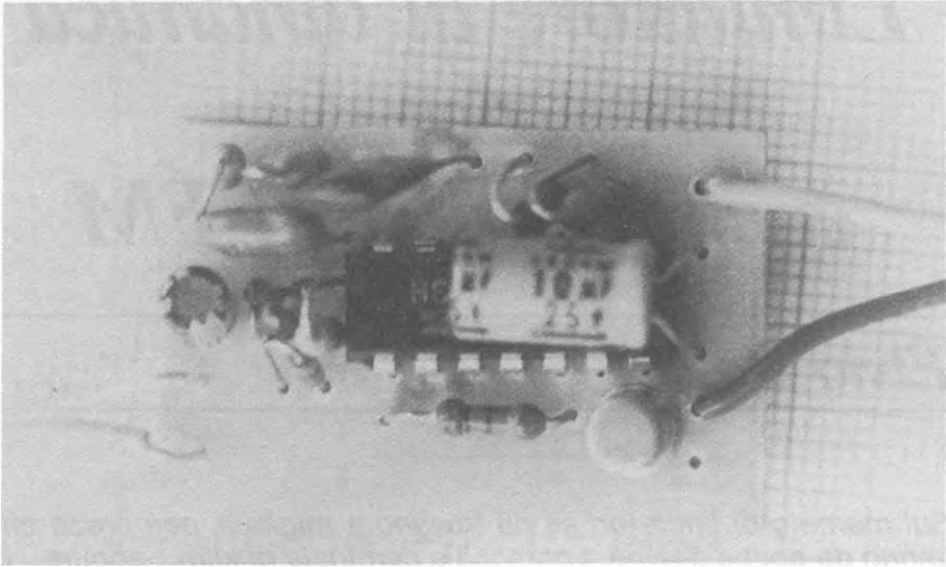
2 MAGGIO 1982

Il gentile invito è rivolto a tutti gli OM ed SWL, che desiderano trascorrere, con la propria famiglia, una magnifica giornata in serena allegria e piena amicizia.

Città di facile accesso a mezzo ferrovia, strada e autostrada. Ampi parcheggi nella sede della manifestazione

Il programma dettagliato della simpatica iniziativa verrà inviato tempestivamente a tutte le Sezioni A.R.J. e a chi ne farà specifica richiesta a.

Segreteria Sezione A.R.J.
Via G. Zanovello 1
24047 TREVIGLIO (BG)
tel. (0363) 49255



Vista del prototipo prima di qualche modifica aggiunta.

Coloro che non sono pratici di miniaturizzazione possono avere il circuito con tutti i componenti montati sullo stampato, compreso il transistor, e collaudato, al prezzo di L. 6.000 più spedizione, telefonandomi allo 040 - 821351, oppure scrivendomi: Livio Iurissevich - via M. Praga 28 - 34146 Trieste. *****



RAPPRESENTANTE PER L'ITALIA

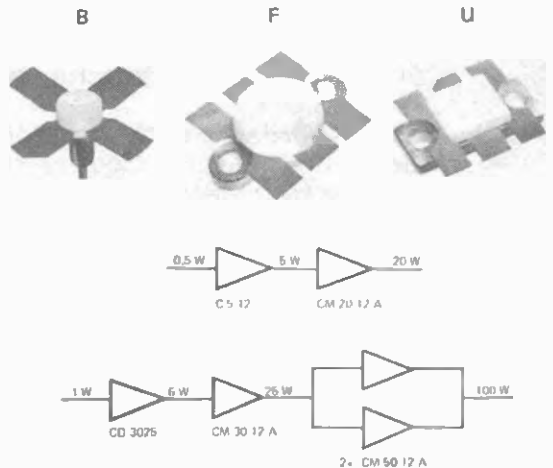
CTC



UHF LAND MOBILE TRANSISTOR 12V 400-500 MHz

	POWER OUT W	POWER IN (470 MHz)	PACKAGE
C 1 - 12 (2)	1	0,1	B (2)
C 3 - 12 (1)	4	1	B
C 5 - 12 (1)	5	0,5	B
CD 5944	2,5	0,15	B
CD 5945	4	0,5	B
CD 3025	10	2	B
CD 3285	10	1,5	B
C 12 - 12 (1)	12	4	B
C 25 - 12 (1)	25	10	B
CM 10-12 A (1)	10	2	F
CM 20-12 A (1)	20	5	F
CM 30-12 A	30	8	F
CM 45-12 A	45	14	F
CM 50-12 A (1)	50	12	F
CM 60-12 A	60	20	F
CME 80-12	80	30	U

nota 1 normalmente a stock - nota 2 custodia B senza la vite



DOCUMENTAZIONE, ASSISTENZA TECNICA E PREZZI INDUSTRIA A RICHIESTA.

ST E s.r.l. - via maniago, 15 - 20134 milano - tel. (02) 215.78.91-215.35.24 - cable stetron

Limitatore di dinamica per encoder mpx in FM

Elvio Rossi

Sul mercato di limitatori se ne trovano a migliaia, con prezzi che vanno da poche decine a parecchie centinaia di klire ...eppure... di belli come questo non ne esistono!

Caratteristiche tecniche

- tempo di intervento regolabile da istantaneo a ~ 5 sec
- tempo di rilascio maggiore di 30 sec
- variazioni rapporto S/N praticamente trascurabile
- massima attenuazione maggiore di 45 dB (secondo i componenti usati)
- limitazione campo dinamico 5 + 10 dB all'istante di intervento
- distorsione non misurabile
- costo finale 3 + 4 klire

Con queste caratteristiche vale la pena di provarlo!

Un «buon» limitatore per trasmissioni FM, per essere buono deve avere caratteristiche tutte particolari, cioè essere

- efficace anche nelle sovramodulazioni più brutali senza provocare saturazioni nè agli stadi dell'encoder, nè al trasmettitore e, tantomeno, nell'ingresso del limitatore stesso;
- rapido nell'intervenire sulla limitazione.

Questo circuitino è stato pensato, oltre che per ottenere quanto detto sopra, anche per avere, istante per istante, sempre la massima modulazione possibile (cioè ± 75 kHz) anche nella eventualità si trasmettesse su un solo canale (!) della stereofonia in FM.

Lo schema elettrico è molto semplice, si tratta di un normale rivelatore di picchi costruito intorno a un povero 741 il quale, insieme a Q_1 , va a «modulare» la polarizzazione di un led che, tramite l'accoppiamento ottico con F_{R1} e F_{R2} , ne va a controllare la conducibilità, quindi il livello di attenuazione del segnale BF in output.

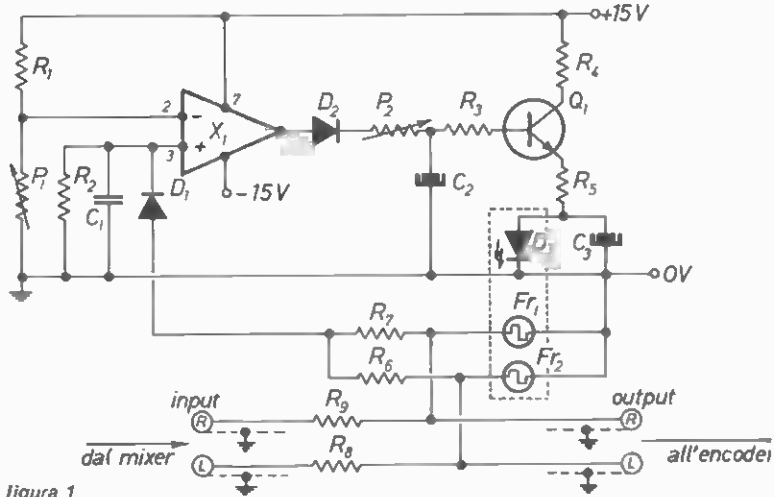
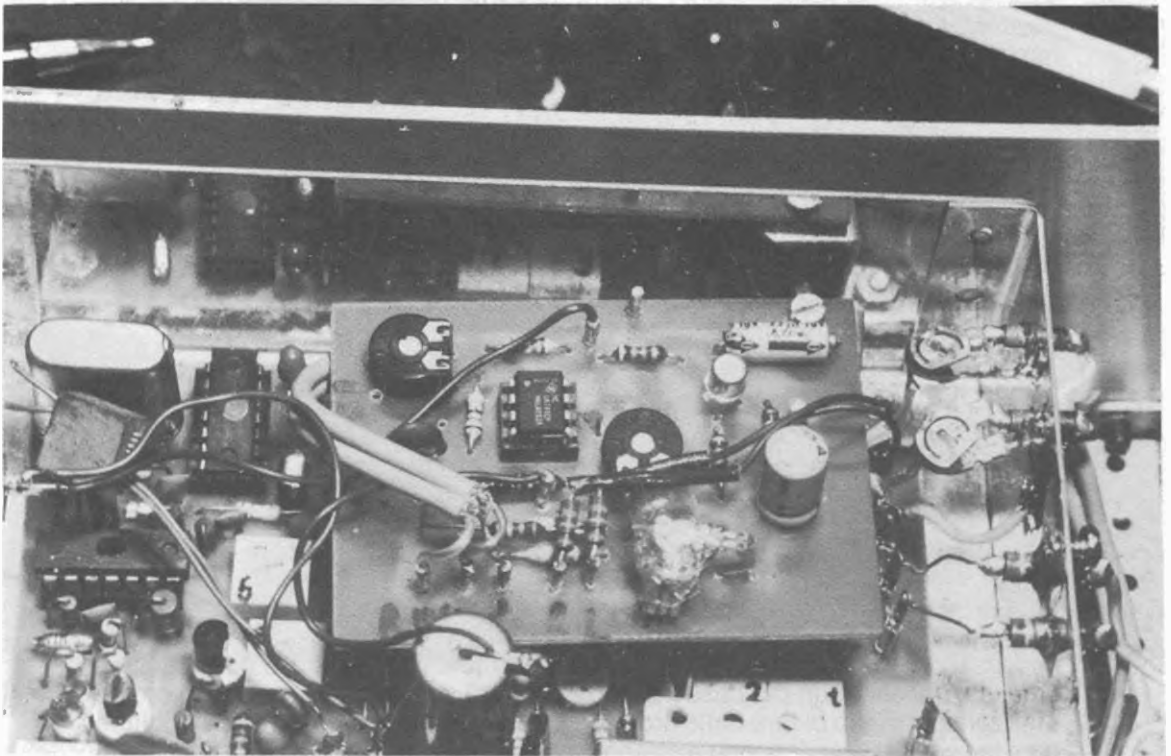


figura 1

R_1 15 k Ω
 R_2 1,8 M Ω
 R_3 27 k Ω
 R_4 470 Ω
 R_5 470 Ω
 R_6 22 k Ω
 R_7 22 k Ω
 R_8 3,9 k Ω
 R_9 3,9 k Ω

P_1 1 k Ω
 P_2 1 M Ω
 C_1 1 nF
 C_2 22 μ F, 25 V
 C_3 22 μ F, 25 V

D_1 1N4148
 D_2 1N4148
 D_3 led ad alta efficienza
 F_{R1}, F_{R2} fotoresistori (vedi testo)
 Q_1 BC109
 X_1 μ A741



Vista della realizzazione ultimata: si possono notare, in basso, i pochi componenti aggiunti alla piastra madre per ottenere una alimentazione duale (± 15 V).

Come da figura 1 si può vedere, il circuito reagisce solo in base a R_6 e R_7 , e quindi in funzione della somma dei segnali in input $R + L$. Considerando che il sistema MPX funziona in modo all'incirca analogo, si trae una semplicissima conclusione: un attimo prima che i due segnali $L + R$, ormai elaborati e spediti al trasmettitore tramite l'encoder, vadano a saturare gli stadi del primo, già il nostro 741 sta accendendo il led per abbassare la modulazione, non è favoloso? A questo punto però il led non si rispegne subito, la modulazione cioè rimane «abbassata» per circa 15 sec (tramite C_2) dopodichè comincia a ricrescere molto lentamente per altri 15 sec e quindi a ritornare nella posizione iniziale (semprechè nel frattempo...).

P_1 regola la soglia di intervento, P_2 il tempo di intervento, C_3 elimina il botto che si produrrebbe in output al momento della commutazione del 741.

Il tempo di rilascio è stato scelto volutamente lungo per non limitare la dinamica del brano musicale che si trasmette e per eliminare l'effetto «pompaggio» che si ottiene con limitatori troppo veloci. L'intervento del nostro circuito sul segnale BF risulta veramente morbido e quasi impalpabile, lo garantisco a tutti i patiti di Hi-Fi in RF, pensate ha retto alla prova più difficile: l'ho modulato con «What goes up» (Alan Parson) per tutto il brano e non ha fatto nemmeno un errore!!

montaggio

Viste le dimensioni piuttosto limitate, consiglieri di applicare il circuitino direttamente dentro l'encoder in modo da risparmiare sul costo del contenitore e sfruttarne anche l'alimentatore già esistente. In molti encoder è già presente la tensione ($\pm 15V$) necessaria per alimentare il circuito, in altri è presente solo il ramo positivo, ma spesso quello negativo è facilmente ottenibile con la sola aggiunta di alcuni componenti (vedi figura 2).

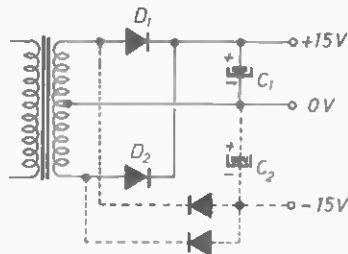


figura 2

Modifica da apportare all'alimentatore nell'eventualità non si presenti il ramo negativo.
Le parti tratteggiate indicano i collegamenti e i componenti da aggiungere.

È importante curare bene l'accoppiamento ottico tra il led e i fotoresistori (da esso, oltre che dal tipo di fotoresistori impiegati, dipende la massima attenuazione), esso si può migliorare avvolgendo i tre componenti descritti con della carta stagnola molto riflettente (attenzione ai contatti, la stagnola è conduttrice!).

Se notate che l'alimentatore dell'encoder è un po' «scarso» in corrente, risulta necessaria l'utilizzazione di un led a elevata efficienza, il quale, a parità di luce emessa, consente un più basso assorbimento di corrente; riguardo il colore da utilizzare consiglio di fare delle prove con le fotoresistenze che avete, è migliore quel led col quale si riescono a ottenere valori di resistenza più bassi. Cercate di usare fotoresistori uguali altrimenti si può ottenere uno sbilanciamento in ampiezza tra i due canali in output.

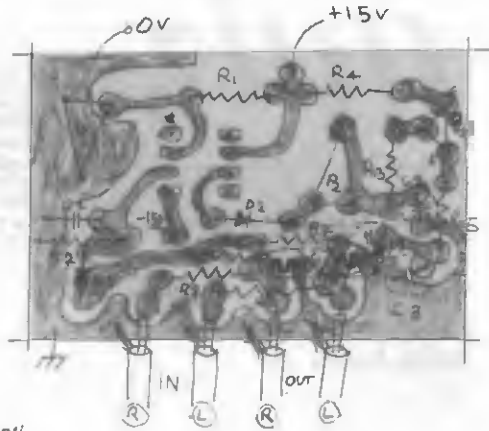
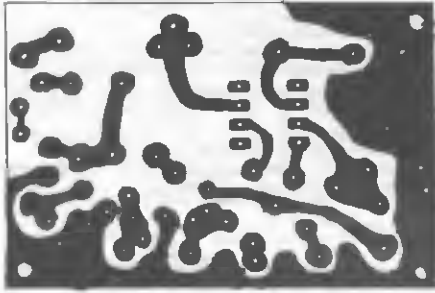


figura 3

Circuito stampato (lato rame) e disposizione componenti.

facile e utilissimo



Montaggio all'interno dell'encoder a basetta ultimata.

Buon lavoro... e... se c'è qualcosa che non va, contattatemi tramite la Redazione.

efficiente ed economico

convertitore

su armonica

IOKTH, Alessandro Marcolini

Eccomi di nuovo qui per presentarvi una cosa che io ritengo abbastanza interessante; un po' tutti noi che abbiamo la passione per la radio e per il saldatore ogni tanto abbiamo partorito qualche idea strana che poi in pratica ha ben funzionato.

Si tratta di un convertitore per l'ascolto delle onde corte, impiegante lo S042P, integrato che ho provato in tutte le salse e va molto bene.

L'idea era questa: lo S042P ha internamente un oscillatore locale non accordato; quindi, oltre alla fondamentale, sono presenti tutte le armoniche del quarzo. Noi ci fermeremo però alla **terza** armonica.

Perché quindi non sfruttare queste armoniche per estendere le gamme di ascolto?

Naturalmente è necessario un preselettore con curva di attenuazione dai fianchi molto ripidi per eliminare le frequenze immagine e le bande indesiderate. L'uso dei toroidi ha permesso di ottenere la giusta selettività. Ricordo inoltre che il maggior contributo alla selettività è dato dai filtri MF del ricevitore impiegato.

Io usavo la baracchetta assieme allo ARAC 102 della STE, utilizzando la gamma 28 ÷ 30 MHz; la selettività globale (± 6 kHz a -10 dB) era poco soddisfacente, in special modo nell'ascolto in SSB, ma le mie verdi tasche non mi permettevano un RX di maggior classe.

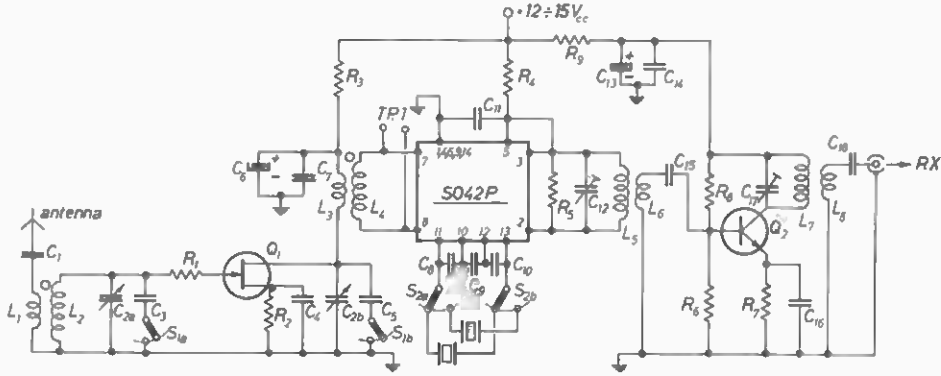
Naturalmente ognuno potrà costruirsi il convertitore in base al RX posseduto e ai quarzi a disposizione, secondo la formula

$$F_x = F_{RX} \pm nF_q$$

in cui: F_x è la frequenza che si vuole ricevere, F_{RX} è la frequenza di ricezione del RX disponibile e infine F_q è la frequenza del quarzo impiegato ($n = 1$ per la fondamentale, $n = 2$ per la seconda armonica e $n = 3$ per la terza).

Il segno $+$ si utilizza quando si vuol ricevere una frequenza maggiore di quella disponibile nel nostro RX, viceversa per il segno meno.

E veniamo allo schema (figura 1).



R₁ 1 kΩ
R₂ 470 Ω
R₃ 33 Ω
R₄ 33 Ω
R₅ 4,7 kΩ
R₆ 1 kΩ
R₇ 560 Ω
R₈ 15 kΩ
R₉ 33 Ω
tutte da 1/4 W

C₁ 1nF, ceramico
C_{2a} + C_{2b} 500 + 500 pF, variabile doppio
C₃ 680 pF, ceramico
C₄ 100 nF, ceramico
C₅ 680 pF, ceramico
C₆ 10 μF, 15 V, elettrolitico
C₇ 100 nF, ceramico
C₈ 15 pF, NPO
C₉ 82 pF, NPO
C₁₀ 15 pF, NPO

**per
OM
e
SWL**

C₁₁ 100 nF
C₁₂ 10 + 60 pF, trimmer
C₁₃ 10 μF, 15 V, elettrolitico
C₁₄ 100 nF, ceramico
C₁₅ 1 nF, ceramico
C₁₆ 100 nF, ceramico
C₁₇ 10 + 60 pF, trimmer
C₁₈ 1 nF, ceramico
L₁ 4 spire lato freddo
su tiroide T 50-6 (nucleo giallo)
L₂, L₃ 20 spire su toroide T 50-6 (nucleo giallo)
L₄ 4 spire sulla parte centrale di L₃
L₅, L₇ 11 spire su supporto Ø 6 mm con nucleo
L₆, L₈ 3 spire lato freddo.
Il filo impiegato è tutto Ø 0,5 mm
Q₁ 2N3819
Q₂ 2N708
S_{1a} + S_{1b} doppio deviatore
S_{2a} + S_{2b} doppio deviatore

Si può dividere in tre parti: preselettore amplificato (2N3819), convertitore vero e proprio (SO42P) e amplificatore a 28 ÷ 30 MHz. Il preselettore è tradizionale, quindi poche parole: la R₁ occorre per spegnere autooscillazioni senza introdurre perdite apprezzabili. I condensatori C₃ e C₅ servono a portare all'accordo in 80 metri e gamme limitrofe.

Il cuore di tutto è lo stadio convertitore: consiglio di leggere l'articolo di Mazzotti su **XELECTRON** 11/81, pagine 2 ÷ 7.

Dato che i quarzi sono sollevati da massa è necessario commutarne tutti e due i piedini: lo ho usato, per due cristalli, un normalissimo doppio deviatore isolato in bachelite.

Anche il terzo stadio è normalissimo: unica raccomandazione, gli schermi sulle due bobine per evitare eventuali autooscillazioni.

Vediamo in figura 2 le bande ricevibili con i due quarzi da me impiegati (8.200 kHz e 7.180 kHz) in unione al RX per i dieci metri; come si può vedere, oltre alle bande OM, si possono ricevere molti altri interessanti servizi.

Impiegando poi più di due quarzi si possono coprire tutte le onde corte e, cambiando i circuiti risonanti del preselettore, qualunque possibile frequenza.

Tenete però presenti i limiti di frequenza dei semiconduttori impiegati!

Il variabile doppio è reperibile, a Roma, presso la ditta SAMA, via Giovanni da Castelbolognese 37/a, nuovo e al prezzo di 500 lire.

È naturale comunque che potrà essere impiegato qualunque altro variabile da 500 + 500 pF!
 Per la taratura della scala graduata del preselettore io mi sono regolato come è visibile in figura 3, in passi di 50 kHz.

	quarzo da 8.200	A	quarzo da 7.180	B
<i>fondamentale</i>	8.200	21.800 19.800	7.180	22.820 20.820
<i>2ª armonica</i>	16.400	13.600 11.600	14.360	15.640 13.640
<i>3ª armonica</i>	24.600	5.400 3.400	21.540	8.400 6.400

figura 2

Bande ricevibili con un RX da 28 + 30 MHz e con i quarzi indicati. I numeri superiori in ogni quadretto delle colonne A e B indicano il limiti superiori di tali bande, i numeri inferiori i limiti inferiori. Tutti i valori sono espressi in kilohertz.

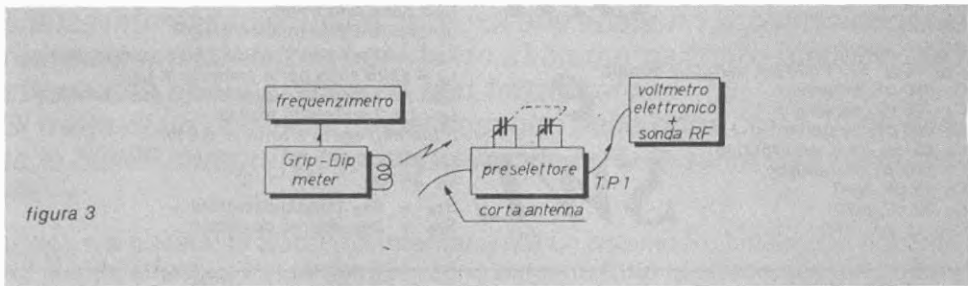


figura 3

Accordare il GDM sulla frequenza prescelta, letta sul frequenzimetro, ruotare il variabile fino a leggere sul voltmetro elettronico il picco di accordo, e annotare la posizione e la corrispondente frequenza.

Non è necessario aggiungere due compensatori in parallelo a C_{2a} e C_{2b} per simmetrizzare i due circuiti risonanti; è sufficiente per i nostri scopi fare L₂ e L₃ il più possibile uguali, e ciò con i toroidi è facile.

Il valore dell'induttanza di L₂ e L₃ è di 1,6 µH, valore calcolato con la tabella di pagina 47 di XÉLECTRON 11/81 (ancora lui!).

La frequenza di accordo può essere indicativamente calcolata con la formula teorica

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

La scala del preselettore va da circa 5 MHz a 24 MHz, mentre con i C₃ e C₅ in circuito va da circa 3,4 MHz a 4,8 MHz.

Tutta la baracca è stata costruita un sabato e una domenica in cui ero a casa con il raffreddore e non avevo niente da fare, ma mi ha dato molte soddisfazioni. Non vi dò altre notizie utilissime al pierini (leggi circuito stampato, tarature, ecc...), così fate anche funzionare il vostro cervello nutrendo la mente in modo sano, come dice uno slogan di cq elettronica... *****

per riattivare i vecchi apparati

supereconomico divisore di tensione

Antonio Puglisi

Quello che presento è un utile, ma semplice ed economico riduttore di tensione applicabile a molti dispositivi — tipo scaldabagno elettrici, stufe, scaldavivande, lampade, ecc. — già funzionanti sulla vecchia rete a 125 V e attualmente in disarmo, forse ormai fra le cose ritenute irrecuperabili.

Personalmente, questo circuito a me è servito per ridare vita a un piccolo tostapane nel quale volevo sostituire la resistenza originale, introvabile, con la metà di una resistenza di ricambio molto comune (infatti, a differenza dei tostapane normalmente in vendita, che montano due elementi posti in serie, il mio monta una resistenza sola).

In pratica, però, avendo dimezzato la resistenza, bisognava pure dimezzare la tensione di esercizio. A tal fine, la soluzione più ovvia sarebbe stata rappresentata da un dispositivo variatore di tensione: un triac, più il diac che lo comanda, più un trimmer per la regolazione del voltaggio, più una rete di componenti... Insomma, troppa roba per i miei gusti, e per lo spazio disponibile dentro la base del tostapane.

Inoltre, nel mio cassetto non c'era neppure l'ombra di un triac, ma solo diversi SCR (che, essendo poco richiesti, costano meno dei triacs). E, poi, a me non occorre variare la tensione, bensì dimezzarla!

È così che adesso, dentro la base del mio tostapane, nel più assoluto incognito, connessi saldamente secondo lo schizzo in figura 1, ogni mattina un SCR, un diodo, due resistenze e un condensatore si danno puntualmente da fare per rendermi più gradita la prima colazione — a base di toasts, burro e marmellata.

Ma, vi chiederete: «Come mai un SCR, che è previsto per funzionare in corrente continua, invece di un TRIAC, previsto appunto per quella alternata?»

Ecco la mia risposta.

Lo SCR viene usato qui per condurre energia esclusivamente in presenza delle semionde positive della tensione di rete; e ciò — nel caso di carichi resistivi — equivale virtualmente alla richiesta riduzione del voltaggio; come del resto è intuitivo osservando la figura 2, nella quale le semialternanze grigliate corrispondono appunto a periodi di conduzione.

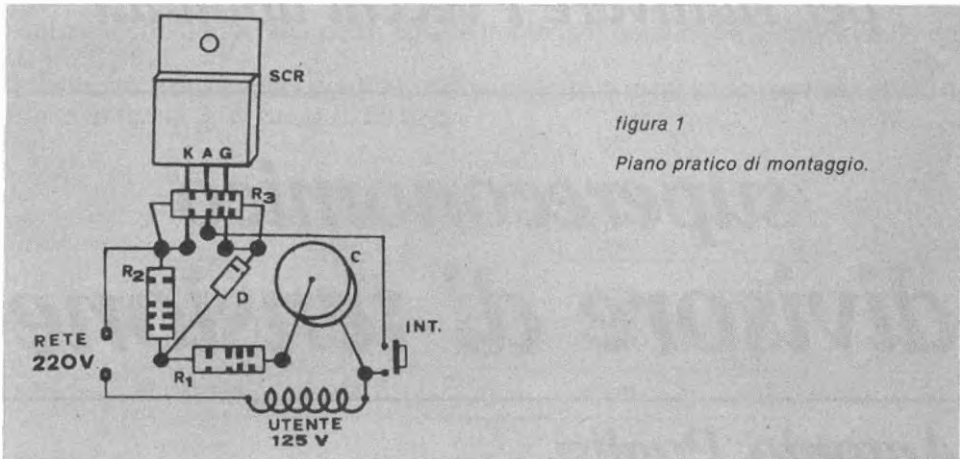
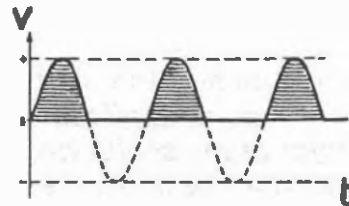


figura 1

Piano pratico di montaggio.

figura 2

Le semialternanze grigliate indicano i periodi in cui lo SCR conduce.



Tuttavia, per potere condurre, lo SCR ha bisogno di essere innescato facendo giungere al suo terminale di comando (gate) un'adeguata tensione positiva, in fase con tali semionde.

Per ottenere ciò, allora, ho realizzato una mini-rete di derivazione (costituita da R_1 - R_2), alimentata sfruttando la reattanza capacitiva tipica del condensatore C e in grado di fornire tale tensione, resa positiva tramite il diodo raddrizzatore D (vedi figura 3).

figura 3

Circuito del «riduttore»

R_1 39 k Ω

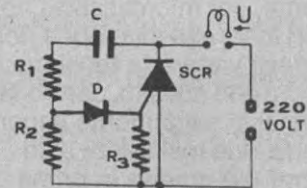
R_2 10 k Ω

R_3 3,9 k Ω

C 100 nF, 600 V, a carta o mylar

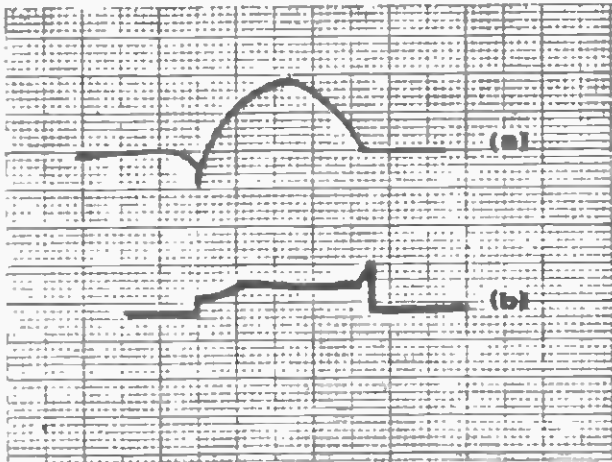
SCR C106D (o equivalente)

per un carico sino a 600 W.



La resistenza R_3 serve invece solo a contribuire al mantenimento dell'opportuno livello di detta tensione quasi intorno a 1 V, che è il valore generalmente sufficiente per un efficace funzionamento periodico dello SCR. A proposito di quest'ultimo componente, va solo detto che sarà scelto in funzione dell'assorbimento del carico e che, di norma, andrà montato su un dissipatore di alluminio di 2+3 cm² di superficie.

Per completezza, riporto in figura 4 le forme d'onda da me rilevate con l'oscilloscopio che danno, in sintesi, la percezione immediata di quanto detto prima. Infine, in figura 5, fornisco il disegno di un possibile circuito stampato.



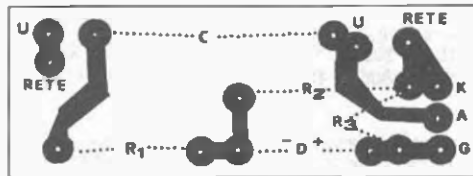
novità!

figura 4

Le forme d'onda rilevate con l'oscilloscopio: a) sull'anodo dello SCR; (b) sul gate.

figura 5

Disegno del circuito stampato.



APPENDICE

Come funziona lo SCR

Lo SCR è un particolare diodo che, posto in serie a un circuito, si comporta come un interruttore che si chiude quando sull'elettrodo chiamato «gate» (G) giunge un impulso positivo, di solito a tensioni intorno a $1 + 2$ V, con intensità di appena $10 + 15$ mA. Lo SCR si può impiegare tanto in corrente continua quanto in alternata. Solo che, nel primo caso, una volta posto in conduzione, per disacciarlo occorre interrompere la tensione fra anodo (A) e catodo (K); mentre, nell'altro caso, basta togliere la tensione positiva di comando sul gate. Ciò avviene in quanto lo SCR conduce solo se sull'anodo è presente una tensione positiva; mentre cessa di condurre per tutto il tempo in cui tale tensione si approssima a zero o diviene negativa. Infatti, osservando la traccia (a) in figura 4, si può notare che la conduzione ha inizio appena la sinusoide incrocia — e poi supera — la linea di riferimento, che corrisponde al potenziale zero; per cessare poco prima del ritorno a zero della stessa semionda positiva.

Succintamente, va pure detto che lo SCR può essere usato per tensioni molto basse ($5 + 6$ V) oppure elevate ($500 + 600$ V), con intensità sino a $10 + 20$ e persino $50 + 100$ A. *****

APT

scan converter

YU3UMV, ing. Matjaž Vidmar

Introduzione

In tutti i sistemi di trasmissione di immagini a scansione lenta si presenta in fase di ricezione il problema di memorizzare l'immagine per renderla visibile all'occhio umano.

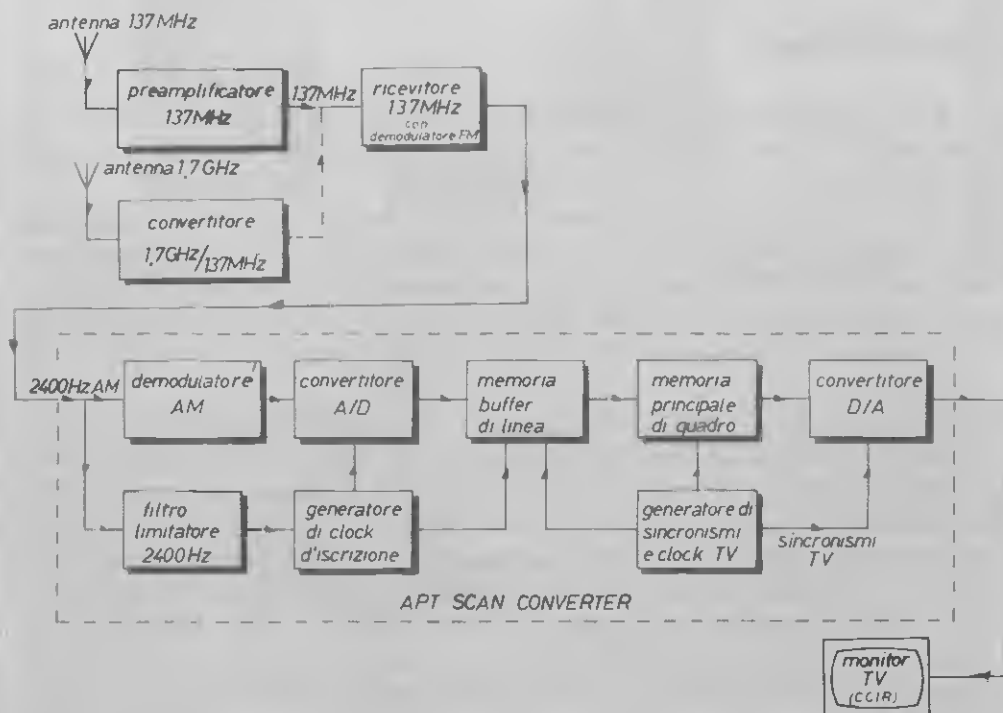
Nella SSTV si impiegano speciali tubi catodici con fosfori a lunga persistenza, nel faximile si impiega la carta elettrosensibile oppure altri processi chimico-fotografici per la riproduzione dell'immagine. Con gli stessi standard del faximile vengono trasmesse anche le immagini APT dai satelliti meteorologici nelle bande 137 MHz e 1,7 GHz.

Oggi giorno però l'elettronica ci offre una ulteriore alternativa: memorizzare l'informazione dell'immagine in una memoria digitale e poi rileggerla dalla memoria a una velocità sufficientemente elevata, in modo da poter osservare l'immagine sullo schermo di un comune tubo catodico a corta persistenza. Il problema tecnologico più difficile da risolvere è la relativamente grande quantità di informazioni che deve essere memorizzata. Per esempio, un'immagine di formato quadrato con 800 linee a 800 elementi d'immagine per linea fa un totale di 640.000 elementi d'immagine. Per avere un sufficiente numero di livelli di grigio, ogni elemento d'immagine richiede 4 o 5 bit di memoria, il che fa un totale di 2.560.000 o 3.200.000 bit.

Sul mercato sono attualmente disponibili memorie RAM dinamiche da 16 kbit a prezzi accessibili, i grandi produttori di computer però impiegano già RAM dinamiche da 64 kbit. Per la SSTV sono inoltre già disponibili degli scan converter costruiti con le memorie dinamiche da 16 kbit. Poichè le immagini SSTV hanno una bassa risoluzione geometrica (120 linee per 120 elementi d'immagine per linea) bastano 4 o 5 memorie da 16 kbit per memorizzare l'intera immagine.

L'apparecchio che descriverò in questo articolo è stato progettato per ricevere le foto APT inviate dai satelliti meteorologici. L'apparecchio impiega 6 RAM dinamiche 4116 da 16 kbit. L'immagine viene memorizzata e riprodotta su di un monitor TV come un mosaico di 128 linee per 128 punti per linea con 64 livelli di grigio. Le immagini inviate dai satelliti hanno da 500 a 800 linee per un formato quadrato e altrettanti punti per linea, perciò risulta chiaro che con questo apparecchio non si possono osservare immagini intere alla piena risoluzione geometrica. Si possono però riprodurre parti dell'immagine alla piena risoluzione oppure immagini intere a risoluzione ridotta.

Lo schema a blocchi dell'apparecchiatura ricevente è rappresentato in figura 1.



per
OM esperti

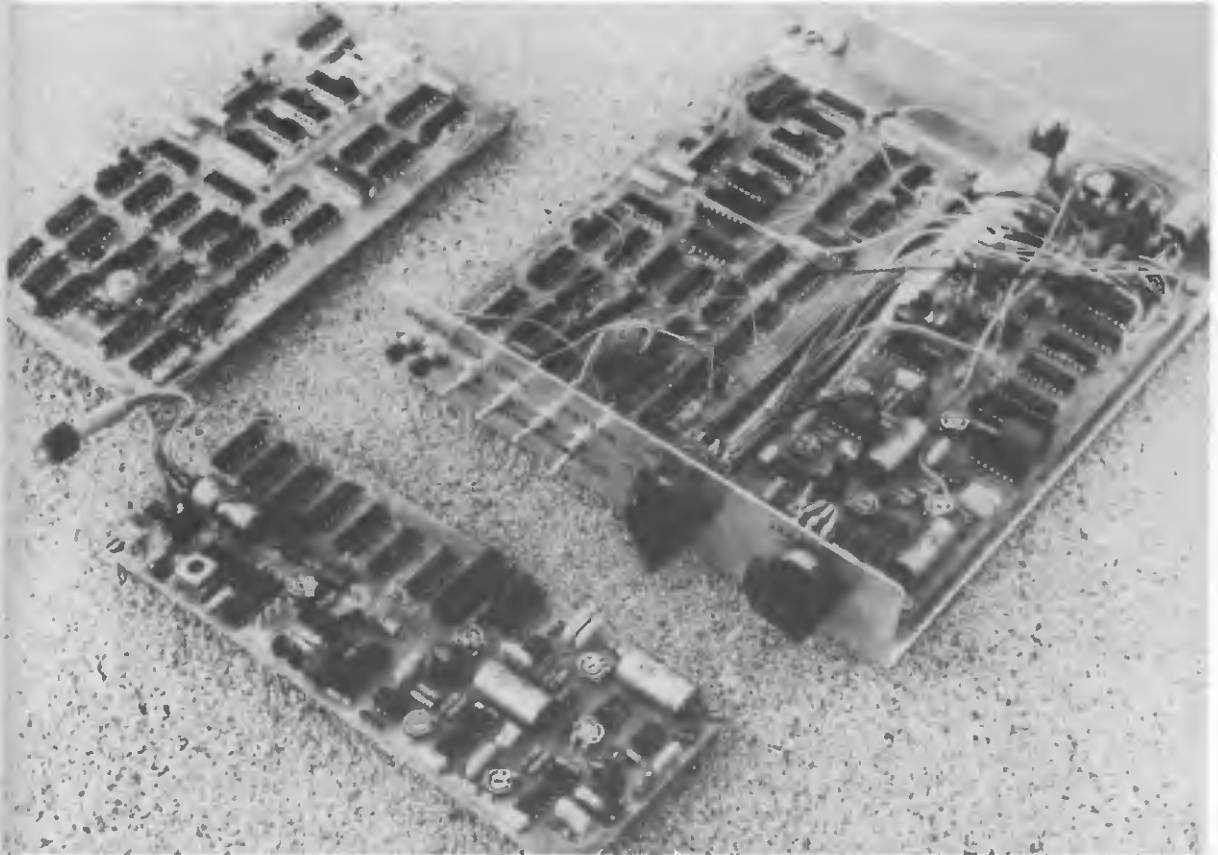
figura 1

Schema di principio dell'APT scan converter.

Il segnale RF proveniente dal satellite è una portante RF modulata in frequenza da una sottoportante audio a 2.400 Hz, che è a sua volta modulata in ampiezza dal segnale video. La larghezza di banda RF si aggira sui 30 kHz.

Il ricevitore è dotato di un discriminatore FM, alla sua uscita troviamo la sottoportante audio modulata in ampiezza. Questo segnale viene inviato a un rivelatore AM per ottenere l'informazione video e a un filtro-limitatore per ottenere i sincronismi. La frequenza della sottoportante, 2.400 Hz, è un riferimento preciso per i sincronismi, le frequenze di tutti i clock usati per scrivere l'informazione video nella memoria sono perciò multipli o sottomultipli di 2.400 Hz. La memoria è digitale e ha delle celle discrete, perciò si deve provvedere prima alla campionatura (sampling) del segnale video e poi alla conversione dei campioni analogici in segnali digitali. L'informazione di una linea dell'immagine viene prima scritta in una memoria buffer. Nel momento più opportuno questa informazione viene poi copiata nella memoria principale di quadro. La scelta della velocità e modo di lettura della memoria principale di quadro è in principio completamente libero. Poiché il display video più diffuso è sicuramente il televisore o monitor TV, si sceglie una velocità di lettura compatibile con gli standard TV.

I dati letti dalla memoria vengono inviati a un convertitore digitale/analogico, vengono aggiunti anche i segnali di blanking (spegnimento ritraccia) e sincronismo. Il segnale video ottenuto può essere inviato a un monitor TV oppure, tramite un modulatore, a un normale televisore.



Come si vede dalla foto, ho costruito due prototipi della apparecchiatura.

Descrizione del circuito

Il circuito dell'APT scan converter è diviso logicamente e fisicamente in due gruppi: interfaccia APT sulla prima piastrina e memoria e generazione del segnale TV sulla seconda piastrina.

L'interfaccia APT trasforma il segnale analogico proveniente dal satellite in un segnale digitale adatto a essere scritto in una memoria digitale, inoltre estrae dal segnale del satellite i segnali di sincronismo (vedi figura 2).

Il circuito sulla seconda piastrina, memoria e generazione del segnale TV (vedi figura 3), è lo scan converter vero e proprio.

Il circuito comprende la memoria buffer di linea, la memoria principale di quadro, tutti i circuiti per il pilotaggio delle memorie e per la generazione del segnale TV. Il circuito è stato studiato in modo da essere universale: con qualche leggera modifica, e costruendo un'apposita interfaccia, sarebbe possibile impiegarlo anche per la SSTV oppure come terminale grafico per microcomputer. Il circuito può interfacciare direttamente anche un'apparecchiatura per la ricezione delle immagini a elevata risoluzione HRPT trasmesse in formato digitale dai satelliti meteorologici in banda 1,7 GHz.

Interfaccia APT

Dal segnale proveniente dal ricevitore dobbiamo estrarre due informazioni: il segnale video e la frequenza della sottoportante 2.400 Hz.

Per ottenere il segnale video, il segnale proveniente dal ricevitore va amplificato, rettificato e filtrato.

Per ottenere i 2.400 Hz per i sincronismi, il segnale va filtrato con un filtro passa-banda e limitato. I circuiti relativi a queste funzioni sono disegnati in figura 4.

Il livello richiesto del segnale dal ricevitore si aggira su $1 V_{pp}$, il circuito è stato infatti progettato per essere collegato direttamente all'uscita del discriminatore del ricevitore (TBA120, CA3089 o altri integrati simili).

Il potenziometro da 10 k Ω , lineare, serve per aggiustare il livello del segnale per poter utilizzare completamente la scala dei grigi disponibile dello scan converter.

Il primo 741 funziona da amplificatore con circa 20 dB di guadagno. Il secondo 741 funziona da invertitore per pilotare il rettificatore a onda intera con i due diodi 1N4148. Il demodulatore AM deve essere a onda intera, se vogliamo ottenere la massima risoluzione, inoltre si semplifica il filtro passa-basso, poichè la frequenza da attenuare è 4,8 kHz invece di 2,4 kHz, a patto che la simmetria del demodulatore AM sia ben regolata (trimmer 10 k Ω vicino al secondo 741). Il terzo 741 fa parte di un filtro passa-basso, la resistenza da 270 Ω limita la corrente d'uscita, se il livello del segnale eccede i limiti consentiti dal sample and hold (vedi figura 5).

Il livello del bianco corrisponde alla massima ampiezza della sottoportante a 2.400 Hz e quindi massima tensione all'uscita del rivelatore. Il livello del nero corrisponde invece alla minima ampiezza della sottoportante, che è generalmente da 4% a 5% dell'ampiezza del bianco. È utile avere un trimmer per fare coincidere il livello del nero con l'inizio della scala dei grigi.

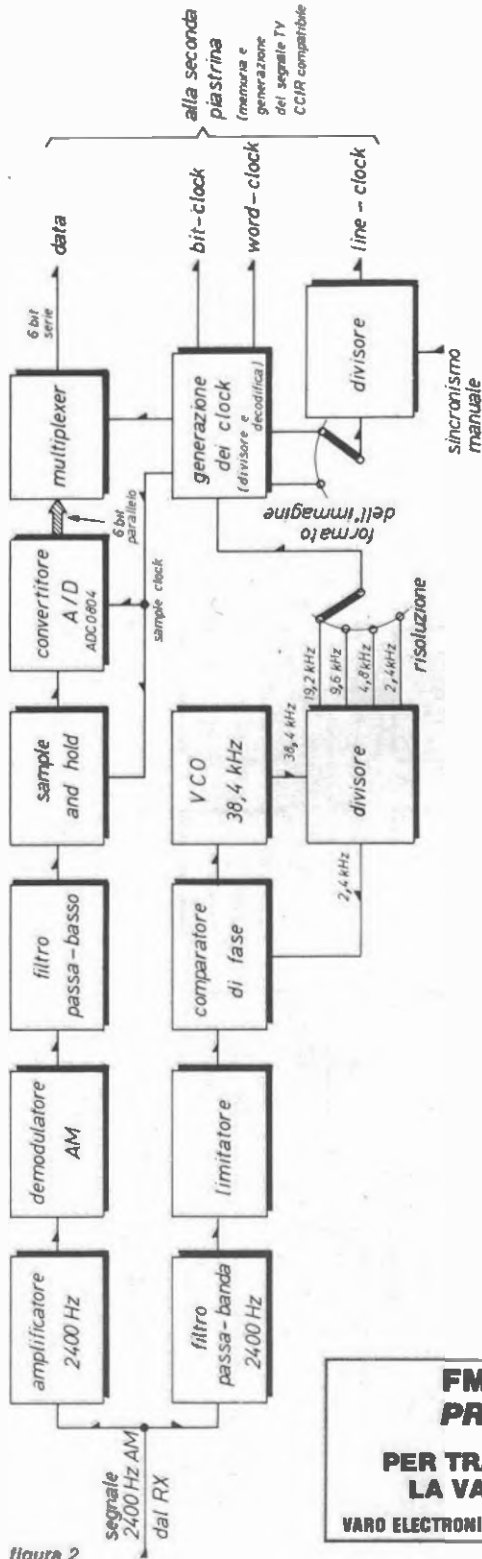


figura 2

Schema a blocchi dell'APT scan converter, prima parte - interfaccia APT.

FM 88-108 MHz da 10 a 2500 W
PREZZO QUALITÀ - ASSISTENZA

PER TRASMETTITORI LINEARI E ANTENNE IN FM
LA VARO ELECTRONIC NON TEME NESSUNO

VARO ELECTRONIC - via Garibaldi, 14 - 20012 CASTELLEONE (CR) - Tel. 0374 - 56581

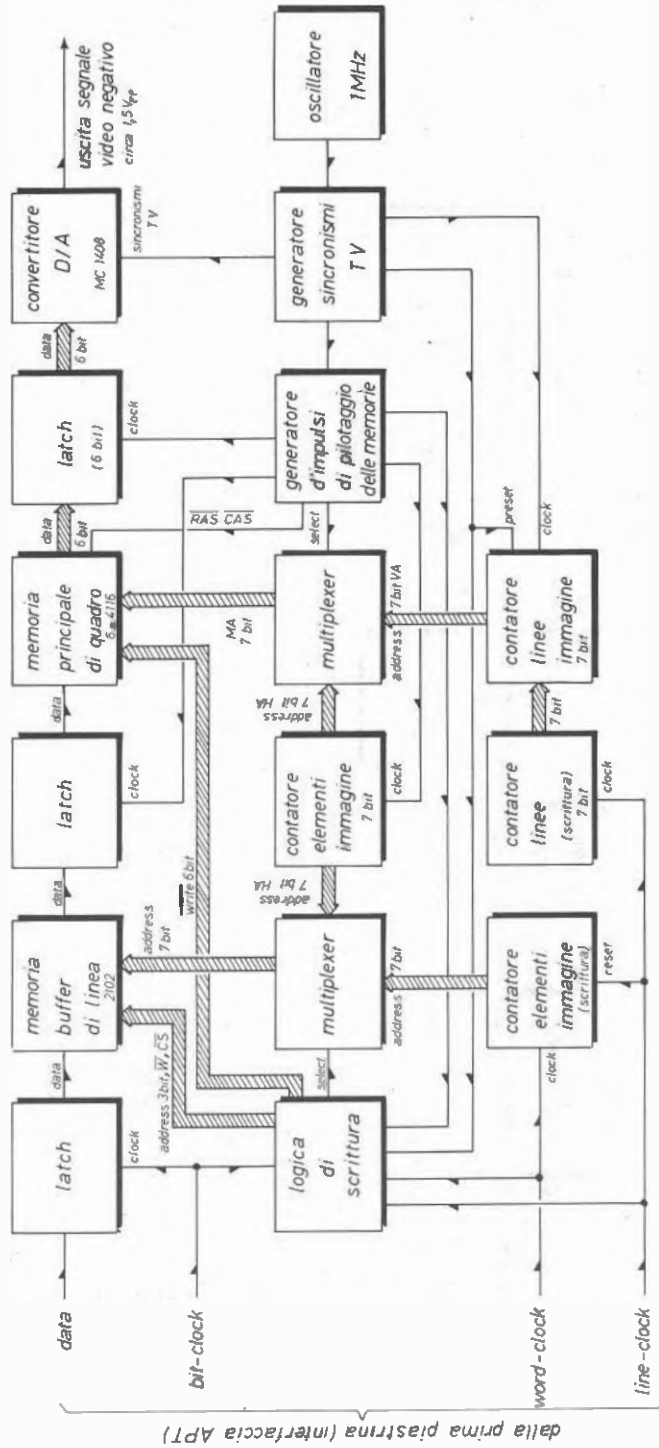


figura 3

Schema a blocchi dell'APT scan converter, seconda parte - memoria e generazione del segnale TV CCIR compatibile.

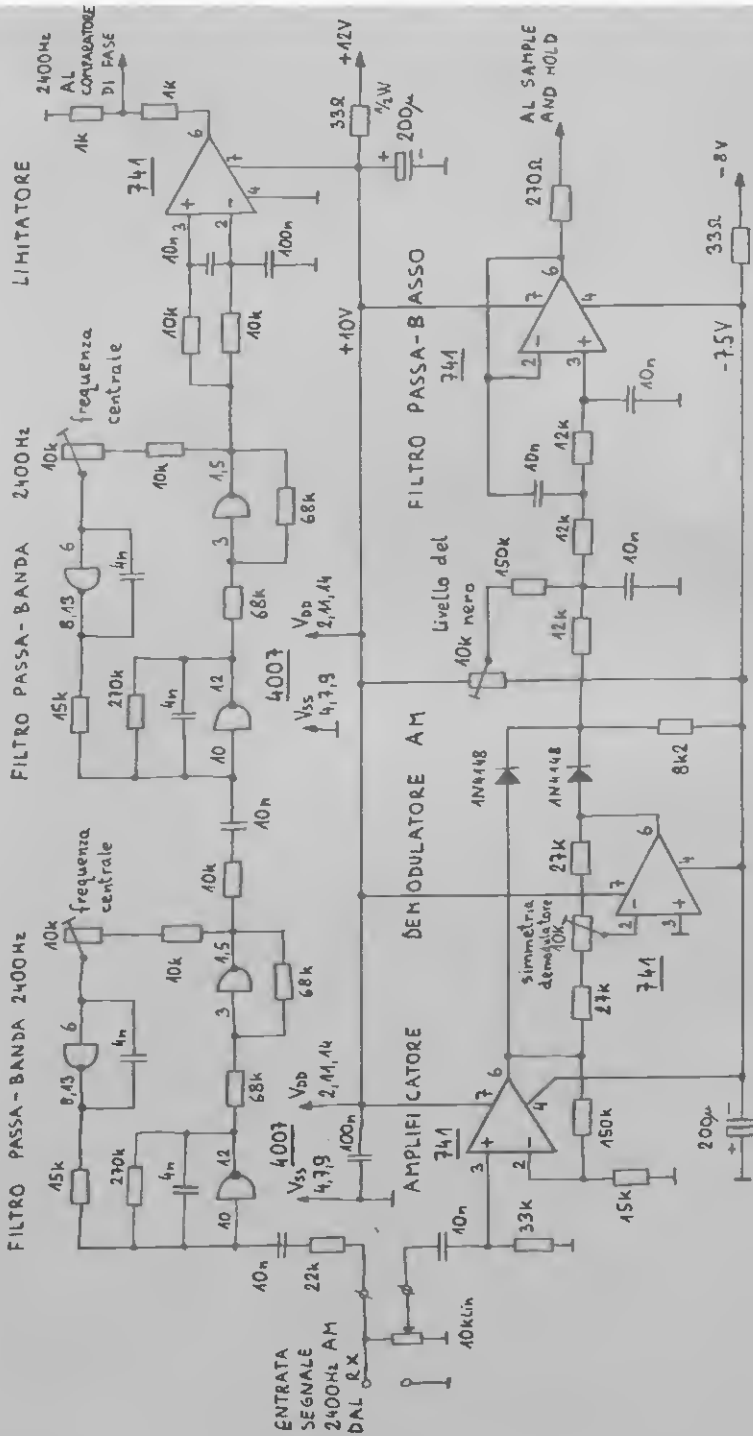


figura 4

Amplificatore 2.400 Hz, demodulatore AM, filtro passa-basso, filtro passa-banda 2.400 Hz e limitatore (piastrina 1).

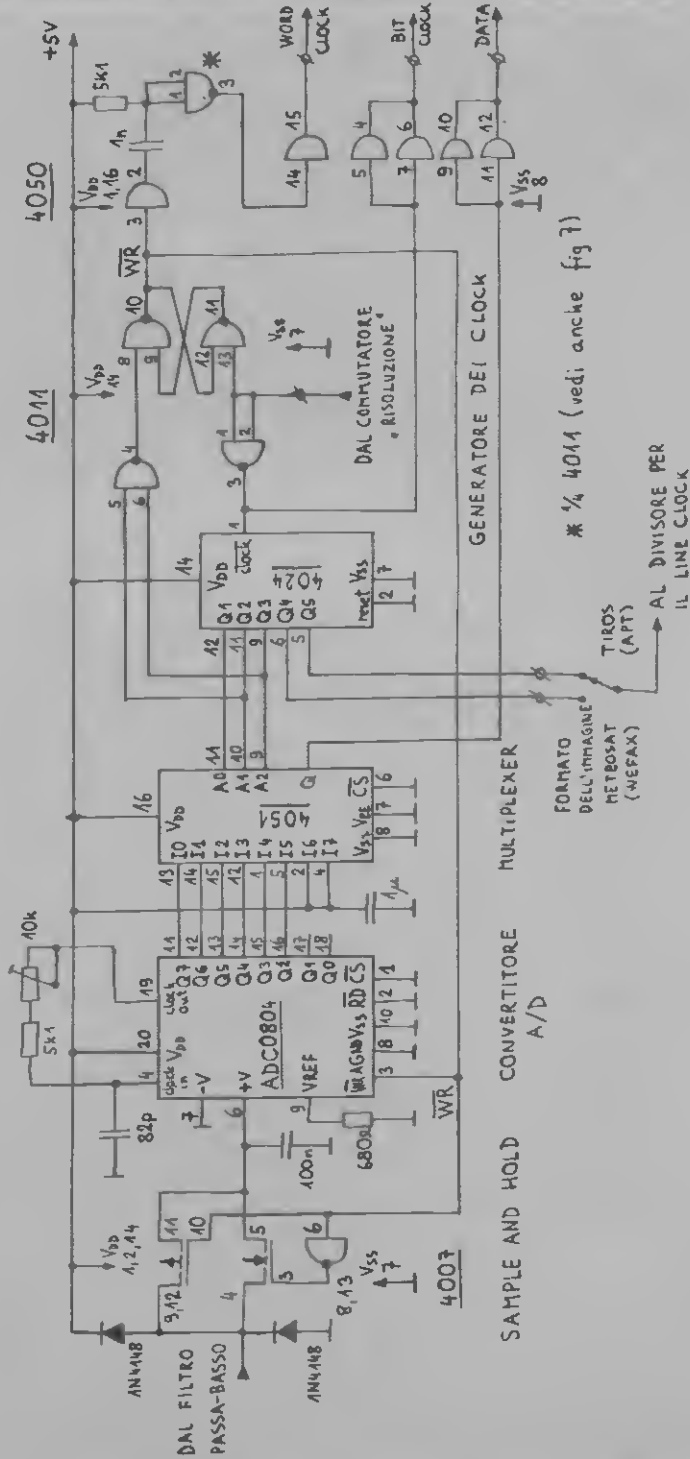


figura 5

Sample and hold, convertitore A/D, multiplexer e generatore dei clock (piastrina 1)

Per ottenere i 2.400 Hz necessari per i sincronismi il segnale dal ricevitore va filtrato e limitato. Il filtro passa-banda è costituito da due filtri attivi praticamente identici. Come elementi attivi sono stati utilizzati dagli invertitori CMOS, che funzionano molto bene in questa configurazione circuitale. Il loro guadagno è sufficiente per ottenere un Q molto elevato e le elevate impedenze d'entrata permettono una scelta molto elastica delle reti RC. Con questa configurazione circuitale non ci sono problemi di instabilità delle caratteristiche causata da piccole variazioni dei valori dei componenti, inoltre è relativamente facile, agendo su un solo componente, variare sia l'amplificazione che il Q del filtro. Su questa stessa rivista è stata pubblicata qualche anno fa una serie di articoli sull'argomento. I condensatori da 4 nF devono essere possibilmente stiroflex e in nessun caso ceramici. Il valore non è critico, possono essere anche da 3,9 nF o 3,3 nF, è però importante che siano stabiliti al variare della temperatura.

I condensatori ceramici per queste capacità sono costruiti con del materiale a elevato coefficiente termico e non sono utilizzabili. Uno dei problemi in fase di progettazione è determinare quale Q dovrebbero avere i filtri. Il problema è tenere la sincronizzazione anche durante i tratti neri dell'immagine, quando il livello della sottoportante è minimo e potrebbe perdersi nel rumore.

Un Q elevato migliorerebbe il rapporto segnale/rumore, ma l'apparecchio sarebbe più sensibile sia alle variazioni dei parametri del filtro che alle variazioni della frequenza della sottoportante nel caso di immagini registrate.

Il Q del circuito, determinato dalle resistenze da 270 k Ω , è stato quindi scelto come un compromesso.

Nei filtri ho impiegato dei 4007, poichè questi sono sicuramente del tipo A o UB (anche quelli con la stampigliatura B). I CMOS del tipo B non sono utilizzabili nella regione lineare.

Il limitatore è costruito con un 741 che lavora senza controreazione. Bastano poche decine di millivolt all'ingresso per saturare lo stadio d'uscita del 741. Il partitore resistivo all'uscita è l'interfaccia 741 \rightarrow CMOS. Il segnale ottenuto a 2.400 Hz controlla un PLL, con il quale otteniamo le frequenze necessarie per i clock (vedi figura 6).

Il comparatore di fase è costruito con un 4011 collegato come una porta EX-OR. Gli stessi criteri che influenzano la scelta del Q del filtro passa-banda a 2.400 Hz, determinano anche i valori della rete RC passa-basso del PLL. Il PLL deve agganciarsi anche quando la frequenza del segnale proveniente dal limitatore non è esattamente uguale alla frequenza del VCO, sia per la deriva termica del VCO, sia se la frequenza della sottoportante non è esattamente 2.400 Hz (immagini registrate). L'emitter-follower con il BC237 permette una più facile scelta dei valori della rete RC.

Il VCO è un multivibratore astabile con due BC237.

I due BC213 funzionano da generatori di corrente variabili. I due diodi 1N4148 risolvono il problema dello stallo dell'astabile. Il VCO oscilla nominalmente a 38,4 kHz; questa frequenza viene divisa per 16 dal contatore binario 4024 per ottenere i 2,4 kHz per il comparatore di fase. Il 4024 può fornire al generatore dei clock le frequenze di 19,2 kHz, 9,6 kHz, 4,8 kHz o 2,4 kHz.

Per la scelta dei condensatori che determinano la frequenza del VCO valgono gli stessi criteri che per i condensatori del filtro passa-banda: possibilmente stiroflex, se non li trovate da 360 pF vanno bene anche da 330 pF da 270 pF, ma non ceramici.

Il generatore dei clock (figura 5) fornisce tutte le frequenze necessarie per il campionamento (sampling) del segnale video e la trascrizione dei dati del convertitore A/D nella memoria buffer. Il generatore dei clock è composto da un divisore binario 4024 e da una logica di decodifica con un 4011. La frequenza di sampling è $\frac{1}{8}$ della frequenza proveniente dal commutatore «risoluzione» e può essere 2.400 Hz, 1.200 Hz, 600 Hz oppure 300 Hz.

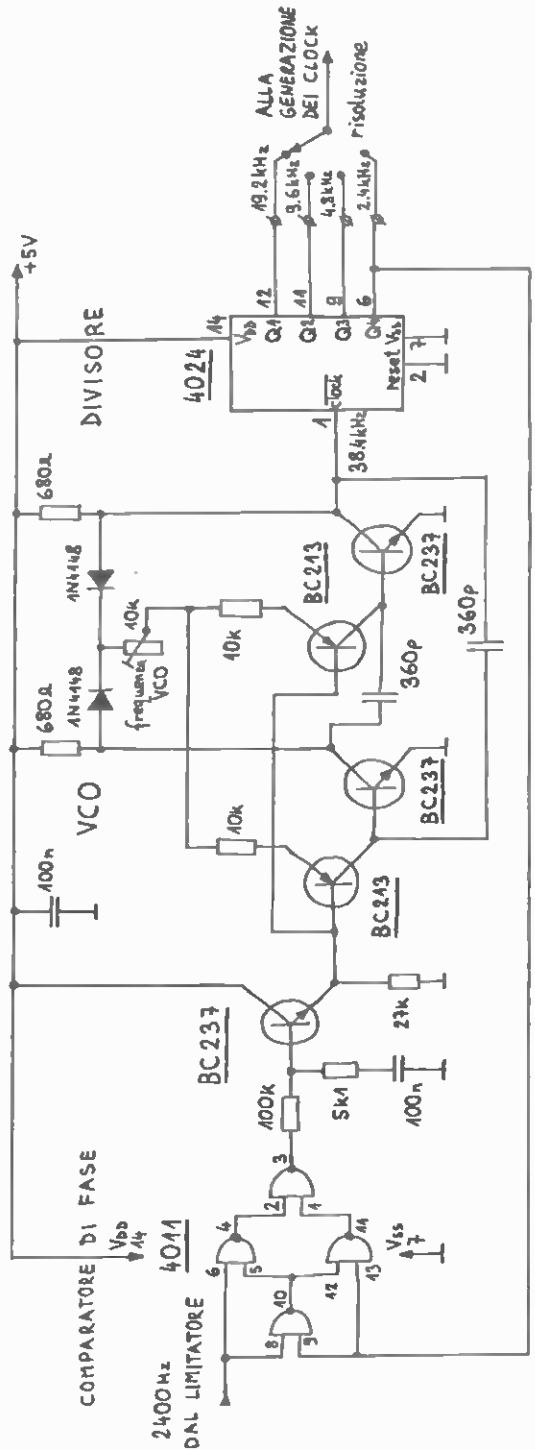


figura 6

Comparatore di fase, VCO 38,4 kHz e divisore (piastrina 1).

Dalla frequenza di sampling dipende la risoluzione dell'immagine riprodotta. Poiché lo spettro del segnale video si estende dalla continua a circa 1.600 Hz, sarebbe necessaria una frequenza di campionamento di almeno 3.200 Hz (teorema di Nyquist) per riprodurre l'immagine alla piena risoluzione geometrica. Con una frequenza di sampling di 2.400 Hz si perde un po' in risoluzione orizzontale, però si semplificano notevolmente i circuiti.



METEOR, 8/1/1981 alle 10,50 circa, 137,150 MHz, 240 linee/minuto, visibile, risoluzione circa 8 km (1/4 della risoluzione originale).

Il processo di campionamento è un processo non lineare, perciò si possono creare delle frequenze spurie dal battimento della frequenza di sampling e sue armoniche con le frequenze del segnale video. Particolarmente fastidioso è il battimento della frequenza di sampling (o sue armoniche!) con la sottoportante residua (2,4 kHz o 4,8 kHz) proveniente dal demodulatore AM. Se questo battimento produce delle frequenze inferiori alla frequenza di sampling, allora il disturbo si presenterà sull'immagine riprodotta come delle linee chiare e scure verticali o diagonali. In ogni caso è perciò necessario un buon filtro passa-basso prima del sample and hold.



NOAA6, 8/1/1981 alle 19,15 circa, 137,500 MHz, 120 linee lminuto, infrarosso 11 μ m, risoluzione circa 16 km (1/4 della risoluzione originale).

Se però scegliamo per la frequenza di sampling 2.400 Hz o un sottomultiplo di questa frequenza, sincronizzato in frequenza e fase con la sottoportante, non esistono frequenze di battimento inferiori alla frequenza di sampling (tranne una componente (cc), che però non produce disturbi visibili). La sincronizzazione della frequenza di sampling con la sottoportante anche riduce considerevolmente i disturbi causati dalla non costante velocità del nastro del registratore nel caso di immagini registrate.

L'interruttore per il campionamento è un 4007 collegato come una transmission gate. I due diodi 1N4148 limitano il segnale all'ingresso (il 4007 ha già due diodi interni nella stessa configurazione). L'impedenza d'ingresso del convertitore A/D ADC0804 è molto elevata, perciò si può collegare il condensatore di hold da 100 nF direttamente all'ingresso +V dell'ADC0804. L'ADC0804 ha due ingressi differenziali +V e -V, inoltre è disponibile la tensione sulla rete resistiva interna sul piedino V_{REF} . La resistenza da 680 Ω porta la V_{REF} a circa 1 V, in questo modo il range delle tensioni applicate all'ingresso +V con -V a massa va da 0 V a 2 V circa. Tra i piedini clock-in e clock-out è connessa internamente una porta schmitt-trigger; con la rete RC esterna oscilla a circa 750 kHz e fornisce il clock per il funzionamento dell'A/D. Il tempo impiegato per la conversione si ag-

già sui $100 \mu\text{s}$ e naturalmente dipende dalla frequenza del clock. Aumentando la frequenza oltre gli 800 kHz diminuisce la precisione dell'A/D. Il limite inferiore della frequenza del clock specificato dalla Casa costruttrice è 100 kHz , considerando però il tempo che si ha a disposizione per la conversione (vedi figura 7), la frequenza del clock non deve essere inferiore a 700 kHz circa.

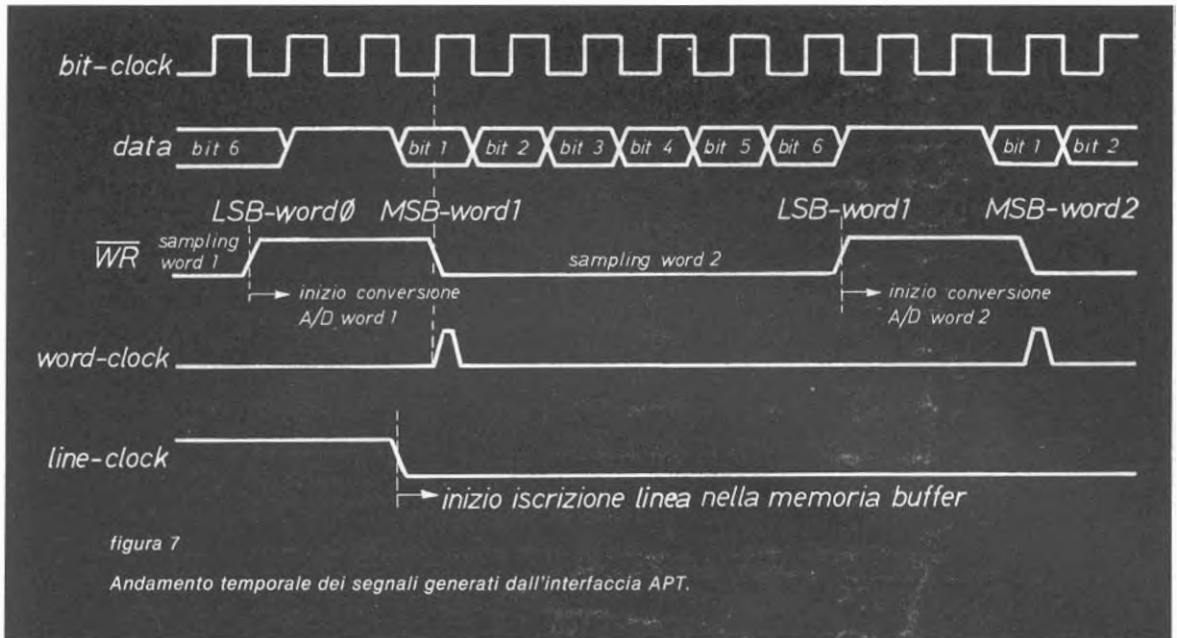


figura 7

Andamento temporale dei segnali generati dall'interfaccia APT.

L'ingresso \overline{RD} abilita le uscite tri-state dell'ADC0804. In questa applicazione vengono utilizzati soltanto i 6 bit più significativi degli 8 bit disponibili. Il multiplexer 4051 funge da convertitore parallelo/serie.

Figura 7 mostra l'andamento temporale dei segnali. Quando il segnale \overline{WR} è a livello basso, l'interruttore di campionamento è chiuso e la tensione sul condensatore di hold segue la tensione all'uscita del filtro passa-basso. Alla transizione a livello logico alto del segnale \overline{WR} l'interruttore del sampling si apre e inizia la conversione A/D nell'ADC0804. Completata la conversione, la parola digitale viene presentata in formato parallelo alle uscite dell'ADC0804. In sincronismo con il bit-clock vengono presentati all'uscita «data» i 6 bit più significativi, il bit più significativo per primo. Il bit più significativo è accompagnato anche da un impulso del world-clock. I segnali «data», «bit clock» e «word clock» devono pilotare anche alcuni ingressi TTL, perciò sono «bufferizzati» con il 4050.

Ai circuiti di scrittura nella memoria buffer di linea dobbiamo anche fornire l'informazione quando incominciare l'iscrizione di una nuova linea: il line-clock. Anche questa frequenza si ottiene con la divisione della frequenza del PLL. La velocità di trasmissione dei satelliti è di 240 linee al minuto per i satelliti del tipo Meteosat e alcuni Meteor sovietici e di 120 linee al minuto per i satelliti del tipo Tiros N e altri Meteor sovietici. A queste cifre corrispondono le frequenze di scansione orizzontale di 4 Hz e di 2 Hz rispettivamente. In passato i satelliti impiegavano anche gli standard di 48 e di 20 linee al minuto, che però ormai non si usano più.

Come ho già spiegato nell'introduzione, non è possibile riprodurre con questo apparecchio l'immagine intera del satellite alla piena risoluzione, a causa della limitata capacità della memoria di quadro. È possibile però riprodurre una parte dell'immagine quasi alla piena risoluzione oppure l'intera immagine a risoluzione ridotta. Riproducendo una parte dell'immagine alla piena risoluzione geometrica si devono prendere i dati da ogni linea dell'immagine, la frequenza del line-clock sarà in questo caso uguale alla frequenza orizzontale dell'immagine. Riproducendo però l'immagine a risoluzione ridotta, per esempio a risoluzione dimezzata, dobbiamo scrivere nella memoria soltanto ogni seconda linea dell'immagine per ottenere il giusto rapporto altezza/larghezza dell'immagine. Riproducendo un'immagine a 1/4 della risoluzione originale (data la capacità della memoria si riproduce in questo modo circa l'immagine intera) si deve scrivere nella memoria soltanto ogni quarta linea dell'immagine. Da questi esempi si vede che riducendo la frequenza di sampling (che determina la risoluzione orizzontale) si deve ridurre anche la frequenza del line-clock (per ridurre la risoluzione verticale). Il rapporto tra queste due frequenze deve invece rimanere costante (per un determinato satellite) per avere sempre il giusto rapporto altezza/larghezza dell'immagine. Il line-clock viene perciò ottenuto con la divisione della frequenza di sampling. Per i satelliti Meteosat e Meteor a 2 Hz e a 4 Hz la frequenza di sampling deve essere divisa per 600, per i satelliti del tipo Tiros N deve essere invece divisa per 1.200 per ottenere un giusto rapporto altezza/larghezza (vedi figura 5, commutatore «formato immagine»). In figura 8 sono disegnati i rimanenti stadi del divisore per il line-clock (divisione per 300).

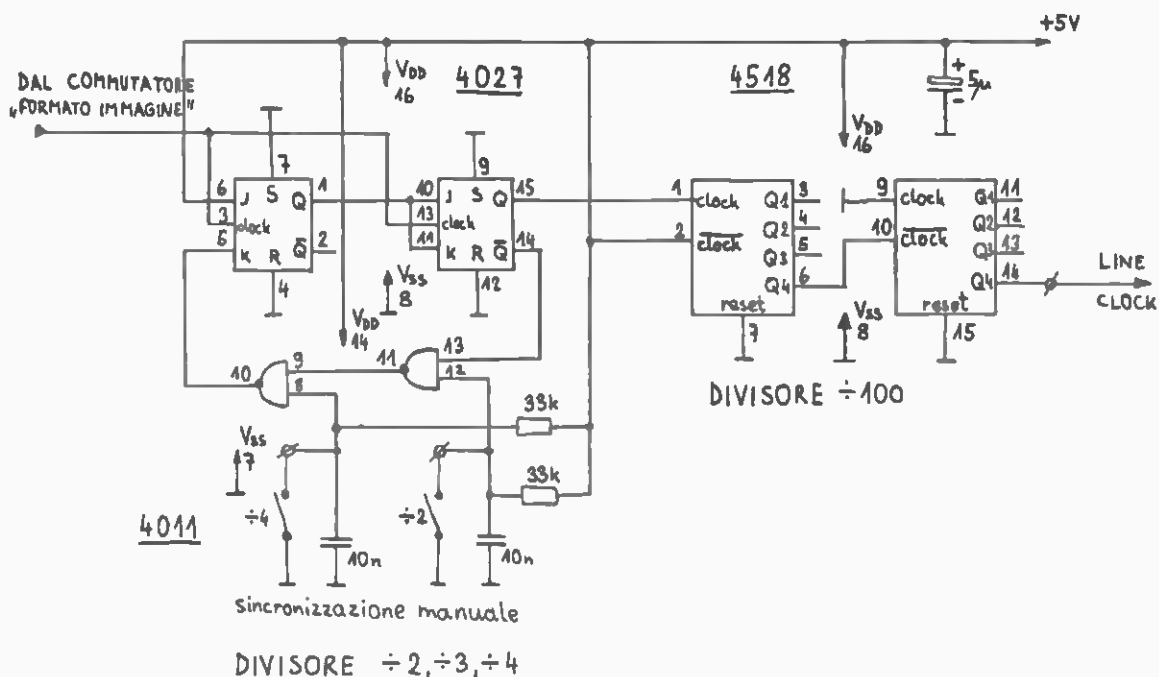


figura 8

Divisore per il line-clock (piastrina 1).

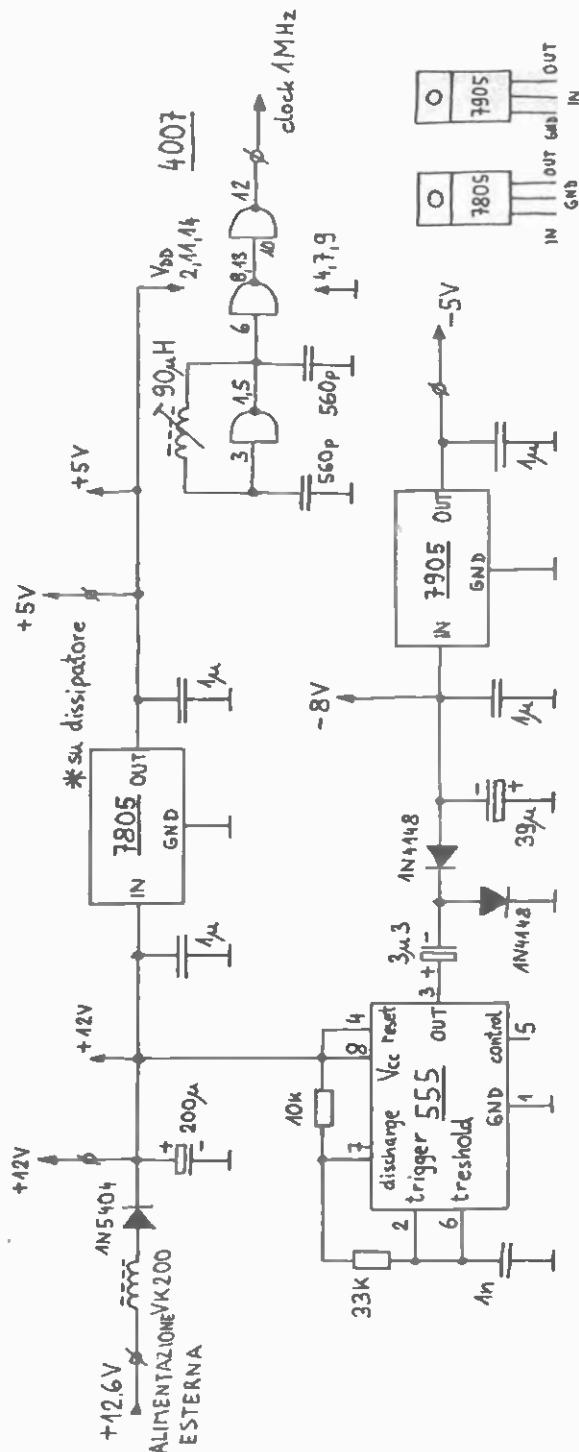


figura 9

Allimentatore e oscillatore 1 MHz (piastrina 1).

Il doppio flip-flop 4027 e metà del 4011 sono collegati in modo da formare un divisore programmabile che può dividere per 2, 3 o 4. In funzionamento normale il divisore divide per 3, i modi di divisione per 2 o per 4 sono attivati da due pulsanti per la sincronizzazione manuale orizzontale. Segue un divisore per 100 con un 4518.

Sulla prima piastrina, interfaccia APT, trova posto anche l'alimentatore per l'intero apparecchio (figura 9).

L'alimentazione esterna è a 12,6 V nominali, il consumo è di 600 mA circa. Il diodo 1N5404 protegge l'apparecchio da inversioni di polarità, l'impedenza VK200 previene che i disturbi, generati dai circuiti digitali, possano raggiungere tramite l'alimentazione il ricevitore. Il 7805 necessita di un adeguato dissipatore, dato il basso consumo non è però necessario alcun dissipatore per il 7905. Il 555 è collegato come astabile; rettificando la tensione alla sua uscita si ottengono le tensioni negative. Sulla prima piastrina è montato anche l'oscillatore a 1 MHz con un 4007, che fornisce il clock per i sincronismi TV alla seconda piastrina. Nulla vieta di sostituire la bobina da 90 μ H con un quarzo da 1 MHz, si dovrebbero però diminuire i valori dei condensatori da 560 pF e collegare in parallelo al quarzo una resistenza di qualche megaohm. I televisori e i TV monitor richiedono una frequenza di linea piuttosto stabile, perciò è sconsigliabile impiegare per questi scopi oscillatori RC.

(seguito e fine sul prossimo numero)



sommario

- 36 novità librerie
- 37 offerte e richieste
- 37 Raduno nazionale RTTYers Italiani
- 40 International DX Club S.K.Y.
- 41 modulo per inserzione
- 42 pagella del mese
- 43 indice degli inserzionisti
- 45 "Dalla Russia... con furore" (Zámboi)
- 49 Due novità elettroniche (Il Notziere)
- 51 Loop accordato per la ricezione in 160 m (Di Pietro per RADIANTISMO)
- 58 ricetrasmittitore per i 10 GHz (Iurissevich)
- 67 Ampli stereo 7 W e schema autoradio (Nesi)
- 76 EMERGENZA! (Panicieri)
- 88 Antenna discone GDX2 per 50-480 MHz (Macri)
- 92 Santiago 9+ (Mazzotti «Can Barbone»
«Direct reading LC-meter»
«Direct reading transistor β -meter»
Particolarità di un'antenna a $3/4 \lambda$
Sbilanciamento della portante
Come fare per diminuire la potenza per QSO locali
- 99 APT scan converter (Vidmar)
Si conclude il progetto iniziato il mese scorso
- 115 "3P": è il "Gadget 7" di Sergio Cattò
strumento per il rapido controllo dei punti più importanti del circuito elettrico
e di accensione delle auto
- 122 in margine al Tester analizzatore di integrati (Puglisi)
- 123 L'interpretazione dei codici nelle apparecchiature surplus USA (Chelazzi)
- 129 La pagina dei Pierini (Romeo)

EDITORE s.n.c. edizioni CD
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Totti
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna-via C. Boldrini, 22-(051) 852706-851202
Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1988
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 Zuretti, 25 - ☎ 6967

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

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 24.000 (nuovi)
L. 23.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 2.000 cadauno
Raccoglitori per annate L. 7.500 (abbonati L. 7.000).

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 del 10% su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 27.000
Mandat de Poste International
Postanweisung für das Ausland
payable à / zahlbar an } edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

“Dalla Russia...

...con furore”

una serie ideata e redatta da

I8YGZ, prof. Pino Zámoli

A pagina 73 del n. 3/82 (marzo di quest'anno) ho indicato le **NEW COUNTRIES** che si possono collezionare con le stazioni sovietiche.

OK — direte voi —

MA COME RICONOSCERE LE NEW COUNTRIES in lingua russa?

Per aiutarvi ancora (...mi voglio proprio rovinare...) vi descrivo le dizioni fonetiche usate dagli amici UA.

Quando li ascoltate, dovrete solamente prestare molta attenzione e controllare sulla vostra lista... e il gioco è fatto!!

<i>Uliana Anna Adin</i>	(UA1)] Russla Europea
<i>Uliana Kuostla Adin</i>	(UK1)	
<i>Uliana Scfuk Adin</i>	(UV1)	
<i>Uliana Wassili Adin</i>	(UW1)	
<i>Uliana Nicolai Adin</i>	(UN1)	
<i>Raman Anna Adin</i>	(RA1)	
<i>Raman Nicolai Adin</i>	(RN1)	
<i>Uliana Anna Tri</i>	(UA3)	
<i>Uliana Kuostia Tri</i>	(UK3)	
<i>Uliana Sciuk Tri</i>	(UV3)	
<i>Uliana Wassili Tri</i>	(UW3)	
<i>Raman Anna Tri</i>	(RA3)	
<i>Uliana Anna Cetiria</i>	(UA4)] Kalininingrad
<i>Uliana Kuostia Cetiria</i>	(UK4)	
<i>Uliana Sciuk Cetiria</i>	(UV4)	
<i>Uliana Wassili Cetiria</i>	(UW4)	
<i>Raman Anna Cetiria</i>	(RA4)	
<i>Uliana Anna Sciest</i>	(UA6)	
<i>Uliana Kuostia Sciest</i>	(UK6)	
<i>Uliana Sciuk Sciest</i>	(UV6)	
<i>Uliana Wassili Sciest</i>	(UW6)	
<i>Raman Anna Sciest</i>	(RA6)	
<i>Uliana Anna Adin Pavel</i>	(UA1P..)] Franz Josef Land
<i>Uliana Kuostia Adin Pavel</i>	(UK1P..)	
<i>Uliana Anna Dva Fiodor</i>	(UA2F..)] Kalininingrad
<i>Uliana Kuostia Dva Fiodor</i>	(UK2F..)	
<i>Raman Anna Dva Fiodor</i>	(RA2F..)	

<i>Uliana Anna Dievit</i>	(UIA9)] Russia asiatica
<i>Uliana Kuostia Dievit</i>	(UK9)	
<i>Uliana Sciuk Dievit</i>	(UV9)	
<i>Uliana Wassili Dievit</i>	(UW9)	
<i>Raman Anna Dievit</i>	(RA9)	
<i>Uliana Anna Noi</i>	(UA0)]
<i>Uliana Kuostia Noi</i>	(UK0)	
<i>Uliana Sciuk Noi</i>	(UK0)	
<i>Uliana Wassili Noi</i>	(UW0)	
<i>Raman Anna Noi</i>	(RA0)	
<i>Uliana Baris Piat</i>	(UB5)] Ucraina
<i>Uliana Kuostia Piat</i>	(UK5)	
<i>Uliana Tatiana Piat</i>	(UT5)	
<i>Uliana I-Gric Piat</i>	(UY5)	
<i>Raman Baris Piat</i>	(RB5)	
<i>Uliana Sapla Dva</i>	(UC2)] Russia bianca
<i>Uliana Kuostia Dva Anna</i>	(UK2A..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Sapla</i>	(UK2C)	
<i>Uliana Kuostia Dva Ivan</i>	(UK2I..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Leanid</i>	(UK2L..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Olga</i>	(UK2O..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Serghiei</i>	(UK2S..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Wassili</i>	(UK2W..)	
<i>Raman Sapla Dva</i>	(RC2)	
<i>Uliana Pavel Dva</i>	(UP2)] Lithuania
<i>Uliana Kuostia Dva Baris</i>	(UK2B..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Pavel</i>	(UK2P..)	
<i>Raman Pavel Dva</i>	(RP2)	
<i>Uliana Sciuca Dva</i>	(UQ2)] Latvia
<i>Uliana Kuostia Dva Galina</i>	(UK2G..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Sciuca</i>	(UK2Q..)	
<i>Raman Sciuca Dva</i>	(RQ2)	
<i>Uliana Raman Dva</i>	(UR2)] Estonia
<i>Uliana Kuostia Dva Raman</i>	(UK2R..)	
<i>Uliana Kuostia Dva Tamara</i>	(UK2T..)	
<i>Raman Raman Dva</i>	(RR2)	
<i>Uliana Olga Piat</i>	(UO5)] Moldavia
<i>Uliana Kuostia Piat Olga</i>	(UK5O..)	
<i>Raman Olga Piat</i>	(RO5)	
<i>Uliana Dimitri Sciest</i>	(UD6)] Azerbaijan
<i>Uliana Kuostia Sciest Sapla</i>	(UK6C..)	
<i>Uliana Kuostia Sciest Dimitri</i>	(UK6D..)	
<i>Uliana Kuostia Sciest Kuostia</i>	(UK6K..)	
<i>Raman Dimistri Sciest</i>	(RD6)	
<i>Uliana Fiodir Sciest</i>	(UF6)] Georgia
<i>Uliana Kuostia Sciest Fiodir</i>	(UK6F..)	
<i>Uliana Kuostia Sciest Olga</i>	(UK6O..)	
<i>Uliana Kuostia Sciest Sciuca</i>	(UK6Q..)	
<i>Uliana Kuostia Sciest Sciuk</i>	(UK6V..)	
<i>Raman Fiodor Sciest</i>	(RF6)	
<i>Uliana Galina Sciest</i>	(UG6)] Armenia
<i>Uliana Kuostia Sciest Galina</i>	(UK6G..)	
<i>Raman Galina Sciest</i>	(RG6)	
<i>Uliana Leanid Siem</i>	(UL7)] Kazakhstan
<i>Uliana Kuostia Siem</i>	(UK7)	
<i>Raman Leanid Siem</i>	(RL7)	
<i>Uliana Heriton Uoscim</i>	(UH8)] Turkoman
<i>Uliana Kuostia Uoscim Baris</i>	(UK8B..)	
<i>Uliana Kuostia Uoscim Ielena</i>	(UK8E..)	
<i>Uliana Kuostia Uoscim Wassili</i>	(UK8W..)	
<i>Uliana Kuostia Uoscim I-Gric</i>	(UK8Y..)	
<i>Raman Heriton Uoscim</i>	(RH8)	

<i>Uliana Ivan Uoscim</i>	(UI8)	}	Uzbek
<i>Uliana Kuostia Uoscim Anna</i>	(UK8A..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Sapla</i>	(UK8C..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Dimitri</i>	(UK8D..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Fiodir</i>	(UK8F..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Galina</i>	(UK8G..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Ivan</i>	(UK8I..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Leanid</i>	(UK8L..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Olga</i>	(UK8O..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Tamara</i>	(UK8T..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Uliana</i>	(UK8U..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Sciuk</i>	(UK8V..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Zernalda</i>	(UK8Z..)		
<i>Raman Ivan Uoscim</i>	(RI8)		
<i>Uliana Jott Uoscim</i>	(UJ8)	}	Tadzik
<i>Uliana Kuostia Uoscim Jott</i>	(UK8J..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Raman</i>	(UK8R..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Serghiei</i>	(UK8S..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Miachlsnak</i>	(UK8X..)		
<i>Raman Jott Uoscim</i>	(RJ8)		
<i>Uliana Maria Uoscim</i>	(UM8)	}	Kirghiza
<i>Uliana Kuostia Uoscim Maria</i>	(UK8M..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Nicolai</i>	(UK8N..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Pavel</i>	(UK8P..)		
<i>Uliana Kuostia Uoscim Scluca</i>	(UK8Q..)		
<i>Raman Maria Uoscim</i>	(RM8)		



QSL di stazione VHF (opera solo in 28 MHz).



Una stazione Radioclub da Kagul.

MOLDAVIA

U050AV

To RADIO 18YGZ

DATE	GMT	MHz	2WAY	RST
5.1.78	2130	3.6	SSB	59

PSE-TNX QSL 73! REGION **039**
 ZONE **16**
OP. MICHAÏL QTH: **KISHINEV**

Una stazione individuale moldava.



U06-CQ

To radio 18YGZ

CFM our OSO on 2.1. 1874
 at 15.20 MSK/GMT CW/AM/2way SSB
 Ur sigs RST/RS 58 on 14 mc
 Xmitr 200 wits. Rcvr. 17 tubes. Ant GP
 QTH TBILISI Zone 21 Region N° 012

Remarks _____

73! Op. Valery

PSE - QSL - TNX via P.O. Box 88, Moscow, USSR

Данная CP 73 P. — предназначена радиослужбам до OSO с 15 января по уведомлению до 15.2. и издается во все радиоприемники для QSO с 15.11.1974 года в СССР

Stazione OM della Georgia.



RB5NAQ

To radio 18YGZ

CFM our OSO on 13. vi 1874
 at 10.06 MSK/GMT CW/AM/2way SSB
 Ur sigs RST/RS 59 on 29 mc
 Xmitr 40 wits. Rcvr. 21 tubes. Ant GP
 QTH Vinnitsa Zone 16 Region N° 057

Remarks Chaerio!

73! Op. Victor

PSE - QSL - TNX via P.O. Box 88, Moscow, USSR

QTH Pompej on Piro

Данная CP 73 P. — предназначена радиослужбам до OSO с 15 января по уведомлению радиослужб СССР до 15.2. и издается во все радиоприемники для QSO с 15.11.1974 года в СССР

Stazione VHF dell'Ucraina.

Allora, come è andata?

Spero che non abbiate avuto difficoltà a seguirmi fin qui. Certo non avrete la pretesa di imparare subito tutto al cento per cento... Ci vuole soprattutto molta pazienza e buona volontà... e tutto va ok!

La prossima volta parleremo degli OBLAST &...

E, se mi ascoltate in radio, non scambiatemi per una stazione UZBEKA (U18YGZ...) ... perché non vi potrò «regalare» niente se non MNOGA SIEM-SIATRI...&...DASSVIDANIA! (73 & arrivederci!). *****

RADIANTISMO

Conradino

I QDP

IQDP, Corradino Di Pietro
via Pandosia 43
ROMA
☎ 06/7567918

Loop accordato per la ricezione in 160 m

L'interesse per la banda dei 160 m ha avuto alti e bassi fin dai giorni esaltanti del 1923.

Attualmente c'è molta attività specie in USA su questa banda in seguito alla sua espansione da parte della FCC (Federal Communication Commission).

Aumenta il numero delle stazioni ma è triste vedere che molti nuovi arrivati abbandonano a causa dell'elevato rumore: disturbi atmosferici, armoniche e intermodulazione da parte delle Broadcast, QRM degli oscillatori sweep dei televisori, ecc.

Vi riporto qui una serie di esperienze americane, tratte da ham radio.

Da anni gli OM si lamentano della difficoltà di ricezione sui 160 m, ma qualcuno ha cercato di far qualcosa, specialmente nella costruzione di una piccola antenna loop ricevente (figura 1).

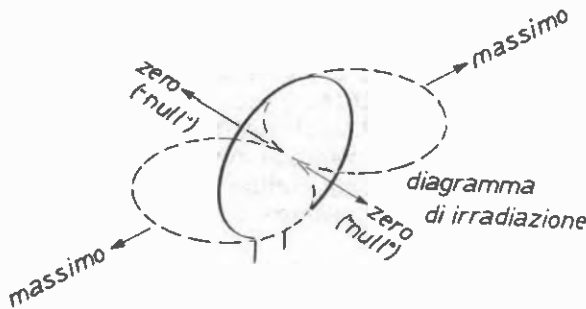


figura 1

Diagramma di radiazione di un piccolo loop visto dall'alto.

Il massimo responso si ha nel piano del loop, la massima attenuazione («null») ad angolo retto rispetto al loop.

Questo è l'opposto del diagramma del più grande loop di una «quad», nella quale il massimo responso si ha ad angolo retto rispetto al piano del loop.

Questo piccolo loop era molto popolare negli anni venti per la ricezione delle Broadcast, poi cadde nell'oblio, ad eccezione del suo uso per la radiolocalizzazione (direction finding).

Il diagramma di irradiazione del piccolo loop assomiglia a quello di un dipolo, cioè una figura a «8» nel piano del loop. La resistenza input del loop è molto bassa, sull'ordine di alcuni centesimi di ohm. Inoltre, a causa della piccola superficie del loop in relazione alla lunghezza d'onda, il segnale captato è molto minore di quello di un'antenna di grandezza normale (full-size). Per questo il loop ha bisogno di un preamplificatore di 15 + 20 dB per poter competere con un dipolo a mezza lunghezza d'onda (half-wave dipole).

Allora perché usare un loop?

Specialmente perché il loop ha due punti di massima attenuazione («null») per eliminare segnali locali, interferenze, disturbi di linee elettriche, ecc.

Con segnali DX il loop è relativamente non direzionale a causa della polarizzazione casuale (random) dei segnali riflessi dalla ionosfera. Grazie alla possibilità di attenuare fortemente il rumore locale, il loop presenta un ottimo rapporto segnale/rumore in molte circostanze. Nel caso di disturbi atmosferici, se il loop è direzionato verso il luogo della tempesta, il livello del rumore può essere ridotto sostanzialmente. Sulla costa atlantica degli USA, per esempio, il rumore atmosferico sembra provenire, in estate, dal centro del Canada; sistemando il loop in quella direzione, si riduce il livello di rumore di diversi punti dello S-meter.

La cosa più importante è che il loop fornisce una eccellente attenuazione dei diabolici segnali degli oscillatori sweep TV, che rendono così fastidiosa la ricezione nelle ore serali.

Per essere efficace nell'interno dell'abitazione, il loop deve avere uno schermo elettrostatico per ridurre la captazione dei disturbi provenienti dall'impianto elettrico della casa.

Alcuni sperimentatori hanno usato questi loop per i 160 m, e lo scopo di questo articolo è di fornire al Lettore due versioni collaudate che possono essere facilmente duplicate. Vale la pena di costruirsi un'antenna loop se si vuole operare su questa gamma e collezionare le QSL per il DXCC!

Il loop per i 160 m di W6GPY

Il loop di W6GPY fu costruito prima della guerra e descritto in QST, Aprile 1938 (figura 2). Non mettetevi a ridere: funzionava bene allora, e funziona ottimamente oggi.

Il loop consisteva di quattro spire di filo da collegamenti spaziate all'interno di uno schermo elettrostatico formato da un tubo di rame di diametro interno di 25 mm. Il diametro del loop era di 50 cm. Il loop si portava a risonanza con un condensatore da 350 pF ed era accoppiato al ricevitore per mezzo di un link di una spira e di una linea bilanciata a bassa impedenza. Un'estremità dello schermo di rame era isolata da massa per evitare di cortocircuitare il loop.

Per quanto riguarda il funzionamento, l'articolo originale di W6GPY diceva: *«Le antenne loop sono caratterizzate da sintonia molto larga (broad) quando sono orientate per il massimo segnale, e da sintonia molto stretta (sharp) quando sono orientate per il minimo segnale. Questo vuol dire che il minimo stretto può essere sistemato verso il segnale interferente o rumore, e il massimo largo permette la ricezione del segnale desiderato.»*

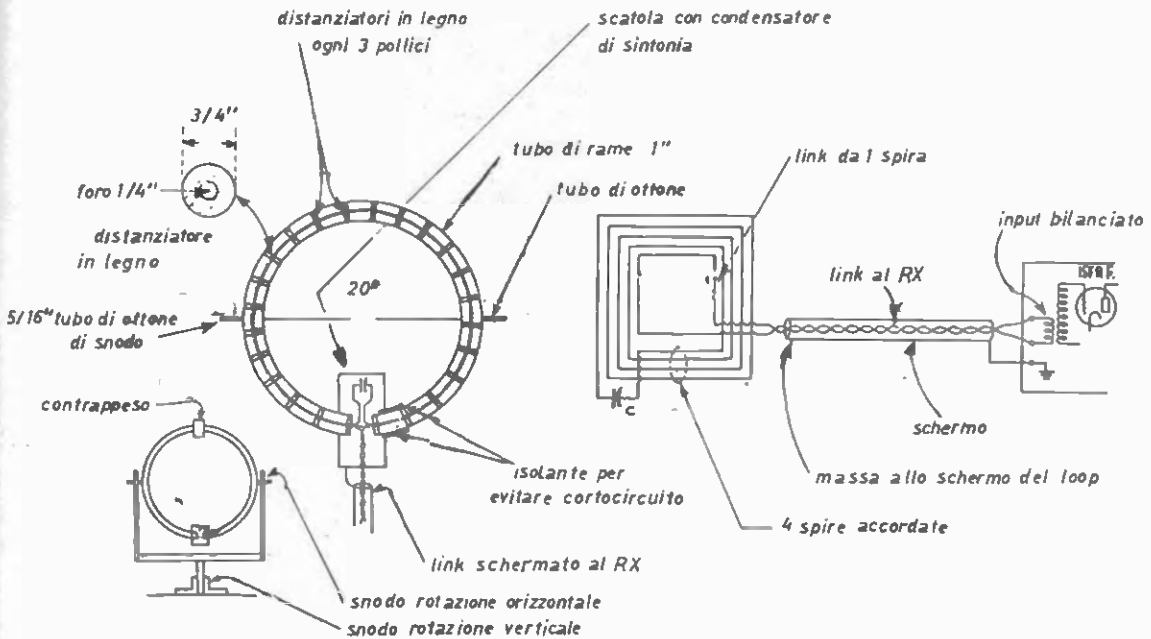


figura 2

Riproduzione del disegno del loop ricevente per i 160 m di W6GPY, QST 1938, con traduzioni in Italiano. Uno schermo elettrostatico di tubo di rame per acqua circonda il loop di 4 spire. Una estremità del tubo è isolata da massa per non formare una spira di cortocircuito. Questa costruzione di lusso è rotabile nel piano verticale e orizzontale; togliendo una spira, l'antenna funziona sugli 80 m.

Lo scoppio della guerra e la cessazione dell'attività radiantistica nel 1941 pose fine alla sperimentazione e l'argomento restò relativamente ignorato finché le possibilità di DX in 160 m furono di nuovo esplorate tra il 1960 e il 1965. L'OM statunitense W6PO aveva eretto una ground-plane caricata per i 160 m; aveva osservato che andava molto bene in trasmissione ma era quasi inutile in ricezione, poteva ascoltare solo rumore. Ricordando l'articolo di W6GPY, W6PO costruì il loop schermato di figura 3 che è ancor oggi in uso da W6SAI.

Per aumentare il guadagno del loop si è interposto un piccolo preamplificatore fra esso e il ricevitore. Il Q del loop è molto alto e il picco del rumore di fondo è molto stretto quando si porta a risonanza il loop. Con i valori dati il loop accorda da 1,4 a 3,2 MHz. Il Q del loop e la selettività diventano scarsi verso i 2,8 MHz. Il loop è sistemato sopra il ricevitore e funziona molto bene. La banda passante a -3 dB è circa 20 kHz; perciò il loop deve essere sintonizzato con precisione per il massimo segnale. La ricezione è eccellente, e il rumore di S9 + 40 di un oscillatore sweep TV può venire abbassato al livello di rumore del sistema che è di circa S4 durante le ore diurne dell'estate.

Come previsto, l'angolo di captazione è molto largo e il loop è lasciato in direzione est-ovest per la maggioranza dei segnali in arrivo.

W6SAI, che lo ha provato, ha usato questo loop per molti mesi finché W6PO gli ha fatto capire che lo riveleva. Così ha deciso di costruirsene uno.

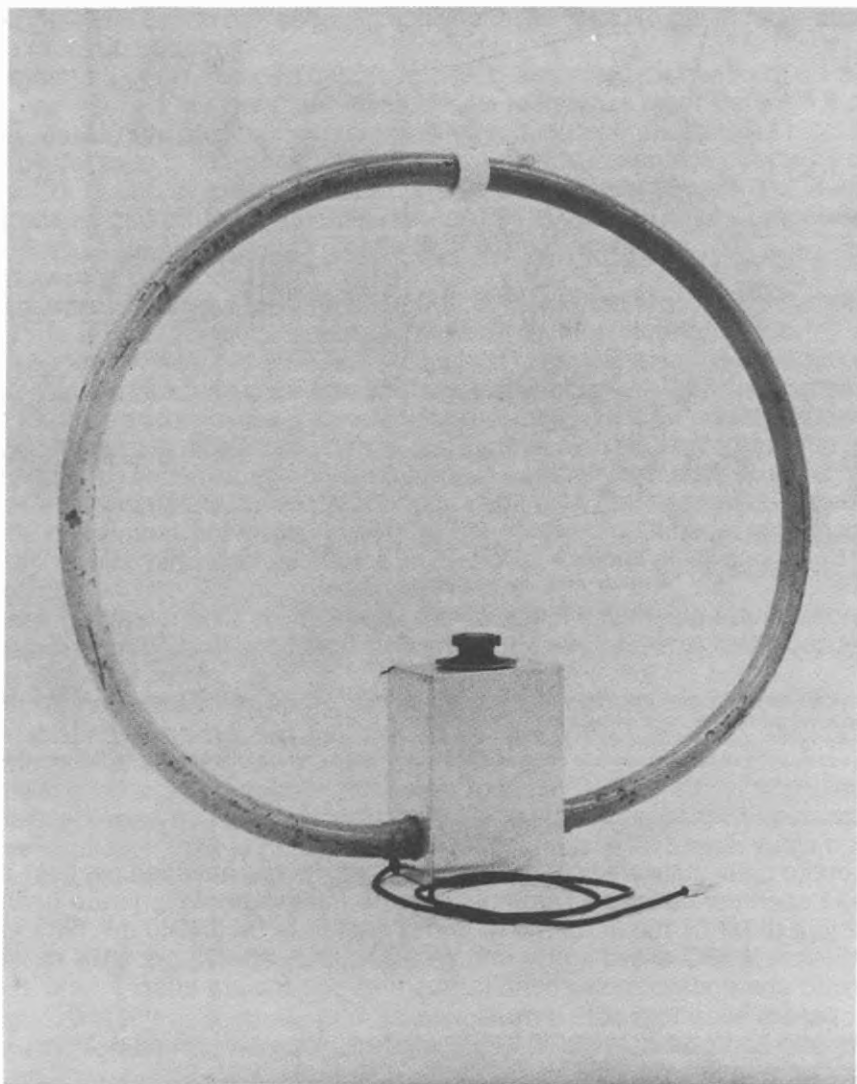


figura 3

Versione di W6PO del loop ricevente di W6GPY.

Per facilità di costruzione lo schermo elettrostatico è interrotto alla sommità con un anello di materiale fenolico.

Il loop è fatto da 5 spire di filo per collegamenti, ogni filo ha un colore diverso. Una sesta spira costituisce il link di accoppiamento al preselettore; per mezzo di rondelle fenoliche i fili sono distanziati dal tubo che ha un diametro di 50 cm. Nei fili del loop sono innestate le rondelle che poi sono legate ai fili. Prima dell'assemblaggio si introducono i fili nei due semicerchi. Dei raccordi sono saldati al tubo di rame e detti raccordi sono fissati alla scatola di alluminio di 7,5 x 10 x 12,5 cm. Il condensatore di sintonia è sulla sommità della scatola e il cavo coassiale esce da un lato della scatola.

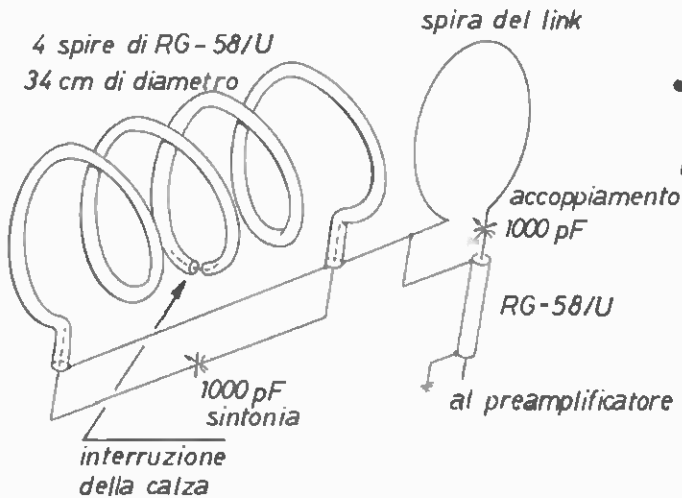
È facile collegare in serie i singoli fili, essendo di colore diverso.

A seconda del numero delle spire attive, il loop può accordare da 4 MHz a circa 1.300 kHz; il tubo di rame ha un diametro di ~ 2 cm.

Il loop per ricezione di W1FB per i 160 m

L'idea di piegare a forma di cerchio del tubo di rame non entusiasmava molto W6SAI. Certamente doveva esserci un modo più semplice per costruire un loop schermato. W6SAI ricordava di aver letto qualcosa sull'argomento su QST. Una rapida scorsa degli indici annuali di QST non dette risultati positivi. Decise di sfogliare QST numero per numero e trovò quello che cercava nel numero di luglio '77 sotto il titolo un po' misterioso di «Beat the noise with a scoop loop» (Combatti il rumore con uno «scoop loop»). Questo eccellente articolo di W1FB descriveva un semplice loop schermato fatto con cavo coassiale.

La figura 4 mostra il circuito elettrico del loop, e un duplicato di questo loop è ora in funzione da W6SAI (figura 5).



*facile e
utilissimo*

figura 4

Vista obliqua del loop di W1FB, discusso in QST, luglio '77.

Il loop consiste in un pezzo di cavo coassiale RG-58/U lungo 4,40 m.

La calza è interrotta al centro per una lunghezza di 2,5 cm. Il cavo viene avvolto in modo da formare una bobina di 4 spire Ø 34 cm. L'interruzione della calza è nella parte inferiore. Le due estremità della calza sono collegate insieme e formano il punto comune di massa. Il conduttore centrale è accordato con un variabile a compressione in mica. Un variabile broadcast a tre sezioni, fornito di scala, sarebbe un meccanismo di sintonia più adatto. La bobina di 4 spire di cavo coassiale è tenuta insieme con nastro isolante. È consigliabile coprire con nastro anche l'interruzione al centro della bobina per evitare un cortocircuito. Il condensatore di sintonia è regolato per il massimo segnale. Il condensatore di accoppiamento è diminuito finché si nota un calo nella forza del segnale. Un accoppiamento minimo fornisce la massima selettività.

Costruito in un pomeriggio, il loop di W1FB si comporta quasi così bene come il più complesso loop di W6GPY. Il guadagno del loop in cavo coassiale è un po' più basso di quello in tubo di rame. La larghezza di banda è la stessa, con il condensatore di accoppiamento ben regolato (circa 350 + 450 pF). Eccellente la ricezione dei segnali ad angolo retto rispetto al piano del loop. L'unico problema con questo loop autosupportante è che esso si affloscia e si trasforma in un «hula-hoop»! Di tanto in tanto bisogna ridargli la sua forma circolare, se non altro per ragioni estetiche!

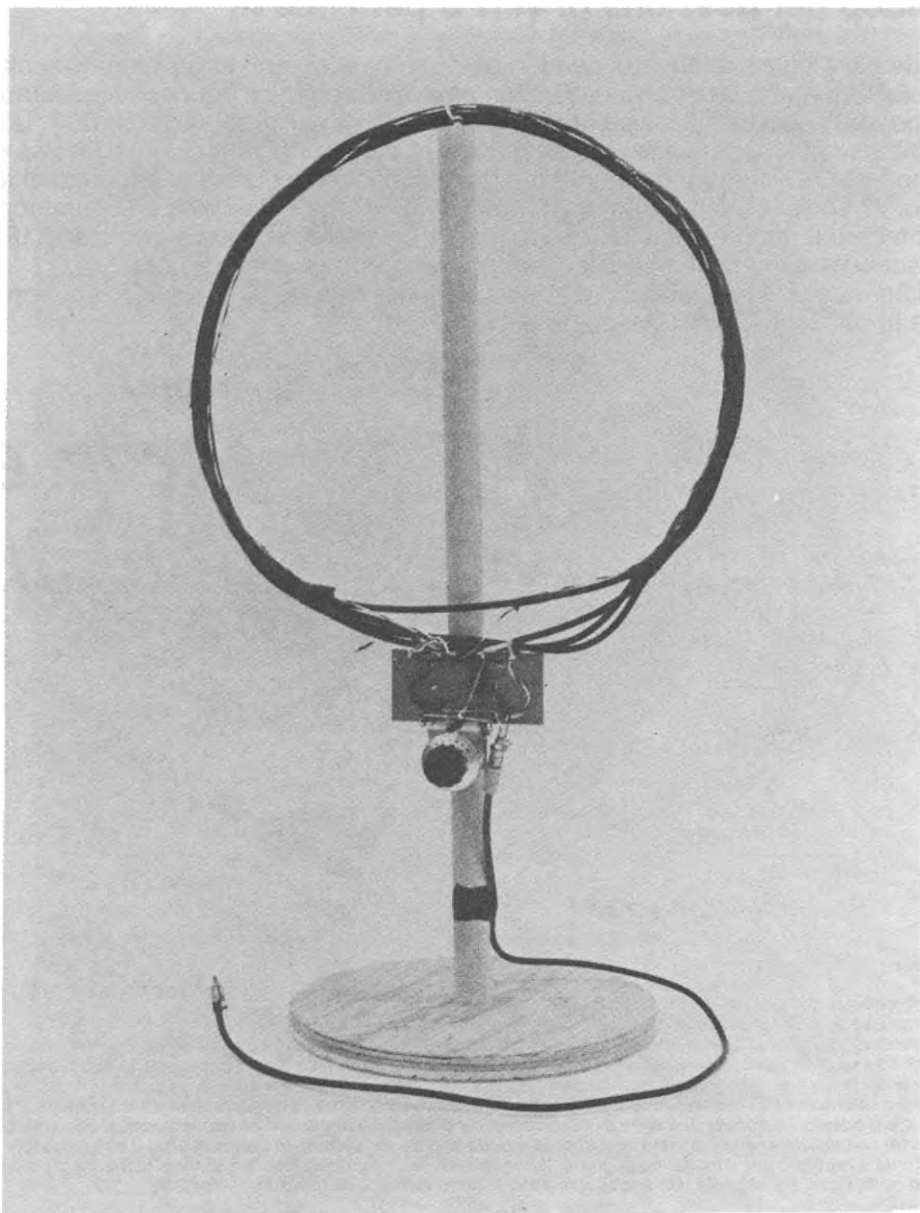


figura 5

Versione casalinga del loop ricevente per i 160 m di W1FB.

Il loop consiste di quattro spire di cavo coassiale RG-58/U; il link è una spira di filo per collegamenti. La calza del cavo è interrotta al centro del loop per 2,5 cm. Il loop è accordato con una capacità di 500 pF (un variabile da 350 pF con un condensatore fisso da 150 pF in parallelo). Il variabile in serie è stato sostituito da un condensatore fisso, dopo aver trovato il giusto grado di accoppiamento con il preselettore. Il supporto del loop è costituito da un tubo di legno e da un piedistallo di compensato. Tempo di montaggio: circa un'ora. Il loop è sistemato sul ricevitore.

In altri articoli sui loop si dava importanza al fatto che la capacità fra loop e schermo deve essere bassa per ottenere il risultato migliore. La capacità per metro del cavo RG-58/U è molto alta; si è allora costruito un altro loop con il cavo a bassa capacità RG-62/U. Non si sono notate apprezzabili differenze rispetto all'altro loop. Possiamo quindi dire che il loop di W1FB va bene così com'è.

Preamplificatore per il loop

Entrambi i loop forniscono al ricevitore un segnale che è di $15 + 20$ dB inferiore rispetto a una buona antenna esterna. È necessario quindi un preamplificatore a basso rumore con un guadagno di circa 20 dB.

Un tipico amplificatore si trova nell'articolo di DeMaw (W1FB) e altri si trovano sul mercato. L'unità usata da W6SAI era l'economico AMECO PLF-2, comprato a un «mercato delle pulci».

Uso del loop ricevente

È facile. Accordare loop e preamplificatore per il massimo rumore di fondo. Orientare il loop per la massima reiezione del rumore dell'impianto elettrico o dell'oscillatore sweep TV.

Se non c'è il problema dei disturbi, orientare il loop per la migliore ricezione dei segnali desiderati. Come detto prima, il diagramma di captazione del loop è molto largo e l'angolo di reiezione (null) molto stretto. Non ci vuole molto tempo per imparare a usare questo prezioso accessorio per la banda dei 160 m.

Non sovraccoppiare il loop e il preselettore, avreste difficoltà nella sintonizzazione del loop, e ci sarà interazione fra la sintonizzazione del loop e la sintonia del preselettore.

Altre soluzioni al problema della ricezione

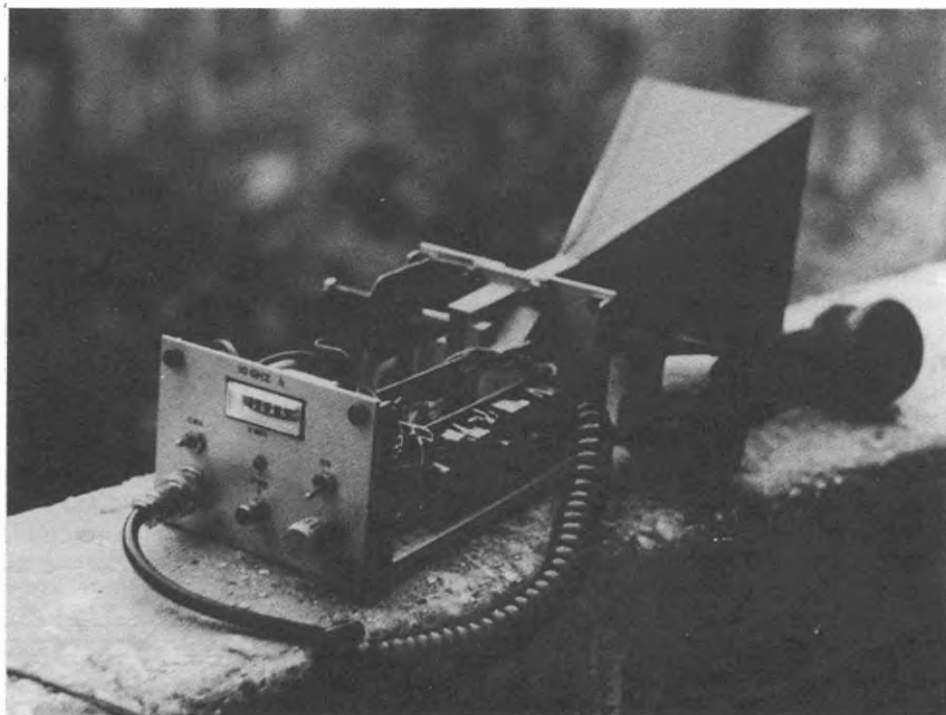
Il semplice loop sembra essere un'antenna popolare per i 160 m. Alcuni sperimentatori hanno provato con una «long wire» (da 100 a 300 metri) a $30 + 60$ cm al di sopra del terreno. Altri hanno provato la più complessa «long-wire Beverage antenna». Molti DXer hanno più di un'antenna con relativo commutatore. Molto dipende dal rumore locale. Durante l'ultima estate alcuni OM USA hanno condotto una prova valida consistente nella possibilità da parte dei W6 di ricevere ZD8TC (Ascension Island) nel QRN locale. Entrambi i loop hanno fornito segnali intellegibili, mentre ZD8TC non si poteva copiare su un'alta antenna orizzontale esterna. La ricezione di ZD8TC era possibile su una grande ground-plane in presenza di forti segnali, ma l'intellegibilità (readability) era molto migliore con la piccola antenna loop sistemata sul ricevitore! *****

AVANTI con cq elettronica

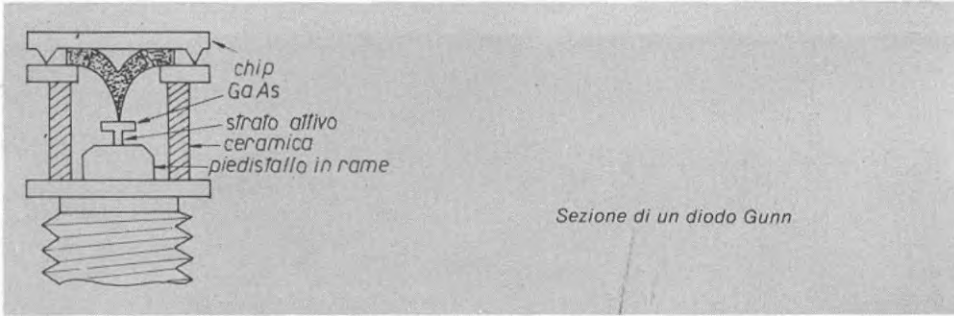
ricetrasmittitore per i 10 GHz

IW3QDI, Livio Iurissevich

L'affascinante gamma delle microonde ha la possibilità di essere esplorata da chiunque, infatti sono disponibili ora sul mercato italiano cavità di vari tipi e a prezzi interessanti, alla portata di tutti; inoltre le testine sono complete di diodi Gunn e diodi Schottky, necessari uno per la trasmissione e uno per la ricezione.

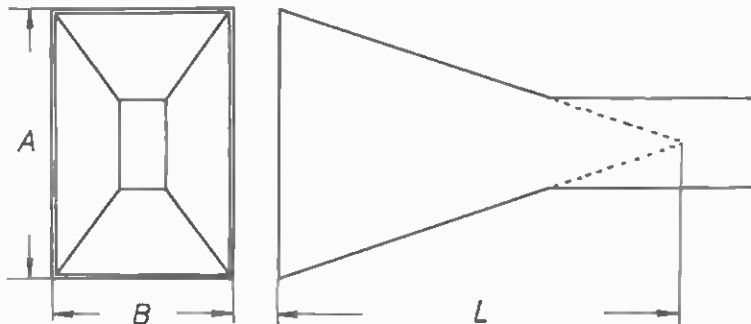


Le cavità in commercio posseggono un diodo Gunn da 10 mW, ma ce ne sono anche da 15 a 50 mW (con conseguente incremento anche del prezzo).



Durante le mie prove ho rilevato che 10 mW sono già più che sufficienti per coprire distanze notevoli, sembra che il record mondiale di distanza coperta sia di circa 500 km e forse più, ed è naturale che il tutto è dipendente in certe particolari condizioni di propagazione, come la superrifrazione, fenomeno per il quale il fascio di onde segue la curvatura della terra, inoltre fattori come pioggia, nebbia, neve e pure le stagioni influenzano molto le microonde, per cui le trasmissioni su lunga distanza sono da considerarsi, su queste frequenze, a uso sperimentale. Ritornando alla potenza dei soli 10 mW, la si potrà enfatizzare con un'antenna avente un guadagno ad esempio di 20 dB (circa 100 volte).

Una soluzione per l'antenna è presentata qui sotto ed è tratta da «VHF Communications» del 1/77; è dovuta al radioamatore G3RPE.



guadagno
a 10,368 GHz

3 dB
ampiezza del fascio

dimensioni
in mm

A

B

L

15 dB

$\pm 15^\circ$

70

57

57

20 dB

$\pm 8^\circ$

128

104

189

25 dB

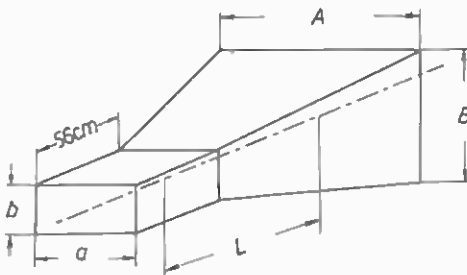
$\pm 5^\circ$

220

180

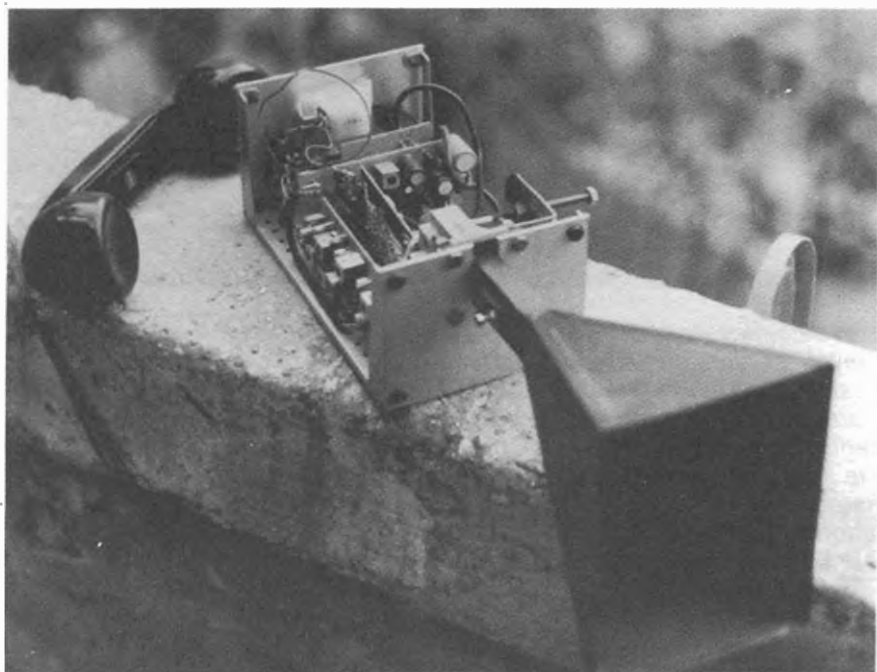
568

Altra soluzione tratta sempre da «VHF Communications» del 2/77:



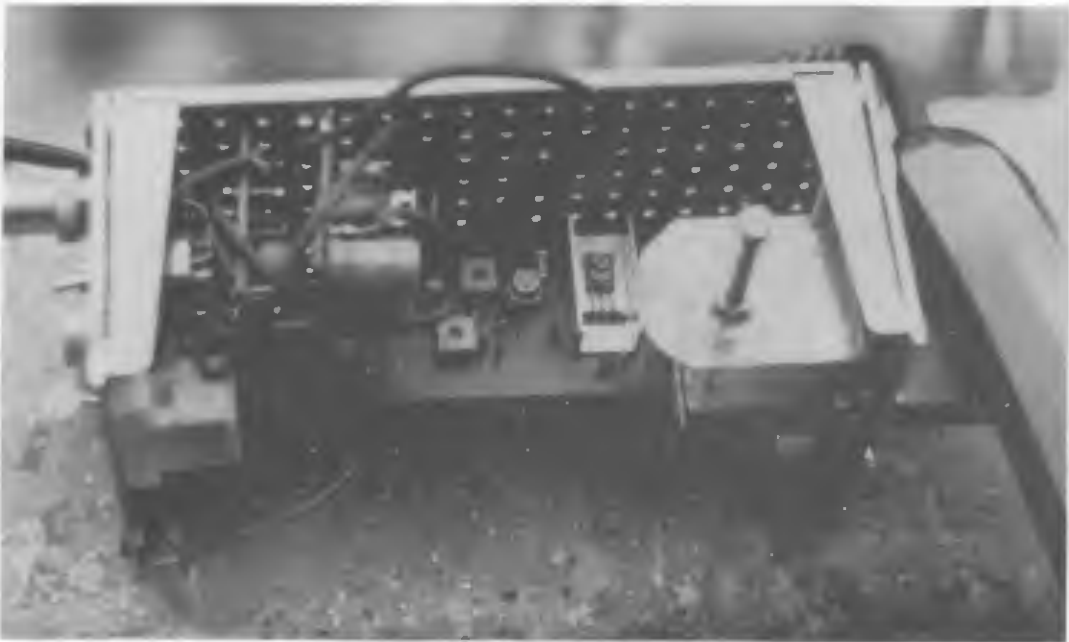
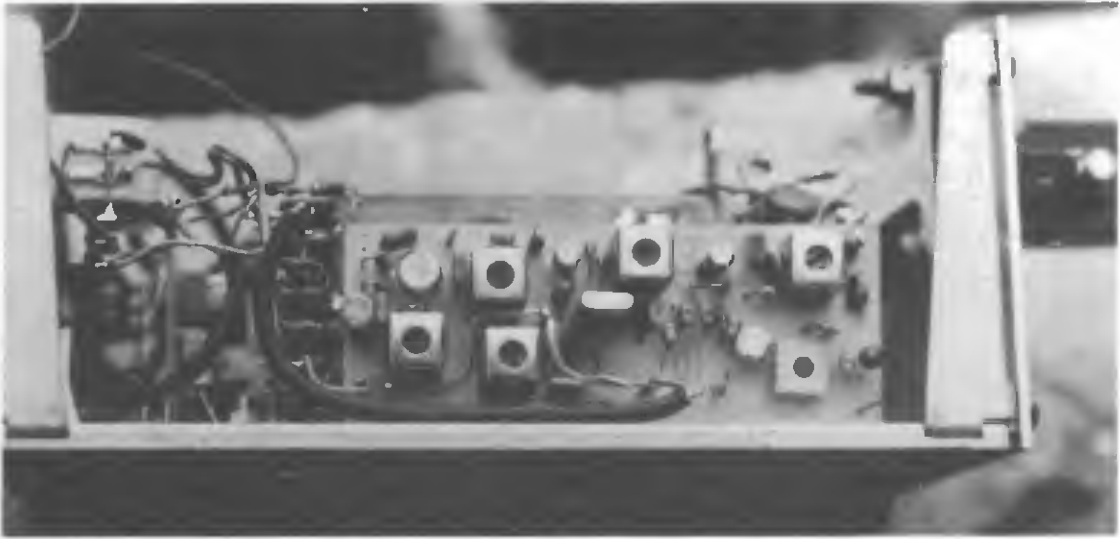
$f = 10,3 \text{ GHz}$

L (cm)	A (cm)	B (cm)	guadagno
3,65	7,65	5,67	15
15,16	13,60	10,08	20
53,45	24,19	17,92	25



*molto
forte*

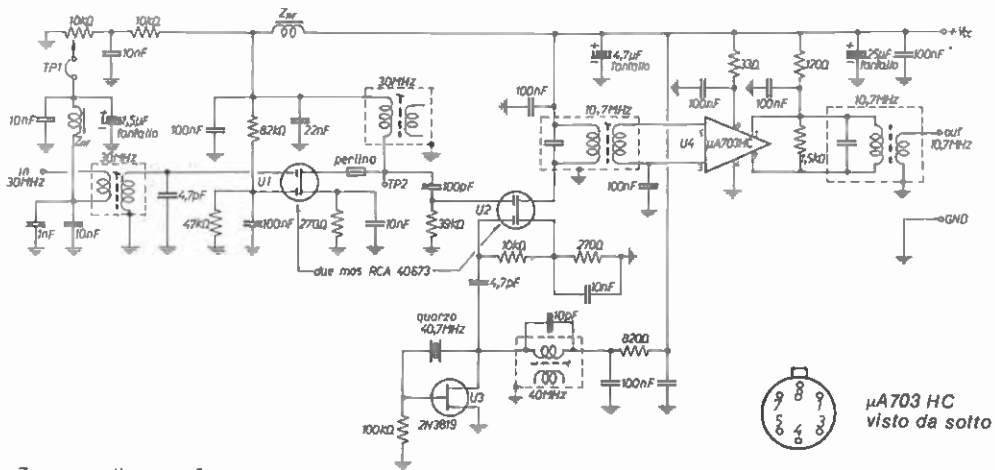




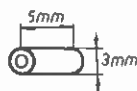
Il ricevitore da me progettato è stato sperimentato da due anni, posso ritenerlo perfetto sotto ogni punto di vista, infatti non ha mai dato segni di instabilità alle variazioni di temperatura, nè autooscillazioni, e un fatto molto importante: non ho mai captato trasmissioni CB o altre di natura diversa: il primo segnale captato potrete essere certi sarà in gamma 10 GHz.

Parte ricevente

Stadio di alta e media frequenza



Z_{RF} = perline:



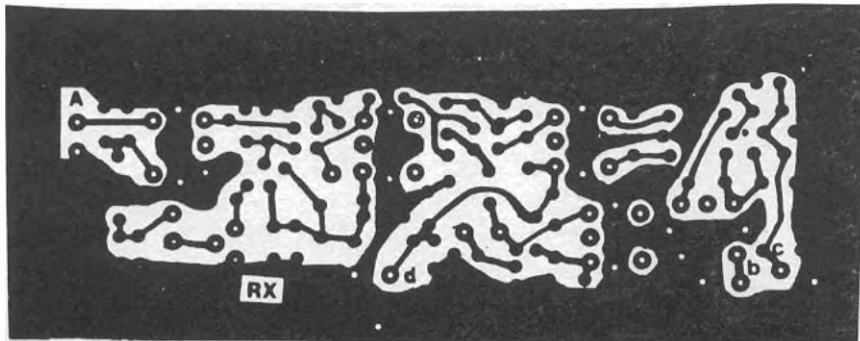
Avvolgere 6 + 7 spire di filo smaltato da 0,3 mm in questo modo:



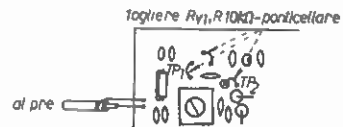
MF 10,7 = color arancio

MF da 30 e 40 MHz: utilizzare come supporti le coppette di MF 10,7 color rosa, senza condensatori indi riavvolgere il tutto nel seguente modo: 5 + 6 spire dello stesso filo, secondario 3 spire.

Circuito stampato di alta e media frequenza e convertitore 10,7

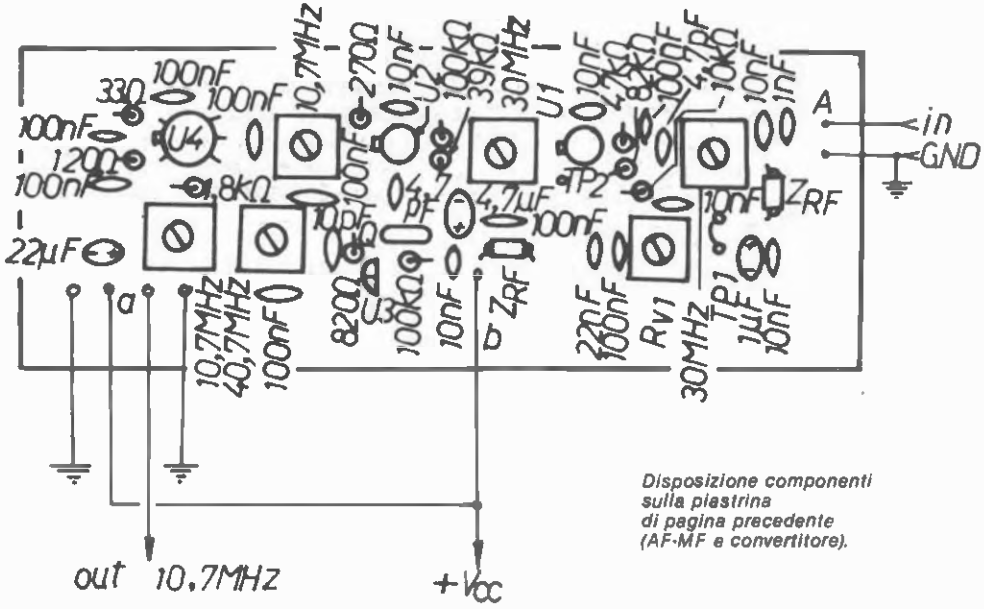


Per usare un preamplificatore a 30 MHz vicino la cavità, modificare come in figura:

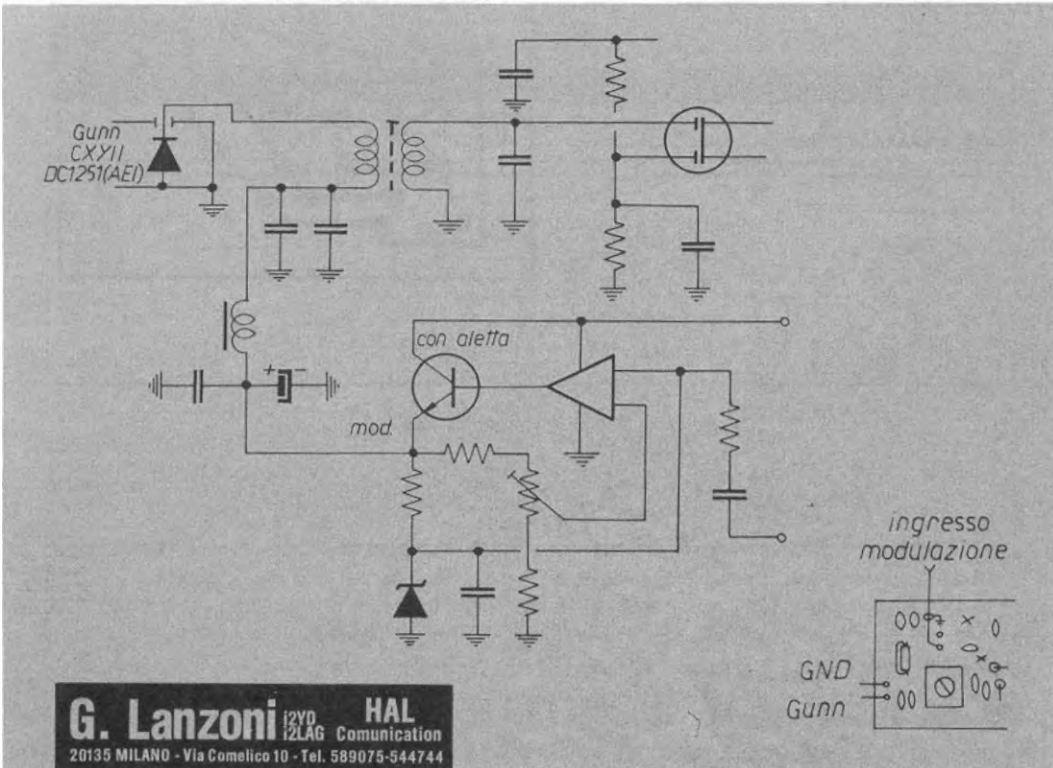


Con questa modifica potrete prelevare dal cavetto schermato per RF l'alimentazione per il preamplificatore.

Per la cavità ho utilizzato la testina n. MA86501.



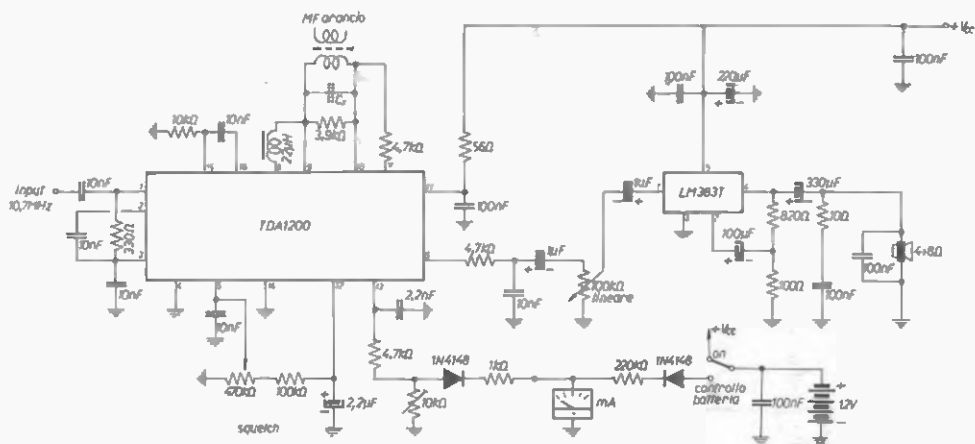
Per le cavità modello DC1251 (AEI) collegare i circuiti come in figura:



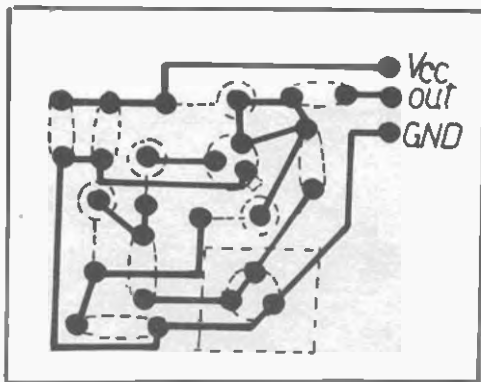
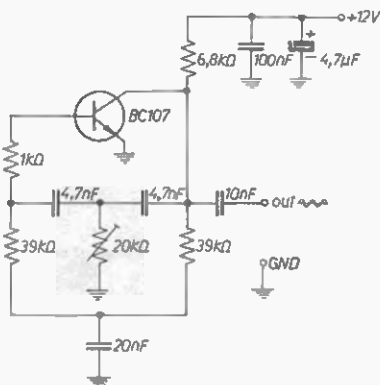
G. Lanzoni 12VD **HAL**
12LAG Communication
 20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075-544744

Parte ricevente

Stadio rivelatore di MF e amplificatore BF

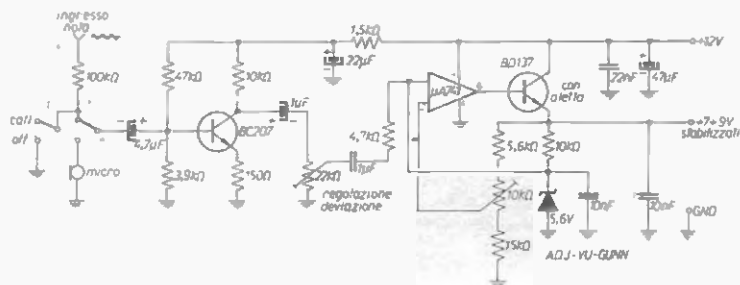


Parte trasmittente



Nota di chiamata

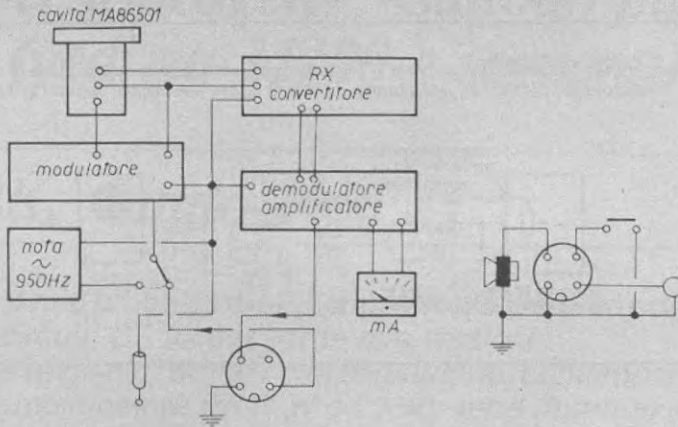
Modulatore stabilizzato per diodo Gunn



La parte più delicata del montaggio del ricevitore sono le bobine di MF a 10,7 colore rosa, che con molta delicatezza si dovranno riavvolgere facendo attenzione a non romperle; per il quarzo, se avete difficoltà a trovarlo, potrete usarne uno da 39,999 facile da reperire in quanto è utilizzato nei convertitori 144 + 145 in 27 MHz; chiaramente l'uscita invece di 10,7 sarà di $39,999 - 30 = 9,999$ MHz; con quest'ultima soluzione tutte le MF arancio si sintonizzano perfettamente pure sui 9,2 MHz. L'unica modifica da apportare è l'aggiunta di un condensatore ceramico da 12 pF sui piedini 9 - 10 del TDA1200.

Schema di montaggio

Tutti i collegamenti devono essere schermati, e così pure le alimentazioni.



Che dici,
questa situazione
ci autorizza
a usare
il canale
di emergenza?

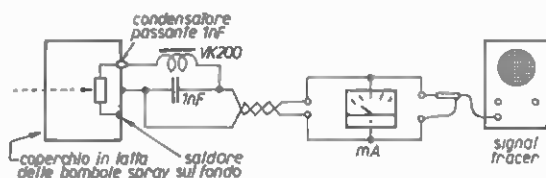


La taratura di tutto il ricevitore necessita di un generatore sui 30 MHz modulato, possibilmente in modulazione di frequenza, il tutto non è critico, ad ogni modo rassicuratevi che l'oscillatore sui 40,7 funzioni, indi collegare l'ingresso al diodo Schottky, i collegamenti devono risultare molto corti: a questo punto fare molta attenzione a non toccare con le mani o con la punta di un saldatore il diodo di ricezione onde evitare di metterlo fuori uso, essendo molto delicato.

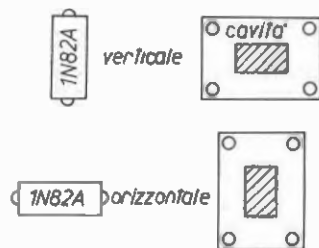
Quindi applicare su «TP1» un milliamperometro, dare tensione e regolare Rv1 fino a leggere circa 0,5 mA: quest'ultimo verrà regolato più minuziosamente ricevendo un segnale di un vostro corrispondente per la massima sensibilità.

Per controllare la parte trasmittente, consiglio di utilizzare lo schema come nello schizzo qui sotto, indi puntare verso la cavità a una distanza di circa 40 cm rispettando la polarità: con questo sistema potrete calcolare con quale tensione il diodo Gunn dà la sua massima potenza.

Per coloro che non hanno possibilità di provare la trasmissione consiglio la costruzione di un semplice e per niente costoso rivelatore di microonde utilizzando un diodo usato nei vecchi tuner TV, siglato 1N82A:



Rispettare le polarizzazioni come segue:



Ai fini del collegamento è molto importante che l'ingresso del ricevitore risulti del valore di 30 MHz e non diversamente in quanto non riuscirete a trasmettere in duplex.

A questo punto vi auguro un buon lavoro, sperando vi dia ottime soddisfazioni!

ogni articolo vi costa quanto mezza tazzina di caffè

RIFLETTETE, GENTE, RIFLETTETE!

Amplificatore stereo

7 W

e schema autoradio

*per il progetto «sintoampli»
(vedi cq 11/80 e seguenti)*

I4NBK, Guido Nesi

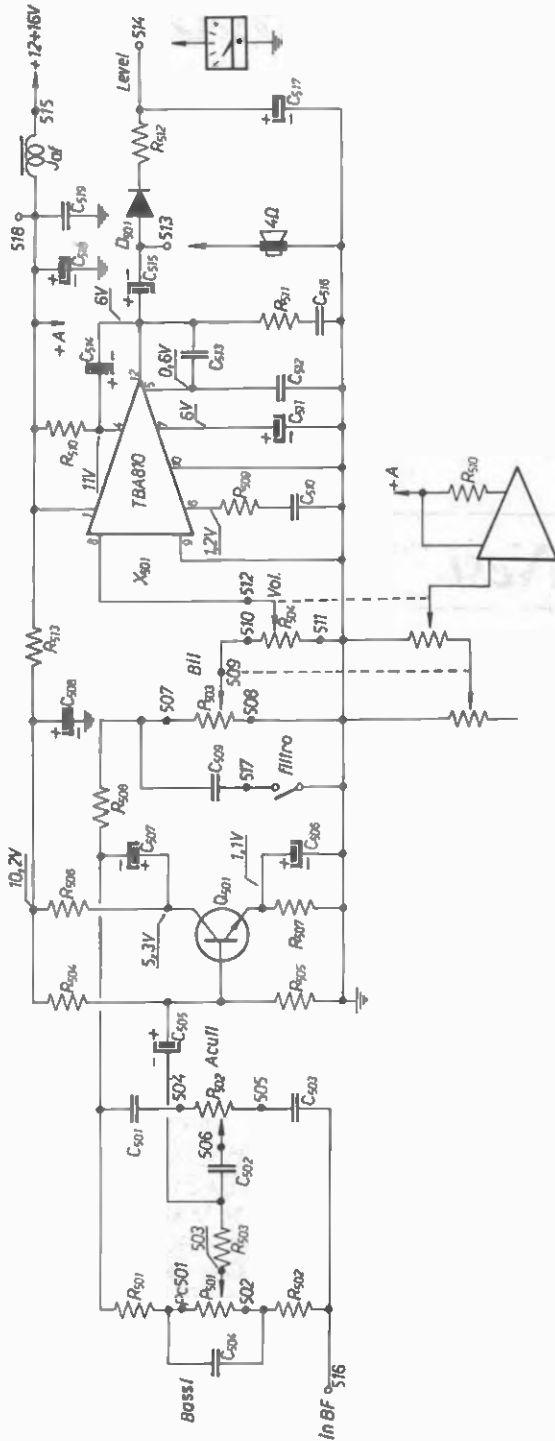
Completo il mio progetto di sintoamplificatore stereo con la descrizione dei circuiti BF idonei per le due versioni.

In questo e negli altri articoli che seguiranno, contemporaneamente a ogni amplificatore BF (7 W e 20 W), verrà riportato anche il rispettivo schema dei collegamenti fra le varie schede viste in precedenza in modo da realizzare l'apparecchiatura per il quale egli si rende idoneo (sinto oppure autoradio, anche se il titolo ha sempre sottolineato il primo).

Come ho già detto in occasione delle note caratteristiche, la versione sintoamplificatore è dotata di due finali da 20 W. Questi vengono alimentati con doppia tensione, riducendo notevolmente le dimensioni non richiedendo condensatori in uscita. È bene anticipare che nelle prossime parti presenterò un tipo di amplificatore da 20 + 20 W a 15 V, cioè per auto, ma che potrebbe essere ugualmente utilizzato per la versione sinto: la scelta su l'uno o su l'altro verrà fatta in base a elementi ed esigenze personali.

Lo schema elettrico dell'amplificatore stereo per auto è riportato in figura 5.1. I circuiti finali di potenza sono costituiti dall'integrato tipo TBA810 il quale è in grado di fornire una potenza d'uscita di 7 W se alimentato a 16 V su di un carico di 4 Ω. In auto, essendo la tensione di bordo leggermente inferiore, leggermente inferiore sarà pure la potenza disponibile (circa 6 W a 14 V). Chi vorrà fare un sistema estraibile con uso misto (abitazione/auto) potrà alimentare il tutto a 16 V quando trovasi in casa ottenendo così la massima potenza.

Il circuito elettrico dello stadio di potenza è lo stesso consigliato dal data-book della Casa costruttrice dell'integrato. Il condensatore C_{513} è stato scelto per una B da 40 a 20.000 Hz con un valore di 47 Ω di R_{509} , la quale, a sua volta, è stata scelta per un guadagno in tensione ad anello chiuso di circa 38 dB teorici. Dal grafico risulta essere $C_{513} = 820$ pF (nel data-book S.G.S. è numerato C3). Allo



- R501 10 kΩ
- R502 10 kΩ
- R503 39 kΩ
- R504 220 kΩ
- R505 47 kΩ
- R506 6,8 kΩ
- R507 1,5 kΩ
- R508 4,7 kΩ
- R509 47 Ω
- R510 100 Ω
- R511 5 Ω
- R512 3,3 kΩ (vedi articolo)
- R513 1,5 kΩ
- P501 2 × 220 kΩ, lineare
- P502 2 × 220 kΩ, lineare
- P503 2 × 100 kΩ, lineare
- P504 2 × 100 kΩ, logaritmico
- C501 2,7 nF
- C502 5,6 nF
- C503 2,7 nF
- C504 33 nF
- C505 10 F/10V
- C506 10 ..F/10V
- C507 10 ..F/10V
- C508 100 ..F/16V
- C509 3 nF
- C510 220 ..F/10V
- C511 100 ..F/10V
- C512 3,9 nF
- C513 820 pF
- C514 100 F/16V
- C515 2.000 ..F/10V
- C516 100 nF
- C517 10 ..F/10V
- C518 4.000 F/20V
- C519 1 nF
- T501 BC209
- D501 1N4148 o equivalente
- X501 TBA810 AP o AS
- ZRF VK200

I componenti sono in numero doppio
tranne C518, C519, ZRF e i potenziometri.

figura 5.1

Schema dell'ampl stereo 7 W
con alimentazione da 12 a 16 V
Idoneo per la versione autoradio.
I punti di misura
si intendono riferiti a
una tensione di alimentazione di
12 V misurati con tester 20.000 Ω/V.

schema consigliato dalla Casa è stato aggiunto il circuito raddrizzatore, in uscita, per ottenere la componente continua in funzione dell'intensità di volume atta a pilotare il VU-Meter ad esso collegato. R_{512} verrà definita in fase di collaudo in funzione della corrente di fondo scala dello strumentino utilizzato. Per $250 \mu A$ di f.s. tale valore sarà circa $3,3 k\Omega$ come riportato nella nota componenti. Al pin 8 dell'integrato è applicato il segnale d'ingresso dosato dal potenziometro di volume P_{504} il quale si trova inserito nel circuito di polarizzazione d'ingresso (risparmiando così lo spazio di un condensatore elettrolitico e di una resistenza, per canale). Si passa quindi allo stadio regolatore toni bassi e acuti. Trattasi del circuito Baxandall il quale offre un'ampia regolazione separata dei bassi e acuti come visibile in figura 5.2.

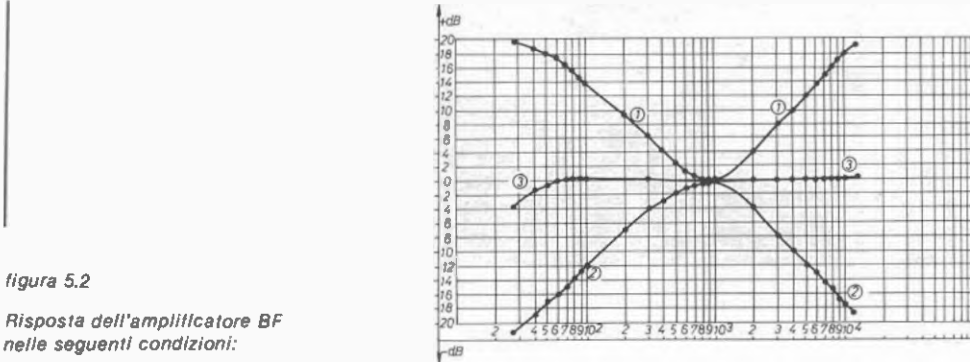


figura 5.2

Risposta dell'amplificatore BF nelle seguenti condizioni:

grafico 1), controllo bassi acuti al massimo;
grafico 2), con controllo toni al minimo;
grafico 3), risposta dello stadio finale di potenza.

Lo 0 dB del grafico 1) corrisponde a un guadagno circa unitario del Baxandall, mentre nel grafico 2) corrisponde a un'attenuazione di circa 4 dB.

Fra questo stadio e il potenziometro di volume, il segnale attraversa la cella filtrante RC, composta da R_{508} e C_{509} (quest'ultimo includibile tramite interruttore), e il potenziometro di bilanciamento P_{503} . Il filtro di tipo passa-basso ha frequenza di taglio circa a 10 kHz (modificabile variando il valore di C o R logicamente) e può essere utile inserirlo durante l'ascolto di emittenti stereo per attenuare il fruscio che spesso le accompagna.

Infatti, la separazione dei canali con il sistema a rilevazione sincrona operata dall'integrato decoder nel ricevitore, porta ad avere uno spettro ultrasonico sommato ai canali. In questo spettro ultrasonico sono presenti, oltre alle varie bande laterali, una parte del segnale a 19 kHz parzializzato dai segnali di commutazione (quindi ricco di armoniche) e residui di onda quadra di 38 kHz (anch'esso ricco di armoniche). Pertanto, il nostro filtro potrebbe essere costituito anche da trappole a 19 e 38 kHz, oltre che dal P.B., in modo da causare una forte attenuazione di questi segnali (ma la soluzione migliore sarebbe inserire filtri attivi passa-basso, all'uscita di ogni canale dal decoder, con pendenza 12 dB/ottava come verrà presentato nel prossimo articolo). Tutto questo per evitare che prodotti di intermodulazione nell'amplificatore cadano nello spettro udibile. Va detto comunque che la soluzione adottata, sommata all'efficacia del circuito di deenfasi sull'integrato decoder, soddisfa ugualmente anche l'orecchio abbastanza esigente ottenendo il vantaggio della riduzione dei componenti e quindi dello spazio. Chi non si porrà questi problemi, potrà anche sostituire l'interruttore meccanico di inclusione filtro, con altro di tipo elettronico comandato automaticamente dallo stesso circuito comando led stereo con possibilità di disgiungerlo nei casi ove non risulti necessario.

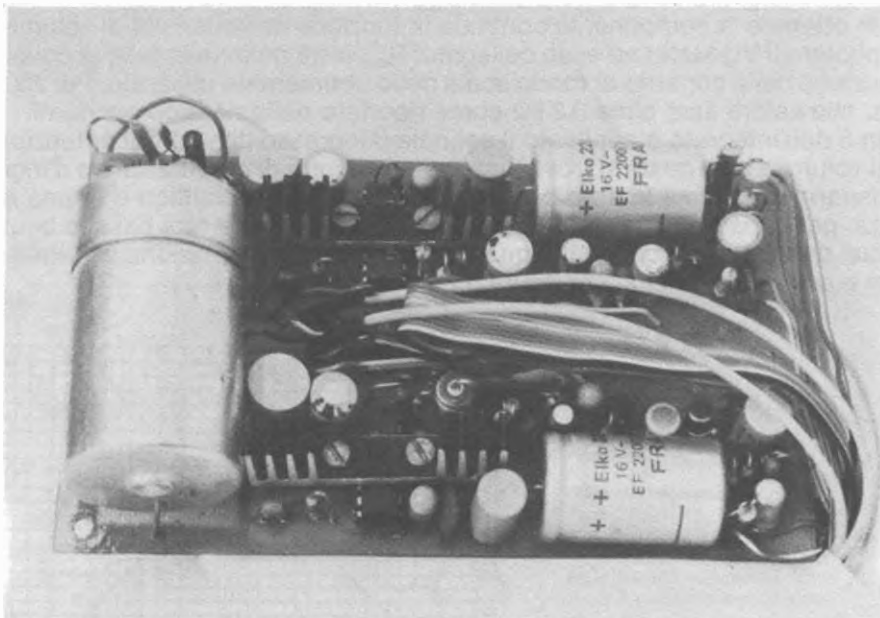


figura 5.3

Vista della scheda amplificatrice stereo. È munita di piattina multifili per collegamento ai potenziometri di tipo da pannello anziché per circuito stampato.

Stessa cosa va detta per il circuito d'ingresso ove il segnale viene subito applicato al controllo toni. Potrà essere aggiunto uno stadio amplificatore (come riportato nello schema di figura 6.1 (prossimo articolo), il quale potrebbe rivelarsi utile qualora l'ingresso esterno venisse collegato a una debole sorgente di segnale.

Vediamo ora la realizzazione di questo schema. In figura 5.3 è riportata la foto della scheda contenente i due canali. È visibile il sistema di montaggio dei radiatori per i quali i componenti sono stati disposti in modo da lasciare loro lo spazio necessario. Questi radiatori sono ricavati da una sbarra radiante di larghezza circa 40 mm (spazio permesso dai componenti). L'integrato, quindi, è necessario sia del tipo per radiatore separato e cioè il TBA810 AS o TBA810 AP (non il tipo TBA810 S che possiede alette per circuito stampato).

In figura 5.4 è riportato il disegno del circuito stampato in scala 1:1 visto lato saldature. Questo è in grado di accogliere direttamente i doppi potenziometri per circuito stampato (il tipo con reofori lunghi) evitando così i vari collegamenti. In caso non fosse possibile sistemare la scheda nei pressi del pannello frontale, per uscire con gli alberini dei potenziometri, potranno essere effettuati i dovuti collegamenti tramite piattina multifili (come visibile nella foto di figura 5.3) o, in caso di distanza eccessiva, con cavetti schermati.

In figura 5.5 è riportata la mappa componenti vista lato saldature dove è possibile prendere anche nota dell'orientamento degli alberini dei potenziometri in modo che ruotando questi in senso orario, sia il volume che i bassi e acuti, aumentino di intensità. Si faccia attenzione però che i potenziometri sono disegnati montati sul retro del circuito stampato (come gli altri componenti), anche se non sono disegnati tratteggiati per ragioni di nitidezza. Se necessario è possibile dividere in due la scheda lungo la massa tratteggiata ottenendo due amplificatori separati, risolvendo così eventuali difficoltà di fissaggio meccanico.

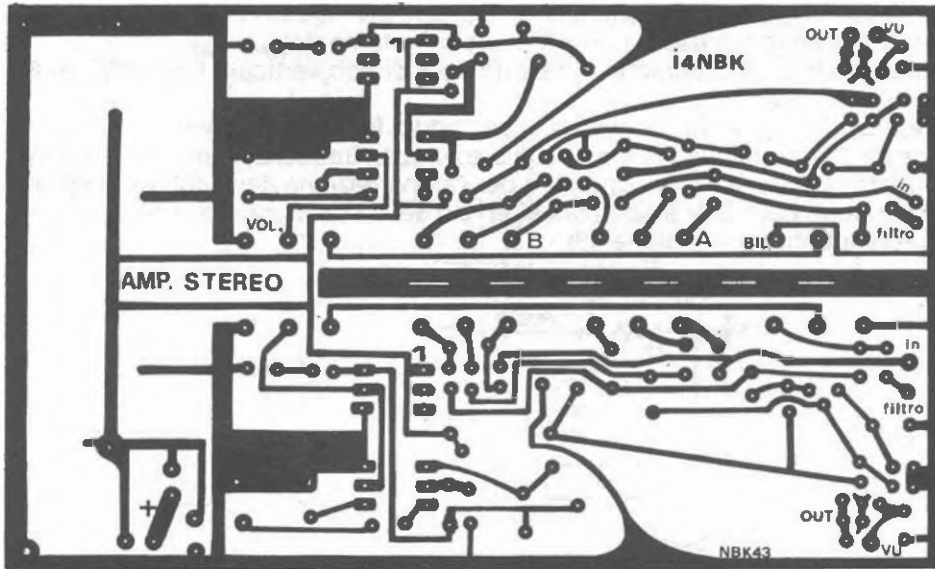


figura 5.4

Circuito stampato in scala 1:1, visto lato saldature

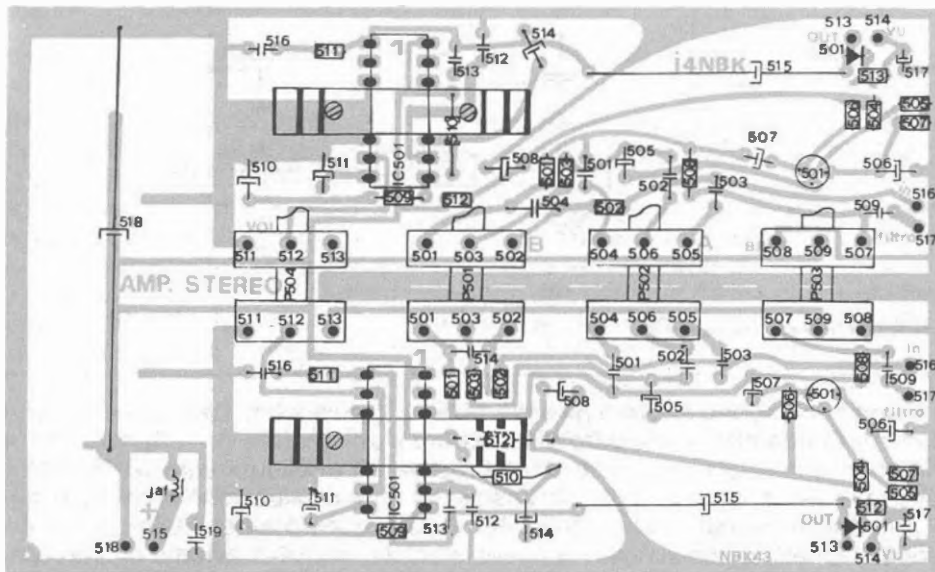


figura 5.5

Mappa componenti vista lato saldature.

In tal caso, C_{518} sarà costituito da due condensatori da $2.000 \mu\text{F}$, e i potenziometri non potranno più essere fissati a circuito stampato.

I condensatori sono ceramici ed elettrolitici di tipo verticale tranne C_{515} e C_{518} che sono assiali.

In figura 5.7 è riportato lo schema di cablaggio fra le varie schede per la costruzione dell'autoradio con sintonia digitale e bassa frequenza stereo da $7 + 7 \text{ W}$. È utilizzata la scheda n° 42a oppure b per l'alimentazione dei display e degli integrati, mentre per i 12 V stabilizzati si fa uso dello stabilizzatore contenuto nel ricevitore (punto connessione 13).

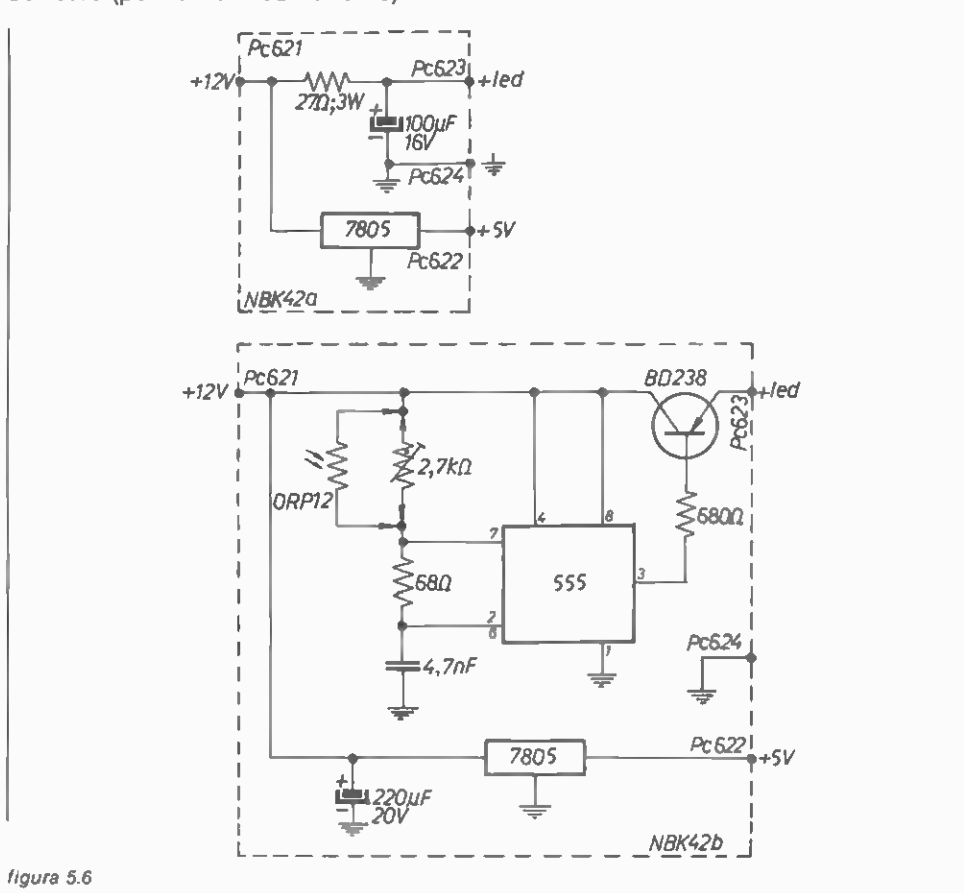


figura 5.6

Schede di alimentazione autoradio.

In figura 5.6 vengono riportati gli schemi delle due versioni. La prima è la più immediata in quanto fa uso, oltre all'integrato stabilizzatore per ottenere i 5 V di alimentazione sintonia digitale, di una resistenza di caduta e un condensatore per alimentare i display. In questo caso si ha forte dissipazione di calore e quindi potenza impegnata inutilmente. Per evitare questo è possibile utilizzare la versione b nella quale al posto della resistenza di caduta troviamo un interruttore serie il quale andrà collegato direttamente al PC404 di alimentazione display (sul cui punto sarebbero richiesti circa 5 V). L'interruttore viene comandato con impulsi di circa $0,5 \mu\text{s}$ e cadenza dipendente dall'intensità luminosa richiesta dai display (tarabile tramite il trimmer da $2,7 \text{ k}\Omega$).

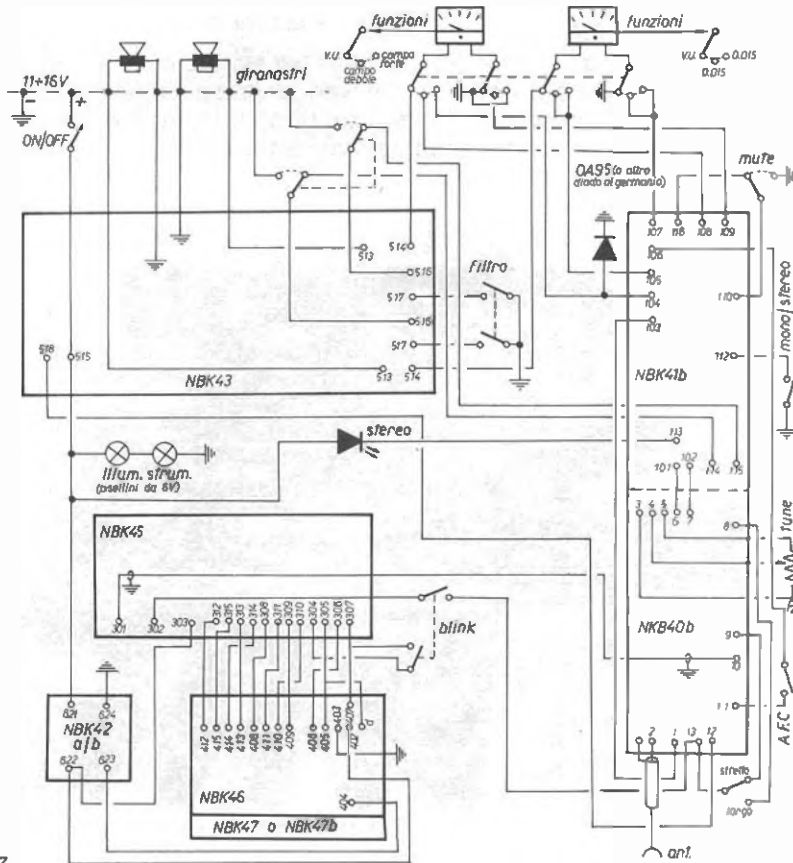


figura 5.7

Schema assemblaggio schede per la realizzazione dell'autoradio stereo 7 + 7 W con sintonia digitale.

Nei $0,5 \mu\text{s}$ causeremo un istante molto luminoso ai segmenti interessati (PC404 alimentato a 12 V anziché 5 V). Potremo quindi spegnerli in un secondo tempo (t_2) onde ottenere la luminosità media richiesta dal nostro occhio (sistema analogo al multiplexer). In questo modo, avremo appunto minor dispersione di potenza in calore inutile, in quanto, il transistor lavorando in saturazione e interdizione, dissipa una potenza molto trascurabile nei confronti della resistenza da 27Ω della scheda n° 42a. Questo comporta una corrente media più bassa dalla sorgente di alimentazione a 12 V (integrazione dei picchi di corrente). Rimane la dissipazione sulle singole resistenze limitatrici in serie a ogni segmento ($R_{401} + R_{424}$) che si può ritenere non eccessiva (si possono comunque diminuire di valore aumentando il duty-cycle degli impulsi, display permettendo).

Al posto del trimmer da 2,7 k Ω , può essere montata una fotoresistenza per far illuminare i display in funzione della luce ambiente. Il tipo utilizzato ha le seguenti caratteristiche: 10 M Ω al buio e 250 Ω a 1.000 lux. Con questo tipo (ORP12) il duty-cycle ha una notevole escursione. Precisamente, con fotoresistenza oscurata si ha un impulso ogni 400 μs circa (t_2 di figura 5.9), mentre, con luce diretta (lampada da 40 W posta a circa 10 cm), si hanno impulsi ogni 6 μs circa. Sono stati scelti tempi molto brevi, per evitare eventuali rientri a frequenza sonora nell'amplificatore di BF. Lavorando invece a frequenza subsonica avremmo avuto lo «sfarfallio» sui display. In figura 5.9 è rappresentato il diagramma degli impulsi al punto di connessione 623.

Infine, alcuni consigli utili:

Il cablaggio dei due canali è bene sia separato per evitare il più possibile diafonia. La massa degli altoparlanti è bene venga presa, separata, all'interno dell'apparecchiatura e, ancora meglio, sul circuito stampato dell'amplificatore BF, in prossimità della presa di uscita segnale altoparlanti.

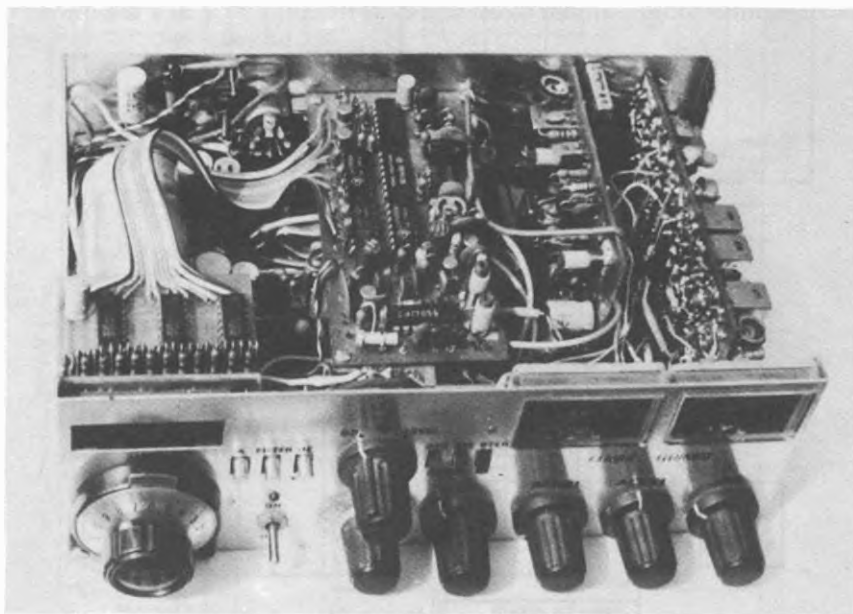


Figura 5.8

Vista superiore della versione autoradio.

Sulla destra, le due schede riceventi (versione «a», separate).

Al centro la scheda del frequenzimetro fissata in modo provvisorio per prove (senza scatola Teko schermante), quindi, sulla sinistra, il gruppo display e decodifiche.

Sotto, si intravede la scheda amplificatrice stereo da 7 + 7 W.

In alto a sinistra, il contenuto della scheda n° 42a.

Il potenziometro di sintonia può anche essere demoltiplicato, oltre che dalla manopola di figura 2.7 2ª parte, anche dalla demoltiplica visibile in foto di figura 5.8 con rapporto 7:1 più semplice ed economica. Questa manopola ha un'escursione di 180° sull'albero principale (3½ giri su quello di comando), sarà quindi necessario sfruttare gli ultimi 180° del potenziometro logaritmico (per meglio intendere, dovrà essere tralasciata la parte iniziale, girando in senso orario, dove la variazione di resistenza è piccola).

Nel prototipo di figura 5.8 è previsto un commutatore di preselezione commutando 11 trimmer precedentemente preparati su altrettante stazioni. Tale predisposizione può essere fatta solo con operazione abbastanza impegnativa e comunque non durante la guida. Per evitare questo, può essere studiato un sistema di memorizzazione elettronica della componente continua applicata ai vari-cap. Un circuito del genere non è stato realizzato non sentendone la necessità, in quanto, data la gamma, è sufficiente spostare la sintonia per captare nuove emittenti. In caso di voluta ricerca su di una ben precisa emittente, basterà ricordarne la frequenza, che la sintonia digitale sarà di grande aiuto. Chi vorrà in-

vece divertirsi, potrà applicare la tensione dei varicap a un convertitore analogico-digitale, e memorizzare quest'ultimo codice. In questo caso, dovrà essere rivisto il sistema di alimentazione per fare in modo di lasciare alimentate eventuali RAM o altri circuiti di memoria, quando si spenga l'autoradio, ricorrendo anche a piccole batterie entrocontenute qualora si adottasse la soluzione di estraibile.

figura 5.9

Impulsi, a tensione di alimentazione (tensione di batteria), all'uscita del PC623 della scheda di alimentazione n° 42 b per comando display.



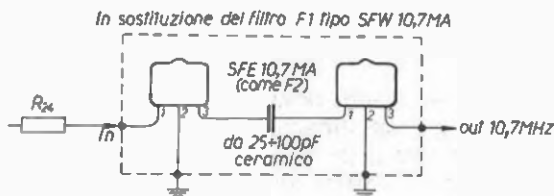
L'alimentazione è consigliabile prelevarla il più vicino possibile alla batteria (massa campresa). In tal modo potremo usufruire di una consistente capacità rappresentata dall'accumulatore e contemporaneamente avremo il minimo percorso comune al circuito alternatore evitando così eventuali rientri della tensione impulsiva dello stesso nei circuiti BF.

Per motivi di spazio, i condensatori dovranno essere di tipo ceramico tranne quelli ove è indicata la tensione di lavoro che saranno di tipo elettrolitico.

Appendice

Purtroppo giunge notizia che presso i negozi della GBC non è più reperibile il filtro F1 (SFW 10,7 MA) contrariamente a quanto riportato sulla nota componenti del gruppo sintonizzatore.

Ho contattato la Ditta Elettronica Giordano via Cavallotto 9, Roddi d'Alba, tel. 0173/361737 la quale è disponibile per la vendita per corrispondenza di questo tipo di filtro. Si potrà anche ripiegare nel seguente modo (ma è pur sempre un ripiego):



Sono disponibili a modico prezzo i circuiti stampati (già pubblicati e in corso di pubblicazione) presso la ditta C.T.E.N. di Rimini - via Covignano 23, tel. 0541/775534.

Prendete nota

cq elettronica 10-80 $C_{24} = 25 \text{ pF}$ ceramico. Inoltre C_{122} e C_{123} invertire i valori ($C_{122} = 0,22 \mu\text{F}$ $C_{123} = 0,47 \mu\text{F}$). Vedere anche cq elettronica 1-81.

cq elettronica 7-81 Sulla nota componenti mancano i seguenti dati:
 $Q_{301}, Q_{302}, Q_{303}, Q_{305} = 2N914$ o $2N2222$ o equivalenti.
 $Q_{304}, Q_{306} = BC108$ o equivalenti.

$Z_{RF1}, Z_{RF2} = VK200$

Sullo schema elettrico, il display sulla destra va battezzato C. kHz e non C. MHz.

EMERGENZA!

Alberto Panicieri

In queste pagine tratteremo un problema tipico dei nostri tempi, quello dell'emergenza, ovvero quello delle apparecchiature elettriche ed elettroniche che non ci si può permettere di lasciare spente o comunque non funzionanti quando viene a mancare la tensione di rete.

I casi più comuni sono i seguenti:

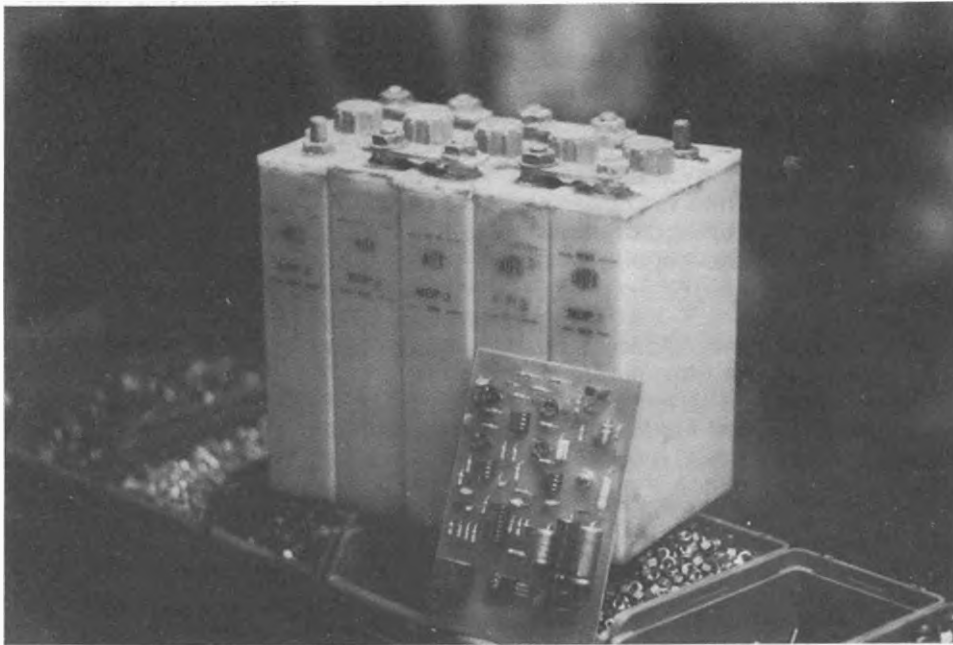
- a) le luci di locali ove la mancanza di illuminazione potrebbe comportare grave disagio per chi vi si trova, per esempio una discoteca;
- b) le luci di locali dove si svolgono attività che non possono essere interrotte per nessun motivo, per esempio una sala operatoria, un posto ove si trattano materiali pericolosi;
- c) le centraline e i dispositivi di allarme antincendio e antifurto;
- d) gli elaboratori elettronici, i quali anzi non devono essere sottoposti a interruzioni di alimentazione nemmeno per frazioni di secondo, altrimenti i calcoli in corso «saltano».

Vi sono comunque tantissimi altri casi che sarebbe superfluo elencare; noi procederemo invece a una classificazione delle situazioni.

Scarteremo innanzi tutto i casi in cui si richiede di mantenere in funzione grandi utilizzatori, come interi edifici, interi gruppi di locali con tutti i loro particolari utilizzatori, grandi motori elettrici, impianti di riscaldamento, eccetera, perchè questi sono casi risolvibili solo mediante l'impiego di un gruppo elettrogeno ed esulano dallo spirito di queste pagine.

Ci interesseremo invece di piccoli e piccolissimi utilizzatori, sino a un massimo di un paio di kilowatt, che rappresentano i casi risolvibili mediante batterie di accumulatori; le batterie, oltre a richiedere solo un minimo di manutenzione, consentono, se munite di opportuna apparecchiatura elettronica di supporto, l'intervento e il disimpegno automatici, nonché istantanei o semiistantanei, e la ricarica secondo le norme più severe, anch'essa automatica.

Un esempio prima di tornare in argomento: una clinica che abbia la necessità di premunirsi contro il black-out acquisterà un bel gruppo elettrogeno e lo dislocherà nello scantinato, pronto ad alimentare tutto il casamento, ma munirà anche la sala chirurgica di un sistema di batterie che mantenga sempre accesi il faro centrale e gli elettromedicali necessari, sia perchè il gruppo non entra in funzione istantaneamente, sia perchè i motori endotermici, si sa, a volte non partono.



*Batteria 6V, 15A/h.
La scheda standard serve a ragguagliare circa le dimensioni.*

Ora bisogna distinguere i casi a seconda del tipo di alimentazione richiesta dall'utilizzatore che vogliamo preservare dal black-out; per ordine di difficoltà sono:

- 1) L'utilizzatore richiede semplicemente una alimentazione in corrente continua, a bassa tensione, in qualche caso forse non tanto bassa ma comunque non superiore ai 100 V: è il caso della stragrande maggioranza delle apparecchiature elettroniche, che incorporano sempre un gruppo alimentatore composto da almeno un trasformatore e un raddrizzatore, al cui posto le batterie vengono inserite, mantenendo in servizio condensatori di filtro o eventuali stabilizzatori.

Rientrano in questo gruppo anche certe luci di emergenza; sia che si tratti di luci che rimangono sempre accese, anche durante la normalità, sia che si tratti di vere e proprie luci di emergenza che si accendono solo durante il black-out, si impiegano spesso lampade a bassa tensione, che presentano lo svantaggio di richiedere grossi conduttori di collegamento, per colpa dell'elettrotecnica che dice che a parità di potenza per usare tensioni più basse bisogna assorbire correnti più alte, ma possono essere attaccate direttamente alle batterie senza bisogno di costosissimi elevatori di tensione; questo comporta che nel caso il sistema di alimentazione debba provvedere solo a delle lampade, le farà funzionare in alternata durante la normalità, mentre durante l'emergenza andranno in continua, sempre che si tratti di lampade permanentemente accese come sopra abbiamo definito. Il funzionamento in alternata o continua non altera la luminosità della lampada.

- 2) L'utilizzatore richiede 220 V_{ca}, ma non è schizzinoso riguardo la forma d'onda, per esempio un motore a collettore come quello di un trapano (può trattarsi anche di una apparecchiatura elettronica che non si può o non si vuole manomettere allo scopo di attaccarsi direttamente alla tensione di alimentazione in continua).

Bisogna in questo caso ricorrere all'inverter, che è sempre costoso e vi mangerà potenza, non superando mai il 90% di rendimento.

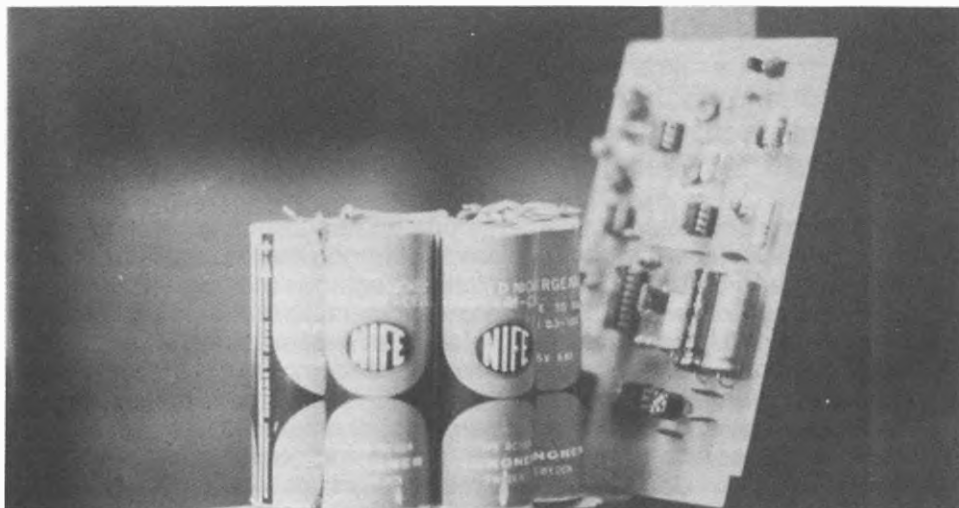
Gli inverter si fanno funzionare a frequenze comprese fra i 50 e i 5.000 Hz, ed erogano nella maggior parte dei casi onde quadre, ricche di disturbi impulsivi che entrano nei circuiti audio/radio e fanno impazzire i calcolatori. Nel caso occorrono 50 Hz precisi è possibile pilotarli con oscillatori quarzati.

- 3) Se occorre la forma d'onda sinusoidale (per esempio motori a induzione) si può applicare un filtro sinusoidalizzatore.

Si pratica questo sistema anche per ripulire un inverter dai disturbi, operazione non sempre facile; in casi disperati, e limitatamente a potenze non superiori ai 200 W, si è usato questo sistema:

- a) oscillatore sinusoidale 50 Hz
- b) amplificatore classe B
- c) trasformatore elevatore.

Trattasi comunque di una soluzione drammatica, e il suo rendimento non supera il 65%.



Batteria 6V, 6Ah, di piccole dimensioni, elementi chiusi.

teoria + una applicazione pratica

Le batterie

I tipi di accumulatori più comunemente impiegati per sopperire a queste necessità sono due: il classico accumulatore al piombo e acido solforico, e l'accumulatore al nickel-cadmio con elettrolita alcalino.

Il principale vantaggio del primo è costituito dalla sua economicità; occorre dire anche che è solitamente di dimensioni assai limitate.

L'accumulatore al nickel-cadmio è invece costosissimo e ingombrante, ma è indispensabile quando si richiede affidabilità; al contrario di quello al piombo presenta correnti interne di dispersione ridottissime, può essere più volte scaricato completamente senza danno, e si mantiene in forma ottima per vari anni; può essere lasciato pressochè inattivo per mesi per poi essere chiamato improvvisamente a fare il suo dovere, senza che ciò costituisca per lui un problema.

Abbisogna di una manutenzione ridottissima, ma perchè funzioni sempre perfettamente necessita di un circuito esterno assai sofisticato in confronto a quello sufficiente per un accumulatore al piombo; insomma, col nickel-cadmio si dovrà affrontare una forte spesa iniziale ma si avrà poi a disposizione una apparecchiatura eccezionale e direi professionale.

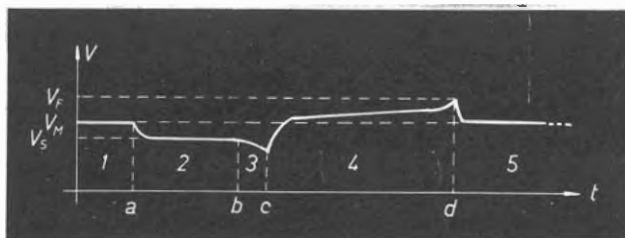


figura 1

Grafico tensione di batteria al trascorrere del tempo in funzione dei seguenti avvenimenti:

- a) caduta della rete;
- b) si avvicina il termine del periodo di utilizzazione possibile;
- c) è tornata la corrente (per fortuna) e inizia la carica a fondo;
- d) è finita la carica a fondo e si ritorna al mantenimento.

Durante i periodi 1 e 5 è acceso il led verde, durante i periodi 2 e 3 quello rosso, durante il periodo 4 quello giallo (vedi figura 2).

V_F tensione di fine carica a fondo $\approx 1,7$ V per elemento
 V_M tensione di mantenimento $= 1,4$ V $\pm 2\%$ per elemento
 V_S tensione nominale di scarica $\approx 1,22$ V per elemento

Perchè occorre un circuito esterno complicato? Perchè l'accumulatore al nickel-cadmio necessita di una procedura di ricarica e di mantenimento che deve rigorosamente essere conforme a quanto segue.

Tenendo presente che ogni elemento presenta una tensione utilizzabile durante la scarica di 1,22 V, e che tensioni maggiori si ottengono naturalmente realizzando batterie di elementi in serie, l'accumulatore dovrà essere ricaricato così come segue, tenendo anche presente la figura 1:

- 1) Se la tensione, a causa del periodo di scarica, è scesa al disotto di 1,2 V circa si dovrà caricare l'accumulatore a corrente costante sino a quando non avrà raggiunto 1,7 V circa per elemento; se l'accumulatore è vecchio è meglio mantenersi attorno a 1,55 + 1,6 V.

- 2) A questo punto occorre inserire un alimentatore stabilizzato, detto di mantenimento, che eroghi una tensione di 1,4 V per elemento, $\pm 2\%$, a cui l'accumulatore resta perennemente collegato, e che ha la funzione di compensare le correnti di dispersione interne e di mantenere sempre la batteria in perfetta efficienza.
- 3) Qualora però l'accumulatore fosse stato scaricato solo di poco senza essere pertanto sceso al valore nominale di scarica di 1,22 V partendo da quello di mantenimento di 1,4 V, non è necessaria la ricarica a fondo descritta al punto 1, e il valore di mantenimento può essere ripristinato dall'omonimo alimentatore che perciò dovrà incorporare un limitatore di corrente, in maniera che la batteria non assorba da esso una corrente superiore a quella di ricarica di cui al punto 1, e che può essere mantenuta anche molto più bassa.
- 4) Per stabilire la corrente di ricarica osserviamo che noi vorremmo che la ricarica fosse il più rapida possibile, ma non si può impiegare meno di dieci ore per i tipi ermetici di piccole dimensioni, e non è consigliabile impiegarne meno di sette per quelli di grandi dimensioni dotati di sfogo dei gas che si producono durante i processi di carica e scarica; pertanto per un accumulatore ermetico prenderemo la sua capacità di ampère/ora e la divideremo per 10 (ore) e otterremo la massima corrente di carica; per quelli grandi divideremo per sette.

Esempio:

- a) accumulatore ermetico da 6 A/h: corrente max di carica 600 mA
- b) accumulatore aperto da 25 A/h: corrente max di carica 3,6 A.

A questo punto sorge la domanda: come si fa a impiegare queste batterie in tampone? Ovvero direttamente in parallelo all'alimentatore da rete e all'utilizzatore? Risposta: è sconsigliabile, anche se i Costruttori non sempre lo dichiarano apertamente, perchè non si riuscirà mai a caricare completamente le batterie, col risultato di avere una riserva di carica non superiore a un terzo di quella nominale, e di accorciarne la vita.

Faccio presente che anche gli accumulatori al piombo necessiterebbero di una carica a fondo sino a un voltaggio superiore a quello nominale, effettuata a corrente costante, ma il venir meno a queste prescrizioni non porta in generale a danni gravi come nel caso del nickel-cadmio; in ogni caso gli accumulatori al piombo non costituiranno argomento di trattazione in queste pagine perchè poco adatti al servizio di emergenza, che comporta lunghe attese seguite da poderosi interventi, ma piuttosto adatti a un regime di carica e scarica alternate come negli autoveicoli.

La scelta di un impianto

Abbiamo già discusso se richiedere all'impianto corrente continua o alternata o se l'utilizzatore debba funzionare sempre o solo durante l'emergenza; nel caso di apparecchiature elettroniche che possono essere alimentate direttamente dalle batterie occorre stabilire subito se è il caso di accedere al loro interno oppure no, problema che non si pone se dette apparecchiature devono essere ancora costruite. A questo proposito si ricorda che gli accumulatori al nickel-cadmio di tipo aperto liberano idrogeno durante il funzionamento e che perciò devono essere dislocati in contenitore aerato e non contenente contatti meccanici che potrebbero scintillare, salvo si tratti di relay di tipo ermetico.

La capacità della batteria da impiegare si determina moltiplicando il numero di ore per cui si vuole avere il funzionamento in emergenza per l'assorbimento dell'utilizzatore; se occorre generare corrente alternata tenere presente che il rendimento degli inverter non supera il 90% in onda quadra; quindi se un utilizzatore di quest'ultimo tipo consuma 50 mA a 200 V, assorbirà dalla batteria, che supponiamo a 24 V, una corrente che si dedurrà dall'espressione seguente:

$$\frac{220 \times 0,05}{24 \times 0,9} \quad (\text{nel migliore dei casi}).$$

Se vogliamo che il sistema sia in grado di porre rimedio a una interruzione di energia elettrica di circa tre ore occorrerà impiegare una batteria da almeno 2 A/h; la corrente di carica imposta sarà di 200 mA.

Un impianto tipo

Qui descrivo un semplice impianto del primo tipo, adatto cioè ad alimentare un utilizzatore a bassa tensione.

Il circuito elettrico è adattabile a valori di tensione di utilizzazione variabili tra 6,1 e 13,42 V_p (1,22 V per elemento); è stato studiato per accumulatori da 15, 30, 45, 60 A/h; per valori superiori di capacità, e pertanto di corrente di carica, si preferisce impiegare sistemi a diodi controllati per via dell'ingombro eccessivo dei radiatori di un sistema a transistor e anche per evitare un inutile spreco di potenza. Valori intermedi o inferiori si ottengono invece semplicemente cambiando una resistenza.

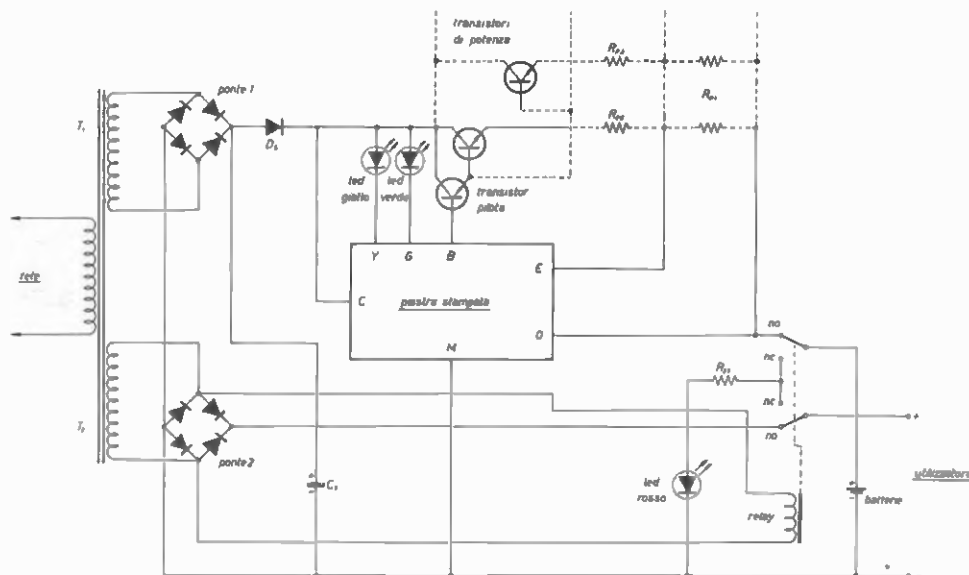


figura 2

Schema generale dell'impianto.

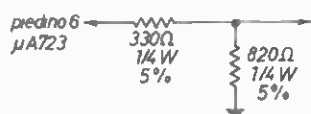
Per tutti i componenti, si veda la tabella 1, esclusi T₂, ponte 2, relay, per i quali occorre consultare il testo. I transistori devono essere raffreddati.

tabella 1

Scelta dei componenti in funzione del numero degli elementi e della capacità.

numero elementi	5	6	7	9	10	11	NOTE
tensione T_1	14 V	15 V	17 V	18 V	20 V	22 V	tensione efficace a vuoto
tensione utilizzabile	6,1 V	7,3 V	8,5 V	11 V	12,2 V	13,4 V	1,22 V per elemento
tensione approssimativa fine carica	7,75 V	9,3 V	10,8 V	14 V	15,5 V	17 V	1,5 - 1,55 V per elemento
tensione mantenimento	7 V	8,4 V	9,8 V	12,6 V	14 V	15,7 V	stabilizzata 1,4 V per elemento
R_2	8,2 k Ω	4,7 k Ω	8,2 k Ω	4,3 k Ω	3,3 k Ω	2,7 k Ω	
R_5, R_6	560 Ω	680 Ω	820 Ω	1 k Ω	1,2 k Ω	1,2 k Ω	10%
R_{10}	2,2 k Ω	1,8 k Ω	2,2 k Ω	1,8 k Ω	1,5 k Ω	1,5 k Ω	10%
R_{13}	5,6 M Ω	5,6 M Ω	5,6 M Ω	5,6 M Ω	5,6 M Ω	4,7 M Ω	5%
R_{14}	20 k Ω	33 k Ω	22 k Ω	27 k Ω	30 k Ω	33 k Ω	5% *
R_{19}	360 Ω	820 Ω	300 Ω	910 Ω	1,2 k Ω	1,5 k Ω	5%
R_{20}	3,0 k Ω	3,9 k Ω	3,0 k Ω	4,3 k Ω	5,1 k Ω	5,6 k Ω	5%
R_{23}	330 Ω	390 Ω	470 Ω	680 Ω	820 Ω	820 Ω	10%

* occorre apportare questa modifica alla piastra stampata per ottenere una tensione di riferimento di 5 V (anzi che 7,15)



restante circuito prima collegato al piedino 6

capacità	15 A/h	30 A/h	45 A/h	60 A/h	NOTE
corrente di carica	2,2 A	4,4 A	6,6 A	8,8 A	tolleranza: - 50, + 15%
corrente T_1	3,5 A	7 A	10,5 A	14 A	valore efficace
numero transistori di potenza	1	2	3	4	tutti 2N3771 o simili, su radiatori separati
transistor pilota	BD239 (o)	BD239 (o)	BD142 (o)	BD142(*)	(*) su piccolo radiatore; (o) su telaio
ponte 1	3,2 A	5 A	10 A	10 A	applicati al telaio per raffreddamento
D_3	6 A	6 A	20 A	20 A	funge da protezione, su telaio
C_p	3.300 μ F	6.800 μ F	10.000 μ F	2 x 6.800 μ F parallelo	lontano dai radiatori!
R_{p1}	0,27 Ω 10 W	2 x 0,27 Ω 10 W parallelo	3 x 0,27 Ω 10 W parallelo	4 x 0,27 Ω 10 W parallelo	per batterie di capacità diversa, o comunque per impostare diverse correnti di carica, calcolare così R_{p1}
					$R_{p1} = \frac{0,6 \text{ V}}{\text{corrente di carica}}$
R_{p2}	—	0,22 Ω 10 W	0,27 Ω 10 W	0,33 Ω 10 W	superflua con un solo transistor di potenza; una per transistori con sistemi in parallelo.

In figura 2 è visibile lo schema generale dell'impianto, che comprende anche i componenti che alimentano l'utilizzatore durante la normalità, con l'esclusione del condensatore di filtro che è bene sia più vicino possibile all'apparecchiatura da alimentare.

La commutazione normalità-emergenza è realizzata mediante un relay, che è più sicuro di un sistema a diodo controllato perchè meno sensibile a corti circuiti, tensioni indotte su carichi induttivi, nonché più semplice; l'obiezione che qualcuno potrebbe porre, cioè che questo sistema comporta una brevissima interruzione di corrente, viene così semplicemente confutata: se l'utilizzatore è una lampada non ce ne importa niente; se è una apparecchiatura elettronica noi dimensioneremo il condensatore di filtro in maniera che la sua costante di tempo sia sufficiente a coprire questo istante senza che i successivi circuiti stabilizzatori entrino in crisi. In fin dei conti il tempo di commutazione di un relay non è che una frazione di secondo!

Il relay è in trazione durante la normalità e mantiene attaccati il ponte 2 e l'avvolgimento T_2 all'utilizzatore, e le batterie al ricaricatore; venendo a mancare la rete il relay chiude le batterie sull'utilizzatore. La scelta del relay dipende da un certo numero di fattori: la tensione nominale della bobina dipende dalla tensione erogata dall'avvolgimento T_2 ; se vi fossero difficoltà, si potrebbe impiegare un relay a 220 V e collegarlo direttamente alla rete, anche se non è la soluzione ideale; i contatti poi dovranno sopportare non tanto la corrente di carica della batteria, ma soprattutto la corrente di esercizio dell'utilizzatore, che solitamente è più elevata, e che deve essere sopportata anche dai contatti di riposo, che sono più delicati di quelli di lavoro perchè non c'è la forza della bobina a tenerli, ma solo quella della molla. Sarà pertanto opportuno fare uso di un relay di ottima marca e, naturalmente, per servizio continuo in c.a. Per il dimensionamento dei componenti, in funzione del numero di elementi in serie di ciascuna batteria, e in funzione della capacità del sistema la tabella allegata a figura 2 dovrebbe essere sufficiente.

Veniamo a illustrare il funzionamento del circuito di ricarica.

In figura 3, la cui lista componenti è in parte nella sua tabella e in parte in quella di figura 2 vediamo un regolatore di tensione tipo $\mu A723$ (LM723, L123) che normalmente eroga la tensione stabilizzata di mantenimento, secondo quanto detto nel paragrafo ove descrivevo il funzionamento degli accumulatori al nickel-cadmio, pilotando il darlington di transistor visibile in figura 2; la corrente è limitata a un certo valore, che abbiamo per semplicità posto uguale a quello di carica.

Quando però dopo un certo periodo di servizio la batteria si è scaricata al di sotto di un certo conveniente valore di tensione (vedere sempre il precedente sunnominato paragrafo) il comparatore costituito da $\mu A741$ (LM741, L141) scatta e fa commutare il flip-flop costituito da due dei quattro nor del cmos 4001, così che questo a sua volta manda in saturazione il transistor Q_1 .

Questo sbilancia il regolatore di tensione in modo che questo si mette a caricare, a corrente costante pari a quella di limitazione, sino a quando i due rimanenti nor del 4001, connessi a Schmitt-trigger, scattano al raggiungimento della tensione di fine carica, riportando il flip-flop alla posizione primitiva, concludendo la carica a fondo. Il flip-flop comanda anche due transistori i quali accendono un led giallo quando è in corso una carica a fondo, e ciò sta a significare che la batteria può non essere ancora molto carica, e un led verde quando è invece tutto tranquillo; un led rosso indicherà un'emergenza in corso, il che può anche non essere deducibile a prima vista se, per esempio, non è venuta a mancare la corrente a tutto l'edificio, ma semplicemente c'è stato un corto sulla linea interna e siamo di giorno.

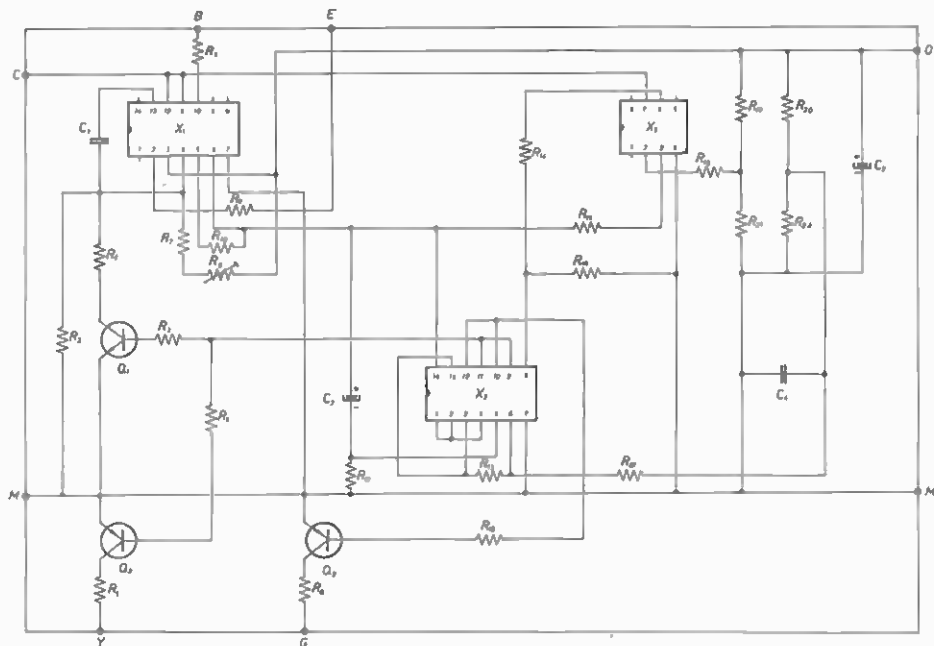


figura 3

Schema della piastra stampata.

- R₁ 820 Ω, 10%, 1/4 W
- R₃ 100 kΩ, 10%, 1/4 W
- R₄ 47 kΩ, 10%, 1/4 W
- R₇ 2,7 kΩ, 5%, 1/2 W
- R₈ 1 kΩ, trimmer 15 giri
- R₉ 1 kΩ, 10%, 1/4 W
- R₁₁ 47 kΩ, 10%, 1/4 W
- R₁₂ 47 kΩ, 10%, 1/4 W
- R₁₅ 47 kΩ, 10%, 1/4 W
- R₁₆ 10 kΩ, 5%, 1/4 W
- R₁₇ 270 kΩ, 5%, 1/4 W
- R₁₈ 47 kΩ, 10%, 1/4 W
- R₂₁ 1,8 kΩ, 5%, 1/2 W
- R₂₂ 1,5 kΩ, 5%, 1/2 W
- R_X vedi testo

C₁ 220 + 470 pF, ceramica

C₂ 1 μF, tantalio

C₃ 470 μF, 25 V

C₄ 10 nF, ceramico

Q₁ BC113/BC209

Q₂ BC207B

Q₃ BC207B

tipi «A» esclusi

X₁ μA723/L123/LM723/MC1723, plastico

X₂ CD4001/MC14001/TP4001/HCF4001

X₃ μA741/LS141/LM741/CA741/MC1741, minidip

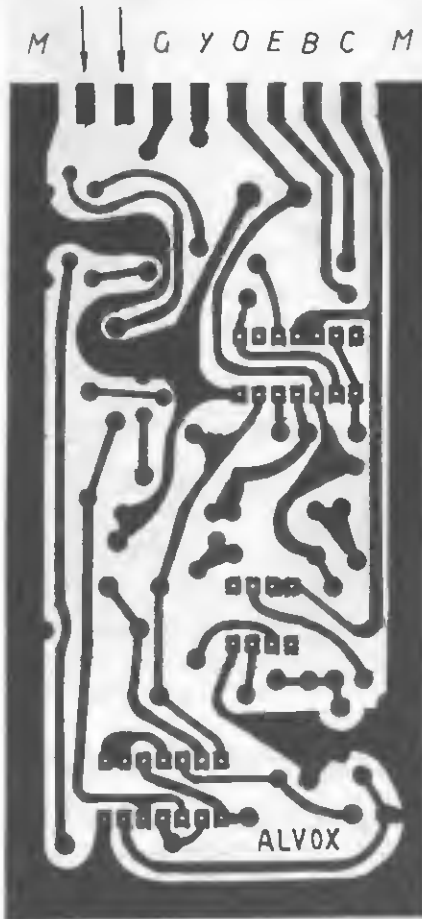
Le resistenze al 5% devono essere di ottima qualità

per le altre resistenze si veda figura 2

Alcune avvertenze: non inserire la piastra stampata nel suo connettore, nè disinserirla se non dopo aver staccato la rete; avrete infatti notato in figura 4 che il circuito stampato è stato disegnato in modo da poter fare uso di connettore con interasse 5 mm; ciò semplifica notevolmente le riparazioni.

La taratura del trimmer si effettua al fine di ottenere all'uscita la giusta tensione di mantenimento; l'operazione va effettuata a batteria scollegata, e non bisogna preoccuparsi se si incontreranno difficoltà a causa di un presunto strano comportamento dell'apparecchio; ciò è dovuto alla sua logica di funzionamento e funziona regolarmente solo a batteria inserita; d'altra parte un voltmetro applicato sulla batteria misurerebbe solo la tensione di batteria, appunto, e questo impedirebbe ogni taratura. Compare inoltre una resistenza siglata «R_x». Tale resistore è spesso superfluo, ma nel caso si impiegassero transistori di potenza e pilota con guadagno di corrente molto elevati, il suo inserimento può risultare opportuno, con valori compresi tra 100 e 1.000 Ω.

contatti liberi per eventuali modifiche



Disegno della piastra stampata

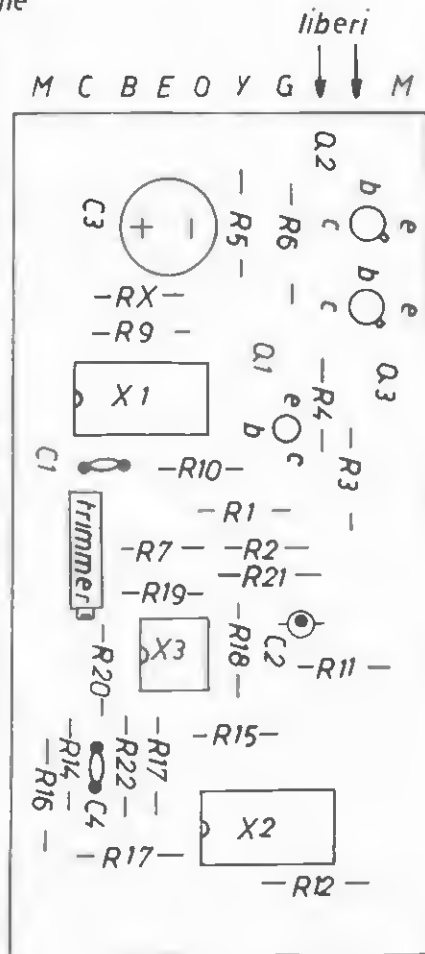


figura 4

Lato componenti

Ripeto, a titolo di avvertenza, che fra le diverse tensioni riportate in figura 2, quando si sceglie il numero di elementi da mettere in serie occorre tener presente la tensione di scarica, che è quella su cui l'utilizzatore potrà effettivamente contare, passati i primi minuti dall'inizio dell'intervento. Ricordate che se all'ingresso dell'apparato da alimentare c'è uno stabilizzatore, occorre tenere presente la minima caduta di tensione attraverso lo stabilizzatore stesso che ne permette il funzionamento, nonché il fatto che verso la fine della scarica la tensione di batteria scende ulteriormente prima di portarsi definitivamente a quasi zero.

La scelta dell'avvolgimento T_2 si fa così: se il carico è un affare che non ha bisogno di filtraggio, si prende una tensione efficace pari a quella di scarica delle batterie, vi si somma 1,4 V per compensare la caduta nel ponte e si provvede che possa erogare corrente sufficiente. Se per caso alimentiamo delle luci, possiamo prendere in considerazione il caso di eliminare il ponte 2, senza al-



*Prototipo
della scheda
(poi realizzata
su circuito stampato
con integrati plastici)*

lora aumentare di 1,4 V, e attaccando i capi di T_2 uno a massa e uno al terminale del relay dove prima andava ponte 2. Se il carico è un apparecchio elettronico, e all'uscita è presente il condensatore di filtro, si calcola così la tensione efficace di T_2 :

$$\frac{\text{tensione di scarica di batteria} + 1,4}{\sqrt{2}}$$

occorre però dimensionare il ponte 2 e T_2 stesso perchè portino una corrente pari ad almeno una volta e mezzo quella assorbita dall'utilizzatore.

X ELECTRON

Con questo abbiamo finito, e riporto pure i diagrammi degli integrati (figura 5) per una migliore comprensione della figura 3.

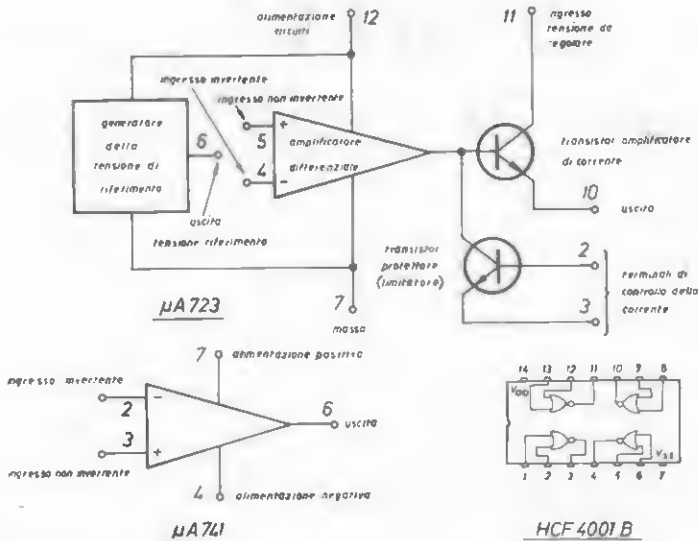


figura 5

Schema a blocchi degli integrati adottati.

In un prossimo articolo vi parlerò di sistemi molto piccoli, tipo alimentatori per orologi, e di sistemi da 200 e oltre A/h, con ricaricatori a controllo di fase a diodo controllato (SCR). Si rammenti inoltre che ogni transistor finale deve essere montato sul più grosso radiatore che riuscite a trovare, a regola d'arte, e facendo uso di silicone, dovendo dissipare la corrente di carica moltiplicata per la tensione erogata da T_1 , nel caso peggiore (batteria completamente scarica).

Sono a vostra disposizione per eventuali chiarimenti al seguente indirizzo:

Alberto Panicieri
via Zarotto 48
43100 PARMA

allegando il francobollo e la busta per la risposta. Ma io spero di non aver dimenticato nulla... *****

Scheda video per il vostro up (Vidmar)
Bozza di progetto per un VFO computerizzato (Becattini)
Un byte da una tastiera esadecimale (Prizzi)
«La prova del nove» (Crispa)
Grafica vettoriale direttamente dal Data Bus (Casaroli)
Acquisizione dati da otto canali analogici (Anselmi)
Tutto quello che avreste voluto sapere sulle EPROM
... e non avete mai osato chiedere (Sinigaglia)
Interfacciamo la TI-57 (Ibridi)
GP User's Group

Antenna discone GDX2 per 50 - 480 MHz

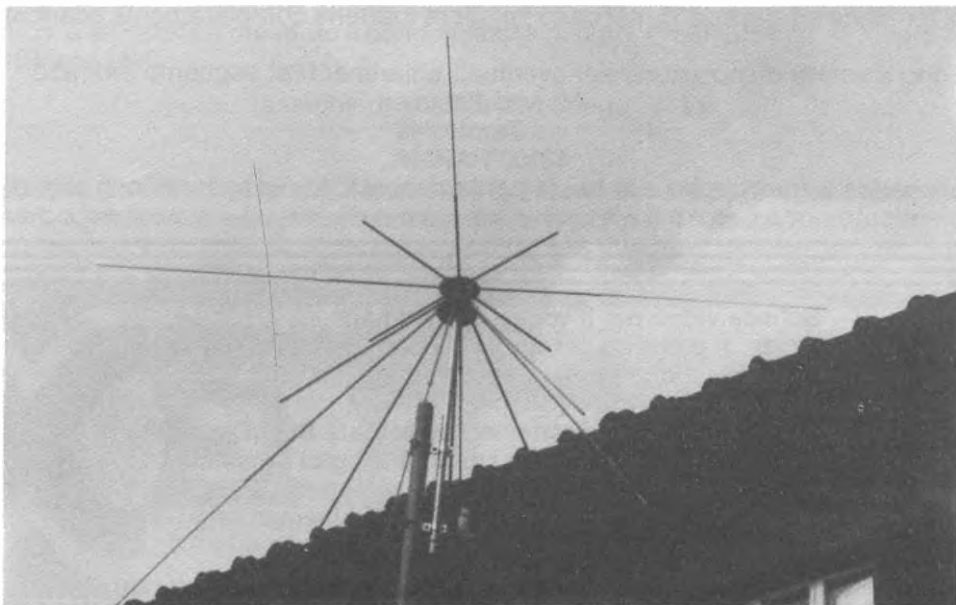
I5MKL, Luciano Macrí

L'antenna «discone» presenta ottime caratteristiche di omnidirezionalità, larga banda, polarizzazione verticale e basso angolo di radiazione.

Essa si rivela soprattutto interessante se progettata per le VHF-UHF.

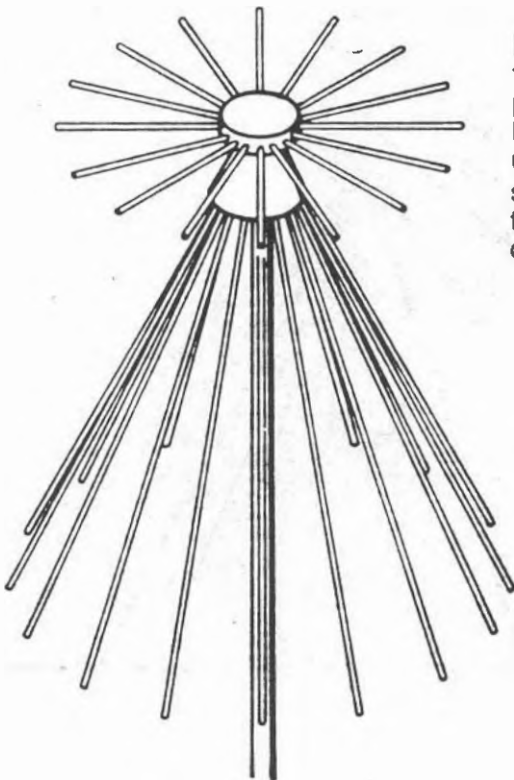
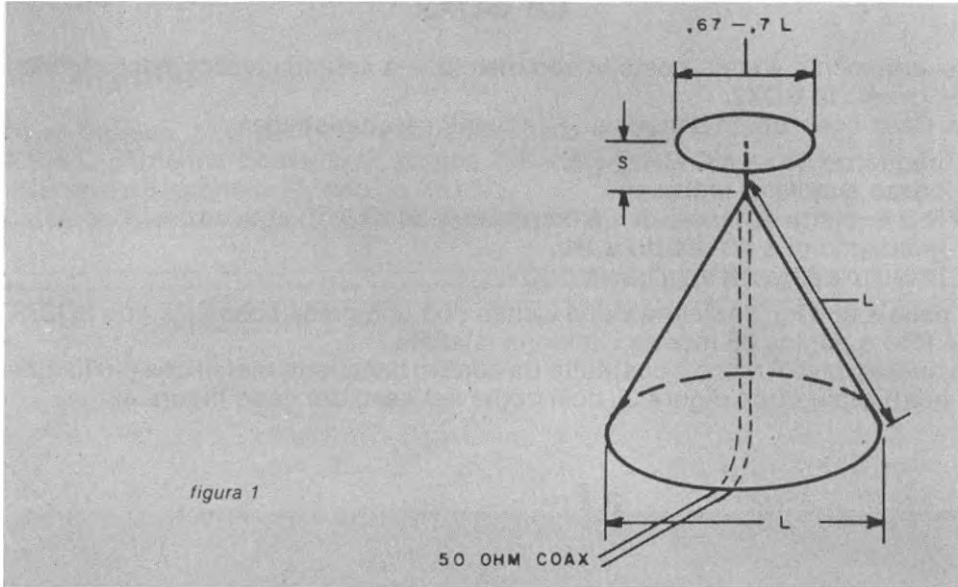
In questo spettro di frequenze, come sappiamo, si trovano comprese le gamme radiantistiche dei 144/432 MHz e innumerevoli servizi quali aeroporti, ponti radio pubblici e privati, etc.

Inoltre, poichè la diffusione di ricevitori per queste frequenze è notevole, questo tipo di antenna appare una ottima soluzione per l'OM e lo SWL.



Generalità

L'antenna discone vera e propria è costituita da un cono cui fa capo la calza del cavo coassiale, e da un disco a cui è connesso il centrale, i due risultano distanziati da un isolatore (figura 1).



Per semplificare la costruzione dell'antenna, al posto del cono e del disco si possono usare 8 o 16 o più elementi tubolari o bacchette metalliche, così come si usa fare per altre antenne; le prestazioni subiranno un leggero decremento, ma otterremo una più facile realizzazione pratica (figura 2).

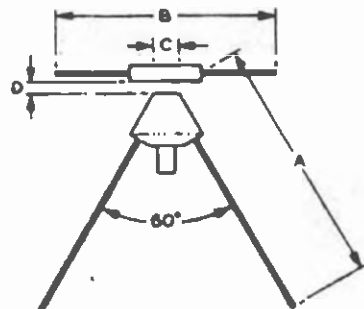


figura 2

Le dimensioni più importanti sono il diametro della fine del cono e la distanza di questo dal centro del disco ed esse determinano una corretta impedenza di 50 Ω. Per quanto riguarda la sua autocostruzione, la difficoltà maggiore consiste nel riuscire a ottenere l'isolatore fra il cono e il disco.

La GDX2

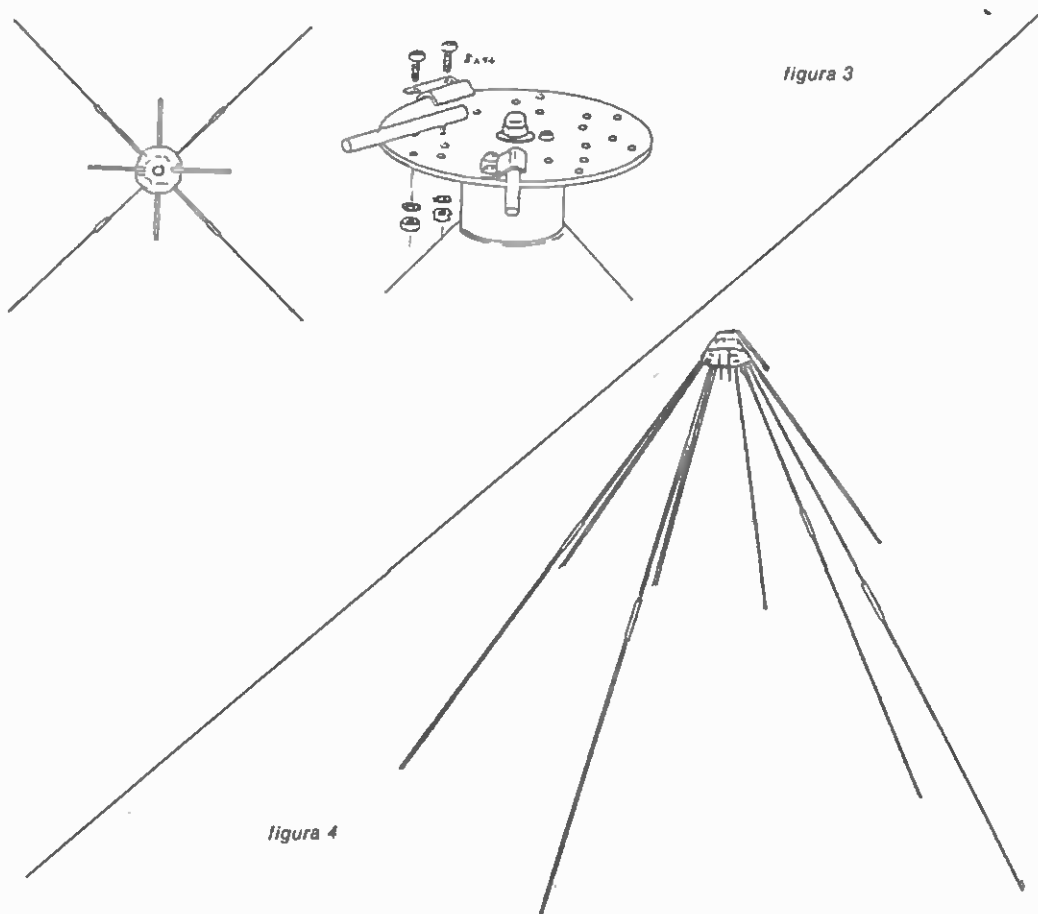
Recentemente è stata posta in commercio una antenna discone della Hokus hin ovvero la **GDX2**.

La Casa costruttrice denuncia le seguenti caratteristiche:

- frequenze 50 — 480 MHz;
- basso angolo di radiazione;
- R.O.S. piatto e minore di 1,5, impedenza 50 Ω;
- guadagno di 3 dB riferito a $\lambda/4$;
- massima potenza applicabile 500 W_{pep}.

Il peso è di 3 kg; l'antenna viene fornita con una presa coassiale tipo SO239.

La foto a pagina 88 mostra l'antenna istallata. In questo caso il disco è costituito da quattro bacchette metalliche più lunghe e quattro più corte (figura 3), così come nel caso del cono (figura 4).



L'antenna è stata installata presso il Laboratorio di **IW5AWS** e **I5NAB** per effettuare controlli su apparati VHF/UHF.

Il ros non è mai stato superiore a 2, non sono state comunque effettuate misure di guadagno, etc.

L'antenna è importata in Italia dalla ditta Marcucci di Milano e il suo costo si aggira sulle centomila lire.

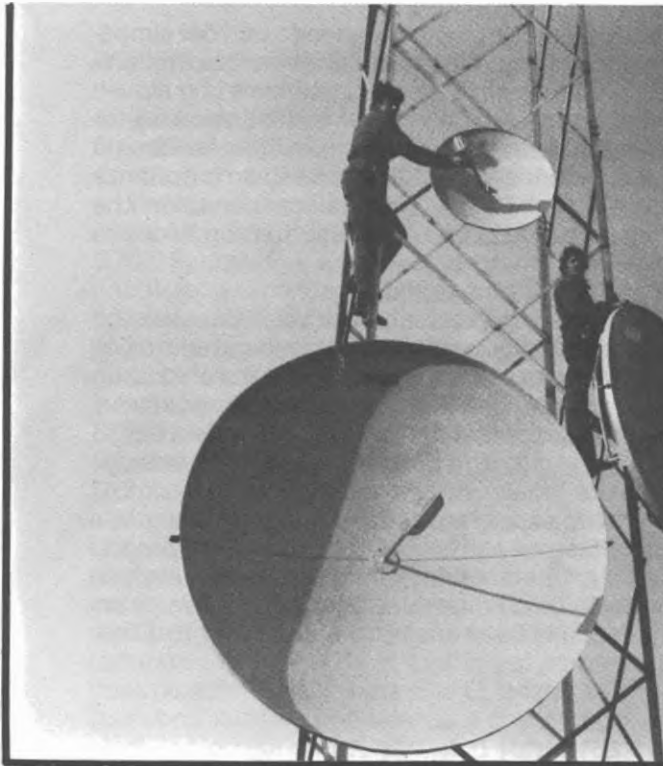
Bibliografia

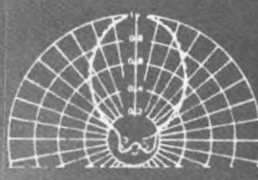
cq elettronica, n° 2 del 1970 «L'antenna discorne» pagine 142 + 145.

A.R.R.L. «Antenna Book» 1977, pagine 298 + 299.

VHF manual capitolo 7°, pagine 28 e 29.

Catalogo Ricetrasmittenti Marcucci 1981. *****





PELLINI LORENZO

37040 TERRANEGRA DI LEGNAGO
(Verona) - Telefono (0442) 22549

ANTENNE PARABOLICHE
IN VETRORESINA

per frequenze da:
400 MHz a 12 GHz

Interpellateci per qualsiasi preventivo.
Spedizioni in tutt'Italia.



14KOZ Maurizio Mazzotti
via Andrea Costa 43
Santarcangelo di Romagna (FO)

☎ 0541/945840

© copyright cq elettronica 1982

88esima perversione

L'invito a telefonarmi dà ottimi risultati!

Già la mia pace era turbata da trilli di lavoro, ora la pace non esiste più.

Da bravi, alla sera, dopo le 20, neh?

Io ho anche l'abitudine di schiacciare un pisolino fra le 2 e le 3 del pomeriggio, vogliate essere così gentili da non telefonarmi in questo lasso perchè bene che vi vada, se non mi arrabbio, il minimo che potete aspettarvi sono risposte cariche di sbadigli alla nitroglicerina!

Sono alle prese con un discorso nuovo, perché mi sto divertendo con dei simpatici aggeggiuoltrastulli di una complicità inaudita, visto che da un po' di tempo razzolo solo attorno a lavoretti da tre transistor, la complicità è che stavolta ne abbiamo da 4 e da 5... Ragazzi, che roba, con cinque modestissimi transistor ci facciamo un capacimetro-induttanzimetro che non ce l'ha nessuno, in barba a quegli Autori che non specificano il numero delle spire di un'induttanza limitandosi a definire il solo valore e in barba a quei micidiali condensatori che fra colori e siglature varie hanno stampato sul loro corpo di tutto fuorchè il loro onesto valore capacitivo.

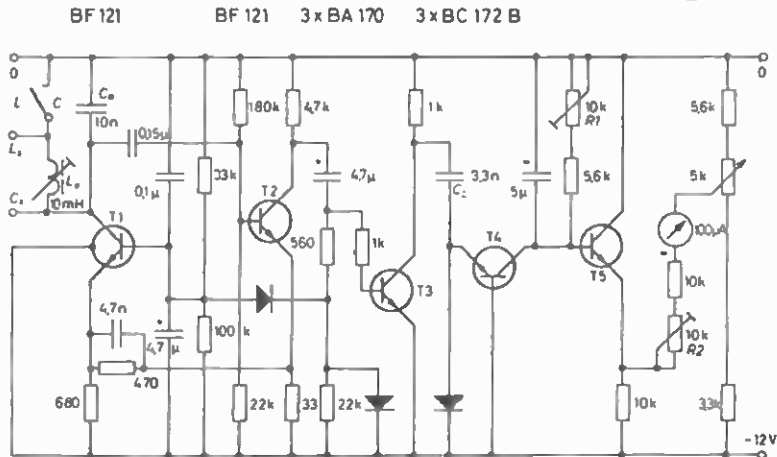
Ditemi che l'idea non vi stuzzica e diventeremo nemici!

L'altro lavoro in corso è di una difficoltà inaudita e può interessare solo gli espertissimi dal 7mo anno di vita in poi o tutti i Lettori che almeno nel corso della loro carriera si siano cimentati almeno un paio di volte col saldatore! Quattro transistor e una giomella di componenti fanno sì che questo groviglio possa assumere funzioni di beta-metro! No, non scappate, per favore continuate a leggere queste rivhe, il beta-metro è una cosa più seria di quella che potete immaginare, che diamine, non avete mai avuto problemi nella scelta di transistor? Eh? Non credete sia una cosa molto comoda sapere se un transistor è ancora in vita e meglio ancora quanto amplifica? Ebbene ragazzi miei il beta-metro è proprio qui che diventa indispensabile; suavia, fatemi felice, ditemi che avete sognato per tutta la vita di poter sguazzare nell'intimo della giunzione di un transistor onde carpirgli le sue confidenze e questa mia 88esima perversione avrà giustificazione di esistere!

Cominciamo con il:

DIRECT READING LC-METER

Confidenzialmente chiamato da noi italiani «Capacimetro induttanzimetro a lettura diretta», lo potete ammirare a pagina seguente →



I diodi sono tutti al silicio per alta frequenza, le resistenze tutte da 1/4 W e i condensatori devono avere una tensione di lavoro pari a 16 V_{CC}.

Il valore incognito di un condensatore o di un'induttanza viene misurato attraverso un circuito oscillante LC formato dai transistor T1 e T2. Uno speciale controllo automatico di livello viene usato per mantenere il livello di tensione entro 30 + 40 mV attraverso le costanti di risonanza del circuito. Se un condensatore C_x viene connesso in parallelo al condensatore di accordo C₀ o una induttanza L_x viene connessa in serie all'induttanza interna L₀ e se per esempio, C_x = C₀ oppure L_x = L₀ ecco che la frequenza di oscillazione viene a ridursi al valore di 0,707 · F₀, dove F₀ è la frequenza prodotta in assenza del componente conosciuto (induttanza o condensatore). La variazione di frequenza viene misurata da uno speciale circuito discriminatore formato dai transistor T3 e T4 il quale è in grado di fornire una tensione continua proporzionale all'ultimo transistor T5 in configurazione emitter follower che ha mansioni di pilota per lo strumento di lettura il quale essendo inserito nel circuito in configurazione a ponte permette lettura ZERO quando nessun componente incognito viene inserito.

Il potenziometro R2 serve ad aggiustare il fondo scala nelle condizioni di C_x = C₀ (oppure L_x = L₀) mentre R5 regola lo zero dello strumento in assenza del componente incognito. La regolazione dei due potenziometri R2 e R5 va fatta alternativamente in modo da poter leggere zero e fondo scala senza incertezze dopodichè **non si dovrà più ritoccare R5**. R2 potrà subire eventuali ritocchi a seconda della portata di lettura. Il potenziometro R1 serve a compensare la tolleranza di C1 e andrà regolato per zero scala, buona norma sarebbe quella di montare i vari C1 e R1 in tandem al commutatore di gamma che presiede alla commutazione delle varie L_x e C_x anche se nello schema, per comodità grafica, tale commutatore non appare. Il commutatore appena citato è un 4 vie a 9 posizioni, i valori sul circuito elettrico sono dati per la gamma n. 3. Per una maggiore chiarezza di quanto sarà esposto in seguito consiglio il Lettore di prender nota della tabella che riporto a pagina seguente.

portata	max. lettura a fondo scala	L_0	C_0	C_L	f_0	f_x a $C_x = C_0$ o a $L_x = L_0$
n.		mH	nF	nF	kHz	kHz
1	100 pF	1	0,1	0,1	502	355
2	1 nF	1	1	0,33	158	112
3	10 nF	10	10	3,3	15,8	11,2
4	100 nF	10	100	10	5,02	3,55
5	10..H	0,01	10	0,1	502	355
6	100..H	0,1	10	0,33	158	112
7	1 mH	1	10	1	50,2	35,5
8	10 mH	10	10	3,3	15,8	11,2
9	100 mH	100	10	3,3	5,02	3,55

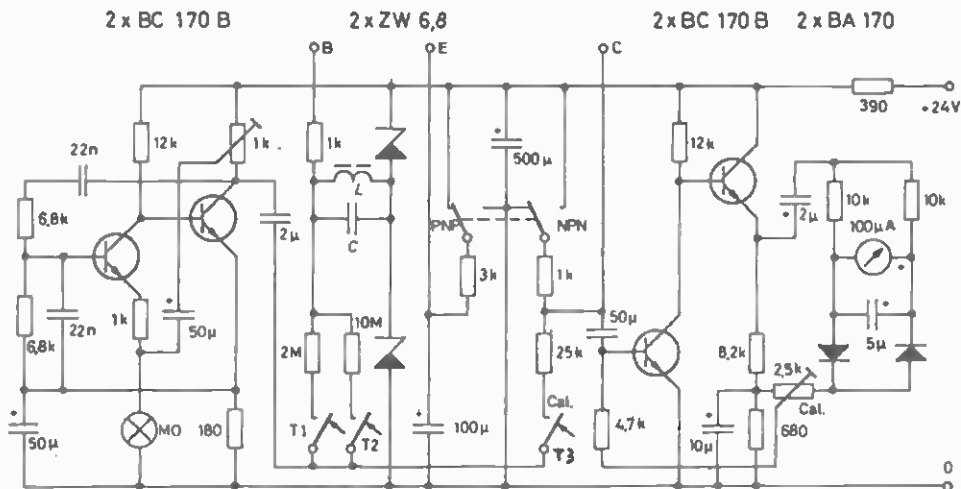
Come si può osservare dalla tabella, su nove posizioni di portata, quattro sono riferite alle misure capacitive e cinque alle misure induttive con la particolarità che la portata n. 3 per le capacità è identica alla portata 8 delle induttanze, in ogni caso va notato che per le misure di induttanza il condensatore C_0 assume sempre il valore di 10 nF. Tutti gli altri dati riportati in tabella sono assai utili qualora si volesse tarare la scala dello strumento in oggetto con l'ausilio di un frequenzimetro digitale. La precisione di lettura si aggira attorno al 3% più o meno per qualsiasi portata, tale precisione per essere mantenuta dovrà essere compensata da una corretta scala parlante sovrapposta allo strumento in quanto a spostamenti lineari del milliamperometro non corrispondono spostamenti lineari dei valori di lettura; a tal proposito si consiglia l'utente di calibrare la scala servendosi di condensatori campione e va notato che la scala, una volta calibrata su una portata qualsiasi, sarà valida per qualsiasi altra portata.

* * *

Si prosegue il discorso con il betametro a lettura diretta che detto in inglese suona così:

DIRECT READING TRANSISTOR BETA-METER

Il funzionamento di questo affare è molto semplice, i primi due transistor sulla sinistra del circuito generano delle oscillazioni col sistema a ponte di Wien-Robinson e tali oscillazioni vanno a eccitare la base del transistor sotto test, la lampadina MO è la solita introvabile da 6 V, 0,3 W che in questo caso non essendo critica può essere sostituita da un piccolo termistore a coefficiente di temperatura positivo da 120 Ω . Il potenziometro da 1 k Ω va aggiustato in modo da leggere sul collettore del secondo transistor una tensione approssimativa di 1,5 V. La tensione oscillante fornita dal generatore viene così amplificata dal transistor sotto controllo in funzione al suo beta specifico e immessa sulla base del terzo transistor accoppiato in continua al quarto, la tensione prelevata sull'emettitore del quarto transistor viene così rettificata da due diodi i quali eccitano direttamente lo strumento a bobina mobile sul quale andrà fatta la lettura finale. Per la calibrazione dello strumento si agirà su T3 ruotando in seguito il potenziometro da 2,5 k Ω fino a ottenere una deflessione dell'indice dello strumento pari al 80%, una volta ottenuta la calibrazione si disinserirà T3 e si avrà cura di non toccare più il potenziometro suaccennato, per evitare spostamenti accidentali a calibrazioni avvenute meglio usare un potenziometro senza perno (trimmer a cacciavite). Vi sono in circuito due interruttori denominati T1 e T2, il primo serve per analizzare transistor con beta inferiore a 100, il secondo per transistor con beta maggiore (fino a 500).



La bobina contrassegnata nello schema può essere costituita dal primario di un piccolo trasformatore d'uscita per valvole da 2 W circa (non è affatto critica) mentre il condensatore ad essa in parallelo contrassegnato con C può assumere valori variabili fra 5 e 15 nF e anch'esso non è critico. L'utilità di questo semplicissimo strumento si rivela nella selezione di coppie complementari per stadi che operano con transistor PNP/NPN, oppure la scelta del transistor più adatto a un front end in alta frequenza dove il beta diventa critico ai fini di una minor intermodulazione, nella sostituzione di un transistor con siglature strane specie nei circuiti accoppiati in continua i quali come è ben noto sono assai critici e non tollerano sostituzioni casuali e dulcis in fundo è in grado di stabilire immediatamente se il transistor sotto controllo ha ancora buone caratteristiche di amplificazione.

Si può pensare che oggi i transistor costano poco e che piuttosto che perder tempo a controllarli val di più la pena di sostituirli, sono d'accordo fino a un certo punto, infatti se razzoliamo attorno a transistor per VHF di potenza calcolando che costano circa 1.000 lire a watt ecco che il discorso cambia, per non parlare di quelli per UHF (5.000 lire a watt!).

* * *

Per oggi basta con l'autocostruzione, e passiamo a un argomento oggetto di una telefonata scambiata tempo fa con un un amico CB:

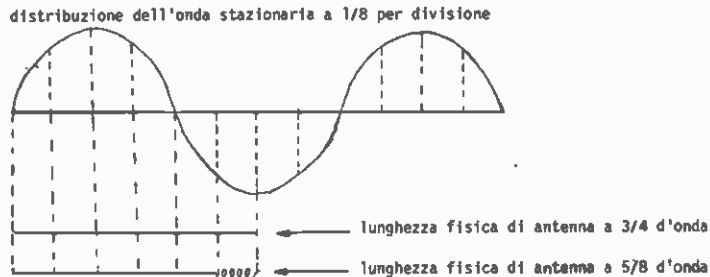
PARTICOLARITÀ DI UN'ANTENNA A 3/4 DI LUNGHEZZA D'ONDA

Mi si chiedeva quali fossero le particolarità riguardanti questo tipo di antenna e perché non era molto nota.

Alla seconda domanda potrei rispondere molto semplicisticamente dicendo che specie per la banda CB 3/4 d'onda di lunghezza fisica cominciano ad avere un certo ingombro.

Alla prima domanda il discorso si fa interessante perché già si può parlare di un certo guadagno sul dipolo semplice conservando inalterate le caratteristiche di omnidirezionalità, tale guadagno si aggira fra 1,5 e 3 dB. Partendo dal concetto

che in ogni quarto d'ora dispari di risonanza ci si trova sempre alla medesima impedenza anche a $3/4$ sarà facile collegare una discesa in cavo coassiale mantenendo il ROS a buoni livelli entro un più o meno fuori risonanza abbastanza ampio, tale da consentire un buon funzionamento anche su baracchini da 200 e più canali. L'impedenza al quarto d'onda è circa sui 52Ω ed è quindi ideale per essere in tandem con le uscite di tutti i ricetrans CB oggi in commercio. In seguito a esperienze pratiche si è notato che una diminuzione nella lunghezza fisica pari a $1/8$ di lunghezza d'onda non portava apprezzabili diminuzioni di guadagno a patto che fra il cavo e l'antenna fosse interposta una induttanza di poche spire atta a compensare la diversa impedenza dovuta alla diminuzione di lunghezza dell'antenna stessa. Dalla $3/4$ ($3/4 = 6/8$) si è passati alla $5/8$, antenna assai più nota e già meno ingombrante della precedente e dalle caratteristiche di guadagno assai più elevate di qualsiasi ground-plane. Rimanendo in tema di antenne non direttive, quindi permesse dalle vigenti leggi, posso aggiungere che per chi non ha problemi d'ingombro la $5/8$ può rappresentare la soluzione ideale sia dal punto di vista pratico che da quello economico. Il numero delle spire necessario a ottenere l'esatta correzione di impedenza può variare da 8 a 12 spire di filo da 12/10 avvolte serrate su un supporto isolante da 3 cm di diametro e il ros si può aggiustare per tentativi, variando il numero delle spire o allargando le spire stesse, ciò dipende anche dalle esigenze dell'operatore a seconda del baracchino usato e qui mi riferisco non tanto alla potenza quanto al numero di canali da servire senza sacrificare troppo il ros. Il corpo dell'antenna è abbastanza determinante per la larghezza di banda (maggiore è il numero di canali e maggiore dovrà essere il diametro), di solito si lavora attorno a diametri sull'ordine del centimetro. Le difficoltà maggiori si incontrano negli ancoraggi meccanici che in ogni caso devono essere isolanti, anche i tiranti non devono essere di metallo e a tale scopo si possono usare normali funi di nylon reperibili nelle ferramenta come stendipanni.



Sempre «ad usum CB» tocco un argomento riguardante la SSB, croce e delizia dei moderni operatori, quando tutto va bene si parla di delizia, la croce salta fuori poi, quando si incontrano anomalie e beghe varie.

Uno dei difetti più comuni è dato dallo **sbilanciamento della portante**, cosa che lì per lì può passare inosservata, se lo sbilanciamento è lieve, se la faccenda è più pronunciata allora è bene intervenire d'urgenza, non solo perché l'emissione è corredata della portante indesiderata, ma soprattutto perché potrebbero soffrire danni gravi gli stadi finali a RF in quanto non sono concepiti per ricevere una sollecitazione continua e potrebbero anche passare a miglior vita con la spiacevole conseguenza di peggiorare la vostra HI! Il possessore di un ricetrans di solito, se non possiede altro ricevitore ausiliario, non ha la possibilità di autocontrollare la propria emissione con lo stesso ricetrans perché ovviamente se si è in fase di trasmissione non si può certo ascoltare la propria emissione con lo stesso barac-

chino. Ci si deve fidare quindi della benevolenza e della collaborazione di qualche appassionato corrispondente, non ci si deve quindi limitare a chiedere semplici controlli sulla qualità della modulazione o sulla intensità del segnale ricevuto riguardante l'emissione SSB, bisogna insistere di tanto in tanto per avere un controllo relativo alla **purezza** cosa non molto difficile se ci si attiene alla seguente procedura:

1) agganciare QSO con un amico locale in grado di ricevere la vostra emissione con segnale superiore a S9,

2) prendere la parola dicendo: *«Ora porto a zero il volume del microfono, prova a smanettare sul comando del clarifier per sentire se noti, in assenza di modulazione qualsiasi cosa che possa assomigliare a un fischiotto, a un pigolio, a un ronzio»;*

3) attendere la risposta del corrispondente che può essere: A) non noto nulla di particolare (e questo significa tutto OK), B) anche in assenza di modulazione muovendo il clarifier si può ascoltare una certa nota di bassa frequenza. In questo caso o si è in grado di porre rimedio da soli azzerando la portante dall'apposito comando posto all'interno del baracchino o ci si deve recare al più vicino laboratorio di assistenza per far rimettere le cose a posto. Esiste una seconda ipotesi, la più sciagurata, vale a dire quella di un forte sbilanciamento della portante, in questo frangente ci si può rendere conto dell'anomalia anche senza l'aiuto di alcun amico esterno, infatti basta schiacciare il pulsante di trasmissione guardando lo strumento indicatore della potenza relativa d'uscita il quale in assenza di modulazione, se tutto va bene, deve rimanere incollato sullo **zero assoluto**, se malauguratamente si sposta anche di poco dallo zero allora vuol dire che c'è presenza di portante indesiderata e anche in questo caso bisogna intervenire d'urgenza per riportare il baracchino alle sue normali condizioni di lavoro. Rammento che la proporzione fra portante soppressa e il picco massimo di modulazione chiamato PEP (Peak Envelope Power) non deve essere inferiore ai 30 dB, questo significa che se ipoteticamente disponessimo di 1 kW, ancora 1 W di portante indesiderata sarebbe anche tollerabile, ad ogni modo nei moderni ricetrans la portante soppressa viene dichiarata sui deplianti attorno a valori sull'ordine di — 40 o anche — 60 dB. Io sono piuttosto scettico circa il raggiungimento di — 60 dB (— 60 dB equivarrebbe a 1.000.000 di potenza in meno rispetto al PEP e ciò non è semplice da ottenere nemmeno con sofisticatissimi modulatori bilanciati!).

Nella scelta di un buon baracchino in SSB è bene soffermarsi su questa caratteristica di soppressione specie se si ha in seguito l'intenzione di munire il baracco con un amplificatore lineare di una certa potenza.

Un'altra cosina da tener presente per i futuri acquisti è quella di richiedere sempre lo schema originale dell'apparato, il tutto a vantaggio di eventuali riparazioni o anche più semplicemente per poter localizzare con maggior facilità i vari punti di taratura. Lo schema fa comodo anche agli espertissimi con il pallino della «modifica per migliorare le prestazioni». Le migliorie possono consistere nell'aggiunta di un VFO supplementare, nella sostituzione del transistor preamplificatore d'antenna con altro avente maggior guadagno o meno cifra di rumore o a tutto quello che la fantasia dello sperimentatore suggerisce.

Siamo in tema di SSB e ne approfitto per dare un **utile ragguaglio** a quanti mi hanno chiesto come fare per **diminuire la potenza di emissione per QSO locali** senza star lì a sconnettere il lineare nel caso si verifichi l'opportunità di un DX improvviso dovuto a sporadiche favorevoli condizioni di propagazione. Amici miei, la cosa è semplicissima, partendo dal presupposto che una emissione SSB ha potenza proporzionale alla quantità di bassa frequenza modulante, per diminuire potenza basta diminuire il volume del microfono, a patto che non si tratti di microfono con compressore e che si possa escludere l'ALC (Automatic Level Control), nel caso

poi che il baracchino non disponga di ALC è chiaro che chi taglia la testa al toro è solo il volume microfonico. Dove non si può intervenire in questo senso si è obbligati a diminuire la tensione di alimentazione dell'amplificatore lineare e allo scopo bisogna poter disporre di un alimentatore stabilizzato a tensione variabile, tale tensione però non può scendere oltre certi valori in quanto si può verificare distorsione di bassa frequenza dovuta a cambiamento di classe di lavoro del lineare stesso il quale potrebbe diventare non più «lineare»!

* * *

Ragazzi, ora la pianto di annoiarvi e chiudo così anche questa «88esima perversione», se tutto va bene, con i contatti presi in questi giorni con diverse Ditte nel settore CB posso annunciarvi una bella carrellata di antenne e,e,e... anche qualcosa sulla famigerata banda dei 45 metri, che ne dite? Tutto OK? Bene, sapevo di trovarvi d'accordo, allora ci risentiamo presto, ne'? Cinque-uno, Sette-tre, vi saluto e me ne vè! Perdonate l'oscenità della rima, ma tanto si capisce che me ne vado, ciao

Maurizio

BIBLIOGRAFIA - schemi elettrici

DISCRETE SEMICONDUCTORS CIRCUIT EXAMPLES-worldwide semiconductor manual 1973 ITT.

Raccoglitori per la rivista “cq elettronica”

Richiedeteli a:

edizioni CD
via C. Boldrini, 22
40121 BOLOGNA

Due raccoglitori
per annata
L. 7.500
agli abbonati
sconto 10%



Pagamento con assegni propri o circolari - vaglia
o con c./c. P.T. n. 343400 a noi indirizzati.

APT

scan converter

YU3UMV, ing. Matjaž Vidmar

(segue da pagina 130 del n. 4/82)

Il mese scorso, dopo una visione introduttiva del problema di memorizzare l'immagine per renderla visibile all'occhio umano nei sistemi di trasmissione di immagini a scansione lenta, abbiamo esaminato lo schema a blocchi del progetto, le caratteristiche di massima dei circuiti, passando poi alla analisi dei singoli stadi. Riprendiamo e completiamo questa analisi, dopo di che passeremo agli aspetti costruttivi e ad alcune considerazioni conclusive.

Memoria e generazione del segnale TV

I segnali provenienti dall'interfaccia APT: data, bit-clock, word-clock e line-clock, contengono tutte le informazioni necessarie: dove e cosa scrivere nella memoria principale di quadro. Poiché era relativamente difficile scrivere direttamente nella memoria di quadro senza disturbare la lettura e quindi l'immagine riprodotta sul TV monitor, ho impiegato una memoria buffer di linea. L'informazione di una linea viene prima scritta in questa memoria ausiliaria e poi, al momento opportuno, durante la ritraccia verticale TV, occorre copiare questa informazione nella memoria principale di quadro. La logica di scrittura (vedi figura 10) viene resettata dal livello alto del line clock.

Quando il line-clock passa a livello basso, incomincia la scrittura dei dati nella memoria buffer 2102. Quando la 2102 è piena, la logica ignora i dati che le vengono inviati dall'interfaccia APT.

Nel primo seguente intervallo di ritraccia verticale TV, quando cioè la memoria principale non è occupata dalla lettura, il contenuto della 2102 viene copiato in una linea della memoria principale di quadro. Quando questa operazione è completata, la logica è pronta a ricevere un nuovo impulso del line-clock per ripetere il ciclo.

Il ciclo di scrittura inizia con il livello alto del line-clock, che dà il preset al contatore degli elementi d'immagine di scrittura, composto dai due 4029 connessi in cascata. L'uscita Q4 del secondo 4029 va a zero. Questa uscita comanda, tramite un buffer, il multiplexer (i due 74157) e quando è a zero logico, il multiplexer trasferisce il contenuto del contatore degli elementi d'immagine di scrittura agli address della 2102, inoltre abilita il conteggio di questo contatore (\overline{CI} del primo 4029 è collegato a Q4 del secondo 4029). Il word-clock dà il reset al 4029 contatore dei bit (a destra su figura 10). I dati, provenienti dall'interfaccia APT in for-

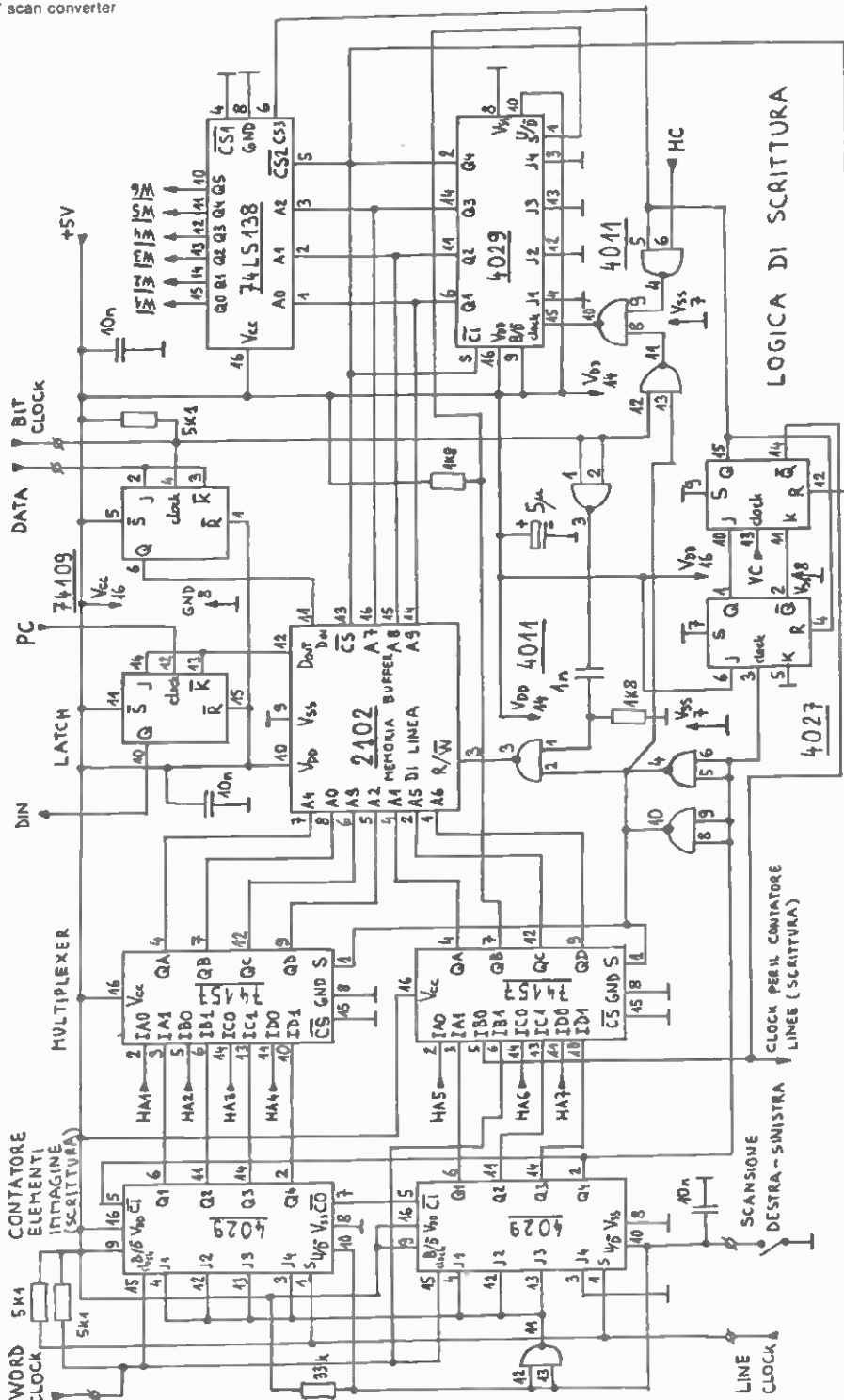


figura 10

Logica di scrittura, memoria buffer di linea e contatore elementi immagine (piastrina 2).

mato serie, vengono sincronizzati dal latch (1/2 74109) e scritti nella memoria 2102 in formato serie. La memoria 2102 è organizzata come 1.024 celle da 1 bit. Il bit-clock fa avanzare il contatore dei bit 4029 in modo che i bit siano scritti in celle successive della 2102. Il 4029 contatore dei bit si blocca quando il conteggio raggiunge 8, poichè l'uscita Q4 è collegata al \overline{CI} . Anche il \overline{CS} della 2102 è collegato a Q4 e va a 1 logico, perciò i dati fino al successivo impulso del word-clock vengono ignorati.

Quando il circuito viene impiegato assieme all'interfaccia APT, il contatore dei bit 4029 riceve l'impulso del reset esattamente quando dovrebbe raggiungere lo stato «8». La logica descritta può però tornare molto utile in altri impieghi, per esempio HRPT. L'impulso di word-clock fa anche avanzare il contatore degli elementi d'immagine, perciò i nuovi dati della nuova parola (nuovo elemento dell'immagine) saranno scritti in nuove locazioni della memoria 2102. Dopo 128 impulsi di word-clock la memoria buffer è piena e il suo contenuto può essere copiato nella memoria principale. L'uscita Q4 del secondo 4029 del contatore degli elementi d'immagine va a 1 logico e ferma il contatore in questo stato. Il multiplexer collega gli address della 2102 in parallelo agli address orizzontali (HA1 + HA7) della memoria di quadro. Viene inoltre disabilitata la scrittura nella 2102. Il doppio flipflop 4027 sincronizza la trascrizione dei dati nella memoria di quadro con la ritraccia verticale (di quadro) TV. La prima metà del 4027 (a sinistra su figura 10) riceve l'impulso di clock dall'uscita Q4 del secondo 4029 del contatore degli elementi d'immagine e la sua uscita Q va a livello logico 1. La seconda metà del 4027 copia il contenuto della prima metà quando riceve l'impulso di clock (VC) sincronizzato con la ritraccia verticale TV e dà immediatamente il reset alla prima metà, inoltre fa avanzare il contatore delle linee di scrittura (figura 11) in modo da scrivere in una nuova linea della memoria di quadro.

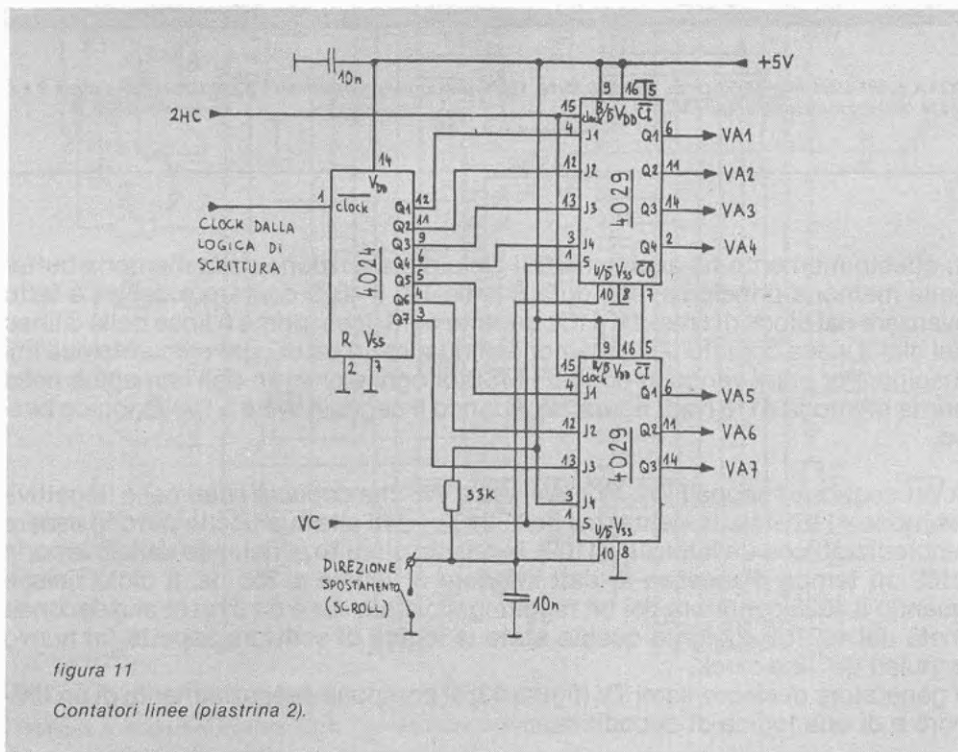


figura 11

Contatori linee (piastrina 2).



NOAA 6, 9/1/1981 alle 18,50 circa, 137,500 MHz, 120 linee/minute, infrarosso 11 μ m, risoluzione circa 8 km (metà della risoluzione originale).

In questo momento ha anche inizio il ciclo di trascrizione dalla memoria buffer nella memoria principale, che dura 8 linee TV. Il 4029 contatore dei bit è fatto avanzare dal clock di linea TV (HC), durante ogni linea (prime 6 linee delle 8 linee del ciclo) viene copiato nella memoria di quadro un bit di ogni elemento dell'immagine. Per primi vengono copiati i MSB di ogni elemento dell'immagine nella prima memoria 4116 (vedi figura 12), quando il segnale $\overline{W1}$ è a livello logico basso.

A $\overline{W1}$ seguono i segnali $\overline{W2}$, $\overline{W3}$, $\overline{W4}$, $\overline{W5}$ e $\overline{W6}$ che copiano i dati nelle rispettive memorie 4116. Data la «lentezza» della 2102, i dati alla sua uscita devono essere sincronizzati con un latch ($1/2$ 74109). In questo circuito si richiede dalla memoria 2102 un tempo d'accesso ai dati inferiore o uguale a 350 ns. Il ciclo finisce quando il 4029 contatore dei bit raggiunge lo stato «8» e dà il reset alla seconda metà del 4027. Raggiunto questo stato la logica di scrittura aspetta un nuovo impulso del line-clock.

Il generatore di sincronismi TV (figura 13) si compone essenzialmente di un divisore e di una logica di decodifica.

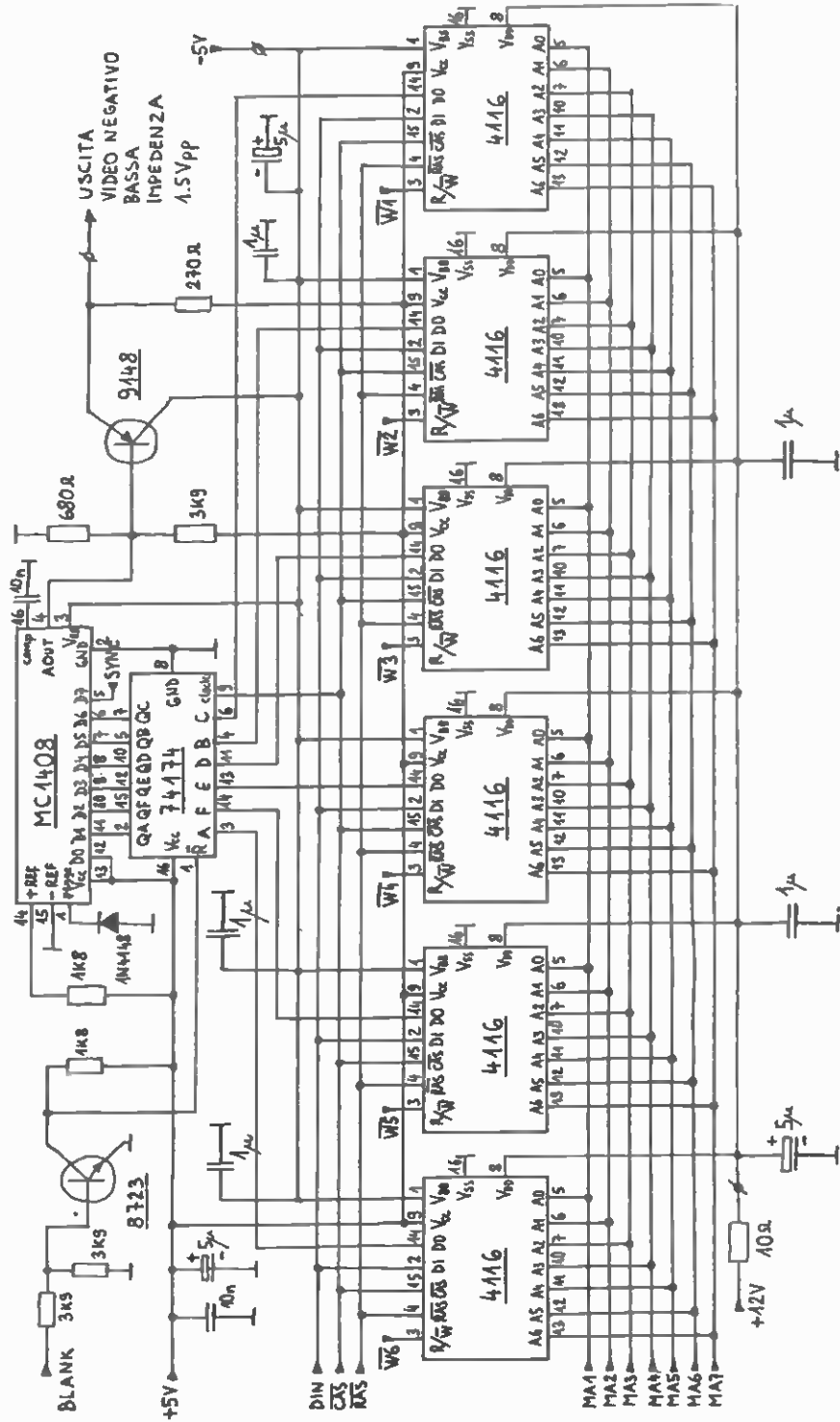


figura 12

Memoria principale di quadro, latch e convertitore DIA (piastrina 2).

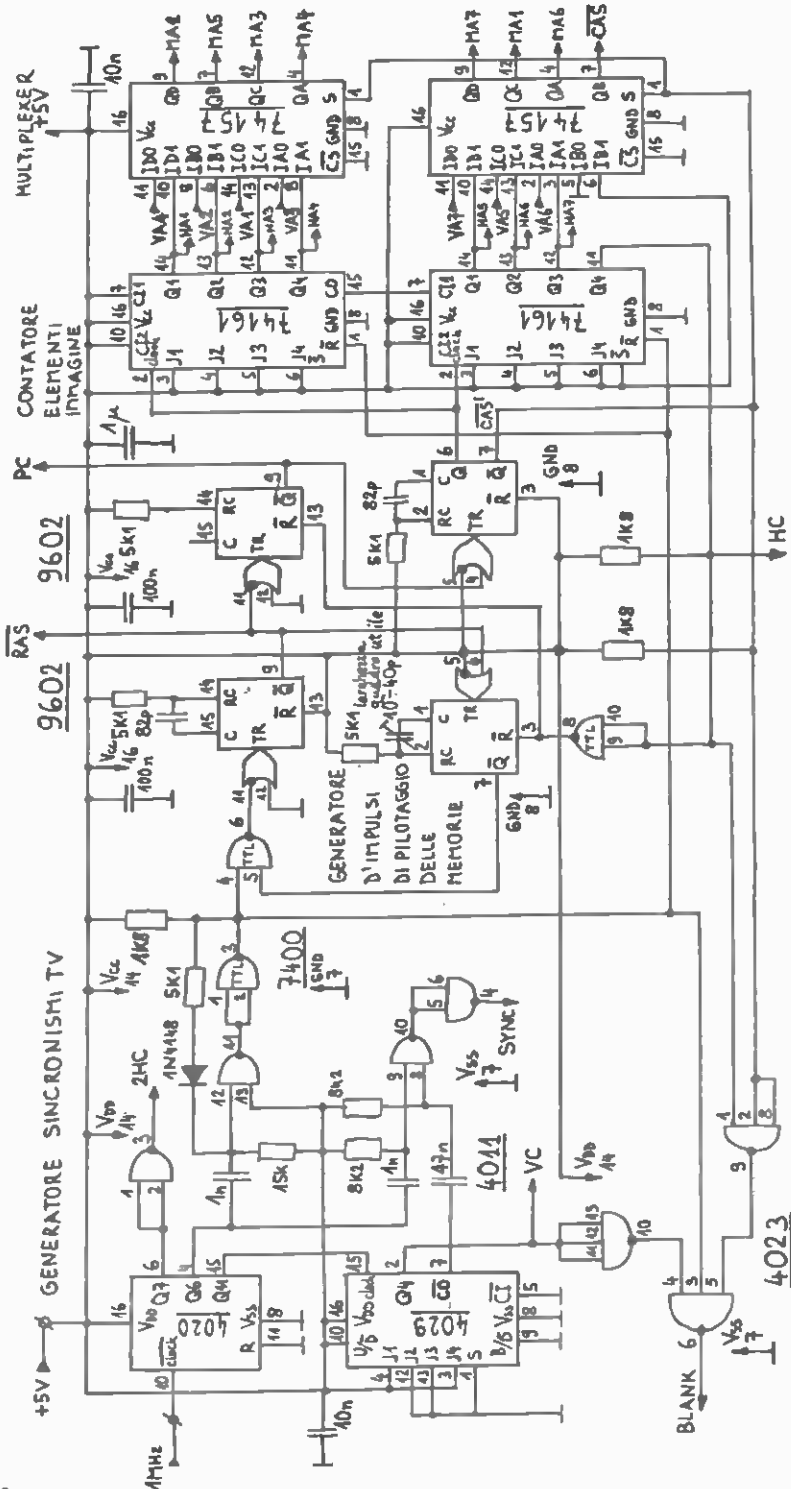


figura 13

Generatori di sincronismi TV, impulsi di pilotaggio delle memorie e contatore degli elementi dell'immagine e multiplexer (piastrina 2).

Il 4020 divide la frequenza di 1 MHz per ottenere la frequenza di linea TV (periodo $64 \mu\text{s}$), questa frequenza viene divisa ancora per 32 dal 4020 e poi per 10 dal 4029 per ottenere la frequenza verticale. Il quadro ha perciò 320 linee invece di 312,5, però i televisori e i monitor TV generalmente non sono molto sensibili alle variazioni della frequenza di quadro. Gli impulsi di sincronismo, $5 \mu\text{s}$ orizzontale e $250 \mu\text{s}$ verticale circa, sono ottenuti mediante reti RC e due porte nand di un 4011. Un'altra porta nand cmos, una porta nand TTL (1/4 7400) e il diodo 1N4148 costituiscono un monostabile che determina la posizione orizzontale del quadro utile. L'impulso da questo monostabile fa partire l'oscillatore composto dai due monostabili del primo 9602. Questo oscillatore oscilla a circa $2,5 \text{ MHz}$ (400 ns), il periodo si regola con il trimmer da $10 + 40 \text{ pF}$, che regola la larghezza del quadro utile. L'oscillatore fornisce gli impulsi $\overline{\text{RAS}}$ (Row Address Strobe) per le memorie, inoltre pilota il secondo 9602. Il primo monostabile del secondo 9602 genera un ritardo di circa 70 ns , dà il clock al latch (1/2 74109), che sincronizza i dati provenienti dalla 2102 e pilota la seconda metà del 9602, che genera l'impulso di $\overline{\text{CAS}}$. La seconda metà del secondo 9602 fa anche avanzare il contatore degli elementi d'immagine (di lettura), composto dai due 74157. Logicamente il segnale $\overline{\text{CAS}}$ (Column Address Strobe) corrisponde al segnale $\overline{\text{CAS}}$, però in pratica si devono compensare i ritardi introdotti dal multiplexer, perciò è necessario prelevare il segnale $\overline{\text{CAS}}$ dal multiplexer e non direttamente dal monostabile. Dopo 128 cicli di lettura dalla memoria (128 elementi d'immagine di una linea) l'uscita Q4 del secondo 74161 va a livello logico 1 e l'oscillatore con il primo 9602 viene bloccato. Questo stato permane fino a quando non giunge un nuovo impulso d'inizio linea dal monostabile costruito con le due porte logiche e il diodo, il quale dà il reset al contatore degli elementi d'immagine con i due 74161 e fa partire di nuovo l'oscillatore composto dai due monostabili del primo 9602.

Le memorie dinamiche 4116 sono dei circuiti integrati assai complessi, perciò è utile una descrizione più dettagliata del loro funzionamento. I circuiti dinamici impiegano come principio di memoria la conservazione di una carica elettrica in un condensatore. Ogni condensatore reale ha, anche se costruito con cura, delle perdite, che prima o poi fanno scomparire la carica immagazzinata nel condensatore. A questo scopo i circuiti integrati dinamici devono possedere degli appositi circuiti, che in determinati intervalli di tempo ripristinano le cariche sui condensatori, prima che questi possano scaricarsi completamente. Soltanto in questo modo l'informazione, memorizzata nei condensatori, può essere trattenuta per un tempo illimitato. Il meccanismo viene chiamato «refresh». Il massimo intervallo di tempo tra due cicli di refresh ammesso è generalmente 2 ms . Le moderne memorie dinamiche da 4 kbit e da 16 kbit non necessitano di speciali cicli di refresh, basta soltanto effettuare dei cicli di scrittura o di lettura. Per comprendere il meccanismo di refresh delle 4116 è necessario conoscere almeno in principio, lo schema interno di questa memoria. La 4116 contiene 16.384 condensatori organizzati in una matrice di 128 file (rows) per 128 colonne (columns). Ogni condensatore ha associato un transistor mos, in funzione di interruttore, che può collegare i condensatori con la linea comune della colonna. Poiché ci sono 128 colonne, ci sono 128 linee comuni, ognuna per ogni colonna. A ogni linea comune è associato anche un amplificatore di refresh. Questo amplificatore può anche scrivere nella memoria (caricare o scaricare il condensatore) oppure leggere lo stato di carica del condensatore. Le memorie 4116 sono organizzate come $16\text{k} \times 1 \text{ bit}$, per indirizzare i quali sono necessari 14 bit di address. Per diminuire il numero delle connessioni esterne, e di conseguenza le dimensioni e il prezzo del circuito integrato, le memorie dinamiche moderne hanno gli address multiplexati. Le 4116 hanno 7 pin per gli address.

Seguendo il diagramma temporale in figura 14, vengono per primi applicati i 7 bit del row address.

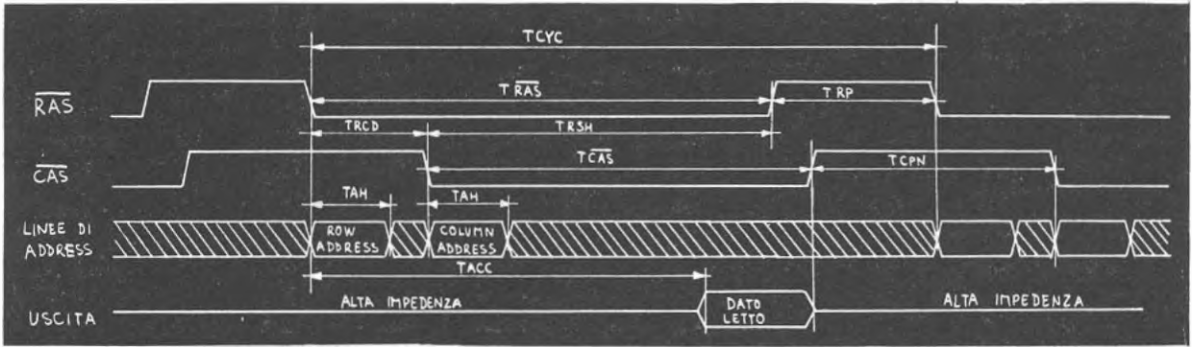


figura 14

Ciclo di lettura semplificato di una memoria dinamica 4116.

La transizione a livello logico basso del $\overline{\text{RAS}}$ (Row Address Strobe) fa memorizzare i bit del row address in un apposito latch interno. I bit del row address devono essere presentati per almeno il tempo T_{AH} (generalmente dell'ordine di 50 ns). L'impulso di $\overline{\text{RAS}}$ (fa però anche partire il meccanismo interno di refresh. Ognuno dei 128 amplificatori di refresh «rinfresca» la carica del condensatore selezionato dal row address nella sua colonna. Con un impulso di $\overline{\text{RAS}}$ vengono perciò rinfrescate 128 celle, e più precisamente quelle appartenenti alla fila (row) selezionata dal row address. Circa 70 ns dopo l'inizio dell'impulso di $\overline{\text{RAS}}$ possiamo applicare l'impulso di $\overline{\text{CAS}}$ e allo stesso tempo presentare sugli address pin della 4116 i rimanenti 7 bit dell'address. Dopo un tempo T_{ACC} (200 ns circa), a partire dall'inizio di $\overline{\text{RAS}}$, compare sull'uscita D_{OUT} della memoria il dato letto dalla locazione indirizzata dai 14 bit di address. Il ciclo di lettura dalla memoria però non finisce qui! Per poter effettuare una nuova lettura dalla memoria sia il $\overline{\text{RAS}}$ che il $\overline{\text{CAS}}$ devono ritornare a livello alto e rimanere alti almeno per un determinato tempo (T_{RP} , T_{CPN}). Perciò il tempo di ciclo T_{CYC} (375 ns minimo) è maggiore del tempo d'accesso T_{ACC} . Quando il $\overline{\text{CAS}}$ ritorna a livello alto, l'uscita assume di nuovo lo stato d'alta impedenza. Il ciclo di scrittura nella memoria è molto simile al ciclo di lettura descritto. Se l'ingresso R/\overline{W} viene tenuto basso durante tutto il ciclo, allora i dati devono essere validi allo stesso tempo del column address.

Ogni cella della 4116 richiede il refresh almeno ogni 2 ms, e poichè con un ciclo di lettura o scrittura si dà il refresh a 128 celle di una fila (row), sono necessari 128 cicli ogni 2 ms per «rinfrescare» tutte le 16.384 celle. Nel circuito presentato il contenuto delle memorie viene letto di continuo. Durante ogni linea TV (64 μs) vengono lette tutte le 128 celle di una colonna e allo stesso tempo vengono rinfrescate tutte le 128 file (rows) della matrice di memoria.

Nei circuiti vengono impiegate 6 memorie 4116, che memorizzano 128 linee di 128 elementi ciascuna con 6 bit per elemento d'immagine (vedi figura 12). In fase di lettura i 6 bit vengono letti in parallelo e inviati al latch 74174, il quale memorizzerà i dati durante il seguente ciclo di lettura. Il 74174 passa i dati poi al convertitore D/A MC1408 (MC1508). Lo MC1408 è un convertitore D/A a 8 bit. Ai bit più significativo (D7) vengono inviati gli impulsi di sincronismo TV. Ai seguenti 6 bit vengono inviati i dati dal latch 74174 e il bit meno significativo (D0) non viene utilizzato. L'uscita analogica dello MC1408 è un generatore di corrente, questa corrente è una frazione (determinata dagli ingressi digitali) della corrente che scorre nell'ingresso + REF. Un amplificatore operazionale interno al-

lo MC1408 fa dell'ingresso + REF una massa virtuale se l'entrata — REF è connessa a massa. Questo operativo richiede anche una compensazione esterna (piedino «16 - comp.»). Il piedino «1 - range» serve invece per limitare il range delle tensioni d'uscita; con il diodo 1N4148 la tensione su questo piedino è limitata a — 0,6 V. Lo MC1408 non è il D/A più adatto per questa applicazione: è troppo lento. Il suo tempo d'assestamento della corrente d'uscita è sui 100 ns (garantiti 300 ns) e questo provoca dei trattini verticali leggermente scuri con il contrasto del TV monitor al massimo (vedi foto a pagina 126 del mese scorso). I TV monitor richiedono un segnale video a bassa impedenza (75 Ω), perciò è necessario all'uscita l'emitter-follower con il 9148. Il 9148 è un pnp al Si, veloce, ma anche un pnp al Si per bassa frequenza dovrebbe andare bene. Lo 8723 è invece collegato come invertitore per gli impulsi di blanking, che danno il reset al 74174. Qui è però necessario un transistor veloce al Si, poiché un considerevole ritardo è già introdotto dal 4023 (figura 13). Questo ritardo è bene che sia nell'ordine di 300 ns, in questo modo anche l'ultimo elemento d'immagine ha la stessa larghezza degli elementi precedenti.

Le immagini trasmesse dai satelliti meteorologici in orbite polari con il sistema di ripresa a radiometro non presentano né inizio né fine dell'immagine; in pratica la lunghezza dell'immagine è limitata soltanto dal tempo nel quale il satellite è ricevibile dalla nostra stazione d'ascolto. Il problema era di scegliere un sistema di scrittura delle linee nella memoria di quadro, che riprodurrebbe sul TV monitor sempre un'immagine intera e non un'immagine tagliata in due, cioè parte della vecchia immagine, che è ancora rimasta in memoria, e parte della nuova immagine, che si sta scrivendo in memoria.

L'idea mi è venuta osservando il funzionamento dei terminali video alfanumerici dei computer: quando lo schermo è già pieno di testo e si scrive una nuova linea, scompare la linea più in alto e tutte le rimanenti linee del testo si spostano d'una linea in su per dare posto alla nuova linea. Il meccanismo viene chiamato «scroll» e naturalmente è applicabile anche agli scan converters: le nuove linee dell'immagine appaiono (ad esempio) nel fondo dello schermo del TV monitor spostando in su le linee precedenti che alla fine scompaiono in cima. Per spostare le linee già scritte in memoria in su o in giù sullo schermo non è però necessario trascrivere i dati da alcune locazioni della memoria in altre locazioni, basta giocare sugli address in fase di lettura. Il «trucco» è presentato in figura 11. Il 4024 è il contatore delle linee in fase di scrittura, le sue uscite sono collegate ai «preset inputs» dei due 4029, che compongono il contatore delle linee in fase di lettura e forniscono gli address verticali (VA1 + VA7). Supponiamo che l'interruttore «direzione spostamento» sia chiuso, e di conseguenza i due 4029 contino indietro. Supponiamo, anche, che il 4024 abbia raggiunto il numero N. Il clock verticale (VC) presetta i due 4029 al numero N. Quando il VC torna a livello basso, i due 4029 incominciano a contare: N, N—1, N—2, N—3, ... e così via, e al TV monitor vengono inviate le linee nello stesso ordine, N, N—1, N—2, N—3, ... e così via fino alla fine del quadro, quando il VC torna alto e dà di nuovo il preset ai due 4029. Prima che una nuova linea venga iscritta nella memoria di quadro, il contatore 4024 riceve un impulso di clock e il conteggio raggiunge N + 1. Poiché l'iscrizione di una nuova linea avviene durante il periodo di ritraccia verticale, quando il VC è alto, i due 4029 sono «forzati» a N + 1 e la nuova linea viene iscritta nella locazione N + 1. I due 4029 conteranno poi: N + 1, N, N—1, N—2, N—3, ... e così via, e al TV monitor verranno inviate le linee nello stesso ordine: N + 1, N, N—1, N—2, N—3 ... Notate che adesso è in cima la nuova linea N + 1, le linee precedenti sono inviate nello stesso ordine, ma ritardate e perciò spostate in basso sullo schermo.

Un piccolo inconveniente si verifica quando i due 4029 contano avanti: la linea appena scritta si trova in cima, invece di essere al fondo dell'immagine. Tutte le rimanenti linee vengono però spostate nel senso giusto e rappresentate al loro posto giusto. La possibilità d'invertire il senso dello spostamento dell'immagine è utile per non riprodurre immagini «capovolte», visto che vogliamo ricevere sia le orbite nord-sud che le orbite sud-nord dei satelliti. Invertendo il senso dello spostamento è però necessario invertire anche il senso di scrittura nella memoria buffer di linea (vedi figura 10, interruttore «scansione sinistra-destra») per non ricevere immagini «allo specchio».

Il formato dell'immagine riprodotta sul TV monitor è stato scelto in modo da «riempire» quasi l'intero schermo. Una linea TV intera dura $64 \mu\text{s}$, la ritraccia dura $11 \mu\text{s}$, perciò rimangono circa $53 \mu\text{s}$ utili. La larghezza dell'immagine riprodotta dipende dal periodo dell'oscillatore composto dai due monostabili del primo 9602 (figura 13). Regolando il periodo a 400 ns , i 128 elementi d'una linea vengono letti in $51,2 \mu\text{s}$.

Il quadro TV generato dal generatore dei sincronismi ha 320 linee. 256 linee sono dedicate al quadro utile, rimangono perciò 64 linee per la ritraccia e i bordi. La memoria di quadro ha soltanto 128 linee, perciò ogni linea viene letta due volte per formare un quadro utile di 256 linee. Il contatore delle linee (in fase di lettura), composto dai due 4029 (vedi figura 11), deve perciò ricevere un clock con il periodo di due linee TV, cioè $128 \mu\text{s}$ (2 HC). Poichè gli schermi dei TV monitor sono rettangolari, anche il formato del quadro utile è stato scelto rettangolare. Nella scelta delle frequenze di sampling e del line-clock ho tenuto conto del formato del quadro utile in modo che le foto, trasmesse dai satelliti, siano riprodotte senza distorsioni geometriche.

Costruzione dello scan converter

L'APT scan converter è costruito su due circuiti stampati.

Sul primo circuito stampato, a singolo rame, è costruita l'interfaccia APT (vedi figure 15 e 17).

Sul secondo circuito stampato, a doppio rame, sono alloggiati i circuiti delle memorie e della generazione del segnale TV (vedi figure 16, 18 e 19).

Sul primo circuito stampato ci sono due ponticelli, e più precisamente l'alimentazione $+V_{DD}$ per il 4051 e l'alimentazione negativa -8 V per i tre 741. Sulla seconda piastrina non ci sono ponticelli, ci sono però molte transizioni dal lato componenti al lato rame e viceversa. Gran parte di queste transizioni sono eseguite dai piedini dei circuiti integrati saldati da ambedue i lati, però alcune richiedono anche dei pezzi di filo inseriti nei fori e saldati da ambedue le parti. Naturalmente la soluzione migliore sarebbe di metallizzare i fori del circuito stampato a doppia faccia. Nel circuito sono presenti numerosi condensatori di bypass. Purtroppo non è possibile disegnarli nello schema elettrico nella stessa posizione che hanno sullo stampato. Come regola generale, le alimentazioni delle memorie dinamiche vengono bypassate con condensatori ceramici da $1 \mu\text{F}$, le alimentazioni dei TTL con condensatori da 100 nF ceramici e le alimentazioni dei cmos con 10 nF . Le memorie dinamiche richiedono tre tensioni interne, mentre i $+5 \text{ V}$ servono soltanto per lo stadio d'uscita che interfaccia i TTL. Le memorie non sono sensibili all'ordine nel quale vengono applicate le tensioni d'alimentazione, però se le memorie vengono lasciate senza $V_{BB} = -5 \text{ V}$ per un tempo prolungato, si potrebbe anche danneggiare a causa dell'elevato consumo di corrente dalla $V_{DD} = +12 \text{ V}$ e conseguente sovradissipazione. Il consu-

mo di corrente continua dalla V_{BB} è dell'ordine di pochi microampere, però in funzionamento scendono forti correnti capacitive e perciò anche la V_{BB} deve essere bene bypassata. La resistenza da 10 Ω in serie all'alimentazione V_{DD} delle memorie (figura 12) serve per proteggere i circuiti TTL nel caso di cortocircuito tra le linee V_{DD} e V_{CC} , vicinissime sullo stampato.

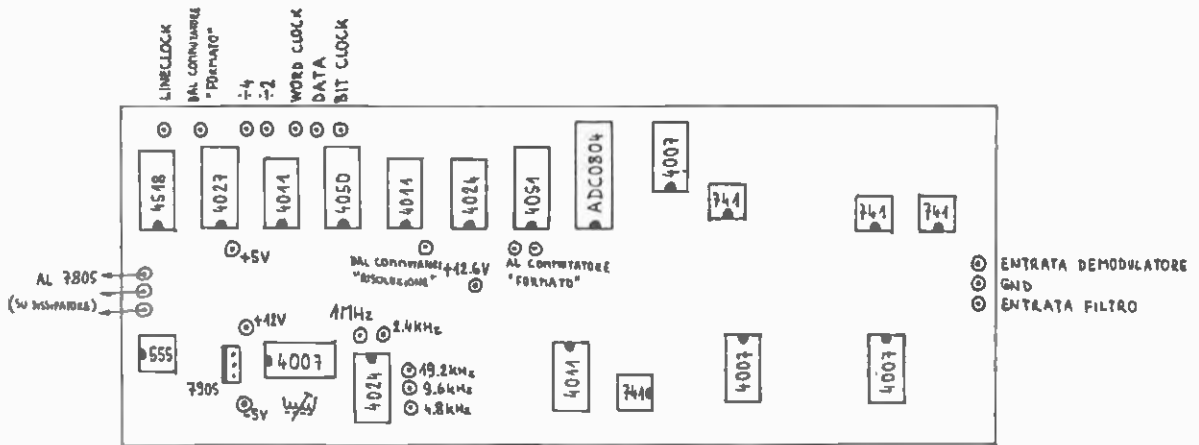


figura 15
Disposizione dei componenti principali sulla piastrina 1 (viste da sopra).

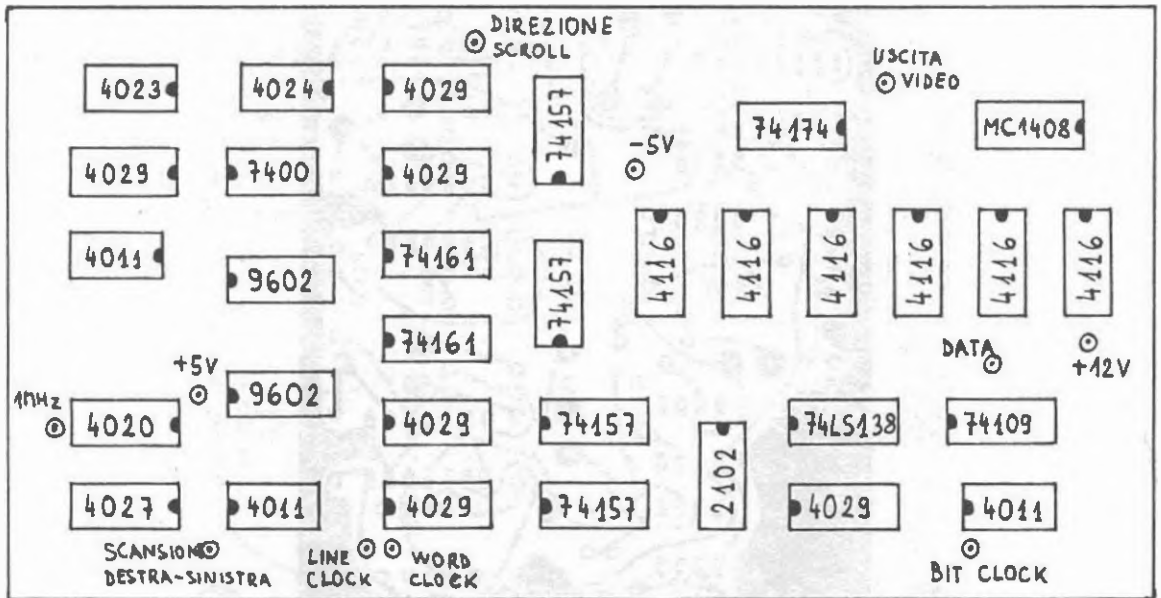


figura 16
Disposizione dei componenti principali sulla piastrina 2 (vista da sopra).

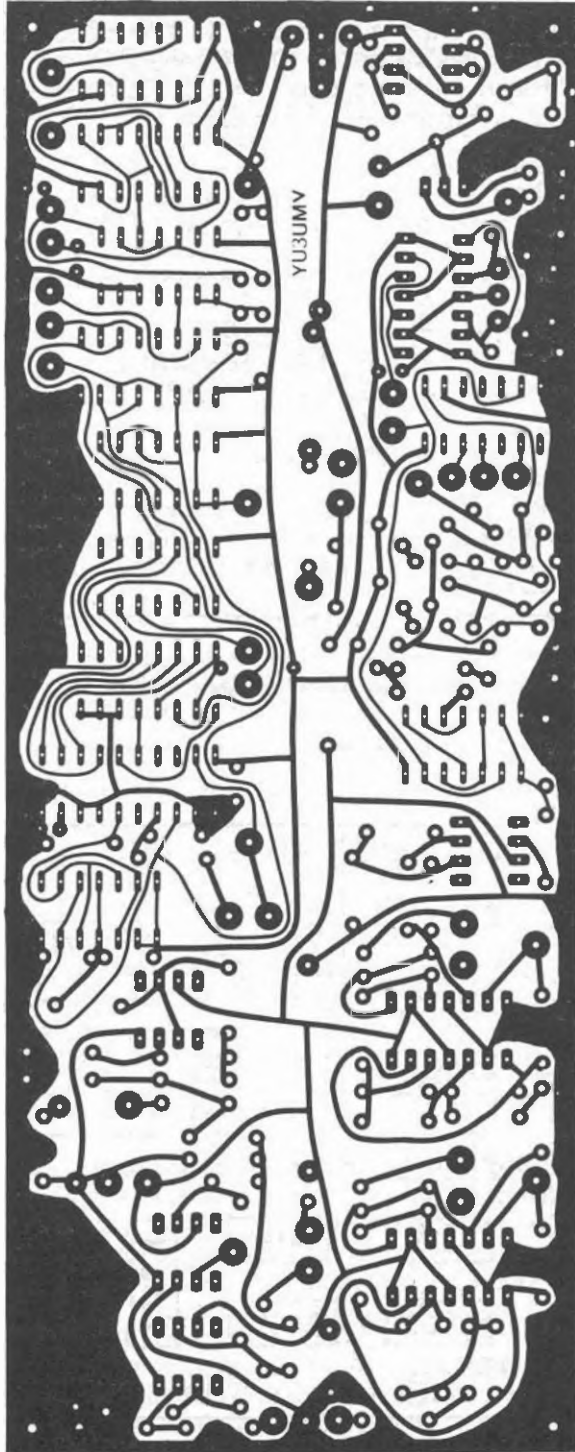


figura 17

Piastrina 1 (singolo rame) lato rame.

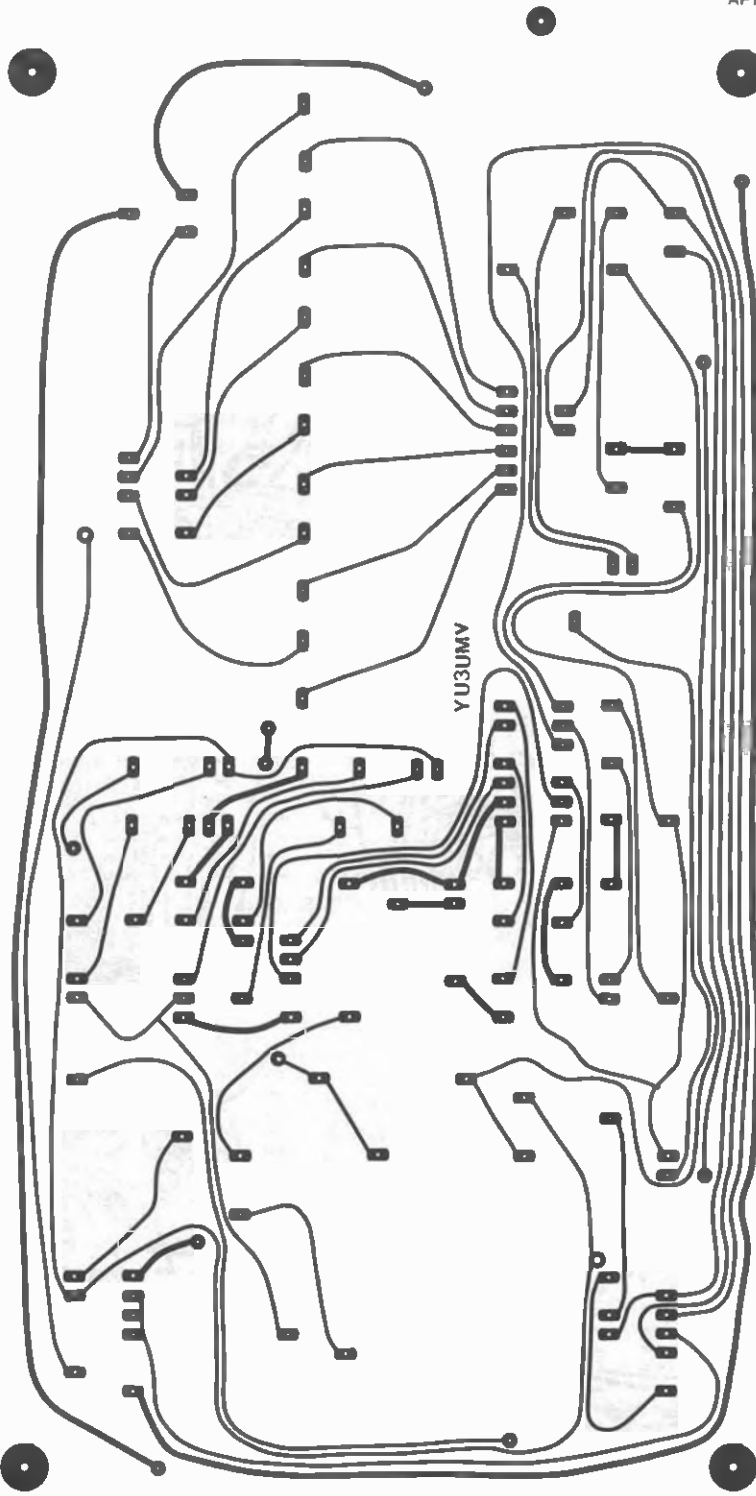


figura 18

Piastrina 2 (doppio rame) lato componenti.

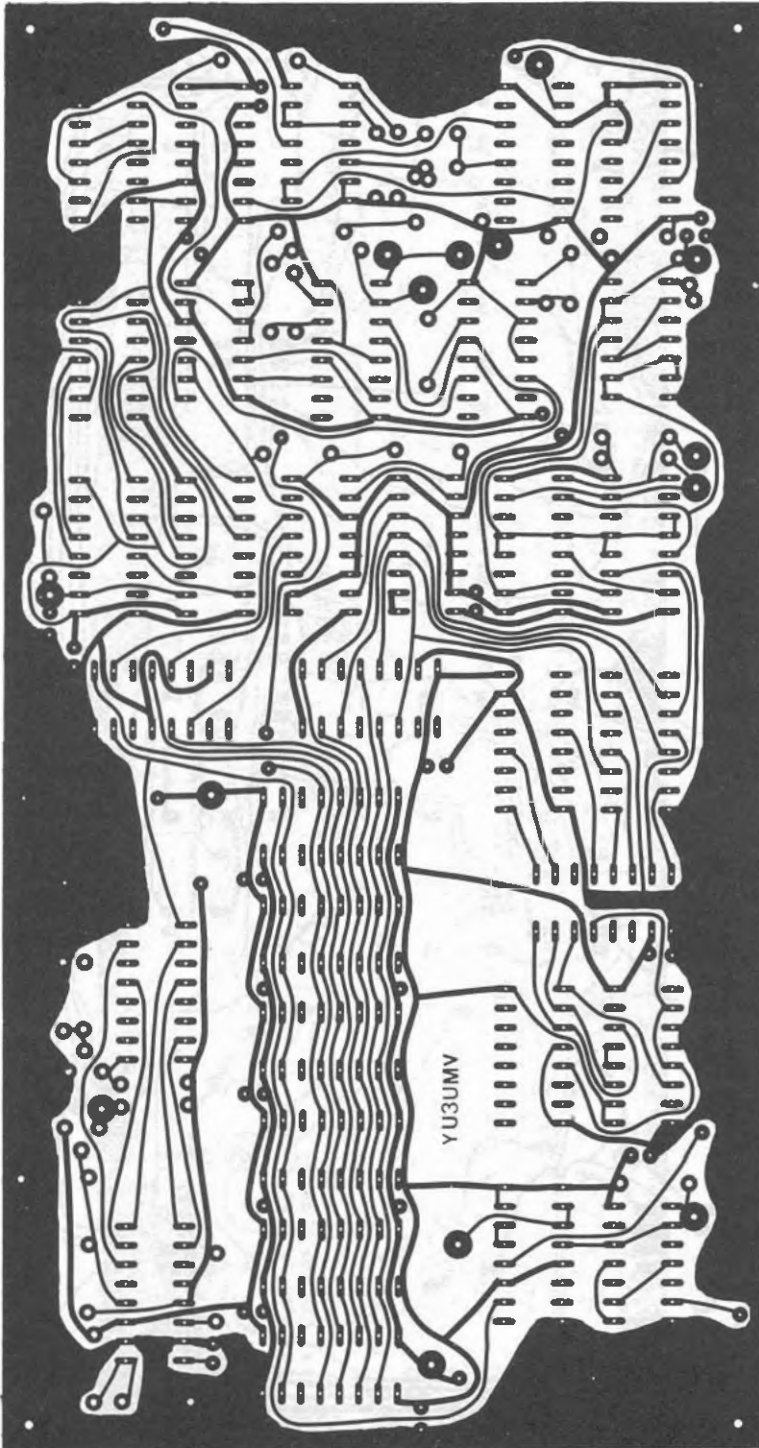


figura 19

Piastrina 2 (doppio rame), lato rame.

Quasi tutte le memorie dinamiche da 16 kbit in custodia a 16 pin sono pin-to-pin compatibili, le differenze tra i vari tipi di memorie sono principalmente nella presenza o meno d'un latch all'uscita. Le 4116 non hanno questo latch e l'uscita torna nello stato d'alta impedenza, quando il CAS va a livello alto. Il circuito dello scan converter è però progettato in modo che accetta qualsiasi tipo di memoria. I tempi, che ho fornito per la 4116, sono puramente indicativi. Il diagramma di figura 14 è valido per tutte le memorie (senza latch all'uscita), però i singoli tempi possono variare. Anche memorie dello stesso tipo e stesso Produttore vengono però generalmente selezionate per quanto riguarda la velocità. Per il circuito in questione sono necessarie memorie con il tempo di ciclo inferiore o uguale a 375 ns. Anche la 2102 deve essere un tipo non troppo lento, deve avere un tempo d'accesso uguale o inferiore a 350 ns. Sia la 2102 che le 4116 interfacciano direttamente i TTL, senza la necessità di resistenze di pull-up.

Le resistenze di pull-up sono però necessarie per le interfacce TTL → cmos. Le uscite dei cmos del tipo B possono pilotare un carico TTL, perciò è consigliabile, che tutti i cmos che pilotano i TTL siano del tipo B. Le resistenze di pull-up sono poste anche sulle entrate della seconda piastrina, in modo che si possa interfacciare anche circuiti TTL. La resistenza di pull-up da 1,8 k Ω tra i piedini 1 e 16 del 4029 contatore dei bit sulla seconda piastrina è saldata direttamente sui piedini dell'integrato. Sostituendo tutti i TTL normali con la serie LS si potrebbe dimezzare il consumo dell'apparecchio. I circuiti integrati digitali sono anche dei generatori di disturbi in un vasto spettro di frequenze radio. Perciò è necessario chiudere l'apparecchio in una scatola metallica e bypassare l'alimentazione esterna per non disturbare la ricezione del satellite.

Per il montaggio si possono impiegare anche i circuiti integrati recuperati dalle schede, memorie comprese. Le memorie recuperate dalle schede presentano qualche volta qualche piccolo difetto: qualche cella sbaglia o si dimentica dell'informazione dopo un po' di tempo. Perciò queste memorie non sono più utilizzabili per uso computer, sono però ancora utilizzabili per lo scan converter per i bit meno significativi, dove un difetto simile provoca dei puntini appena visibili sul quadro. In ogni caso, anche impiegando integrati nuovi, consiglio la costruzione soltanto a chi può controllare il funzionamento dell'apparecchio da solo, cioè che comprenda il funzionamento dell'apparecchio, possieda un oscilloscopio da almeno 10 MHz, e sappia usarlo.

Conclusioni

Due anni fa avevo costruito il mio primo scan converter per la riproduzione delle foto inviate dai satelliti meteorologici.

La memoria di quadro era costruita con ben 72 memorie 2102, che davano una risoluzione di 128 linee per 192 elementi per linea per 8 livelli di grigio (3 bit per elemento d'immagine).

L'apparecchio montava in totale oltre 160 circuiti integrati e non avevo il coraggio di descrivere un apparecchio simile su una rivista amatoriale. L'apparato che ho descritto in questo articolo è nato dalle esperienze che ho acquisito con il suo predecessore, cercando soprattutto di minimizzare i difetti.

I punti principali nella progettazione di uno scan converter sono: quale è la risoluzione geometrica necessaria e quale è il numero dei livelli (tonalità) di grigio (risoluzione radiometrica) necessario per una buona riproduzione. A questi due quesiti poteva rispondere soltanto un esperimento pratico. La risoluzione geometrica, nonostante fosse bassa rispetto alla risoluzione originale delle immagini trasmesse, è risultata sufficiente. La scala di 8 livelli di grigio si è però rivelata insufficiente, specialmente per le immagini all'infrarosso. Lo scan conver-

ter descritto può riprodurre 64 tonalità di grigio, poichè ogni elemento di immagine è rappresentato da una parola digitale di 6 bit (ogni bit raddoppia il numero dei livelli di grigio). La scala dei grigi delle immagini riprodotte sul TV monitor con lo scan converter descritto è ottima, anche per le foto all'infrarosso ne sono la prova le immagini riprodotte il mese scorso e questo mese a pagina 102.

Il circuito dello scan converter descritto può però funzionare anche con meno di 6 memorie 4116, per la prima prova basta anche una sola 4116 inserita nello zoccolo del bit più significativo.

Ho costruito due prototipi dell'apparecchio descritto e ambedue funzionano perfettamente, perciò credo che lo schema sia davvero «sicuro».

Mi scuso se qualche descrizione risulta poco chiara; vista l'ampiezza dell'argomento però non potevo andare in descrizioni più dettagliate.*****

novità librerie

IIBIN, Umberto Bianchi - edizioni CD

RADIOSURPLUS - IERI E OGGI

- 288 pagine
- oltre 80 fotografie di apparati
- oltre 80 schemi elettrici e circuiti
- tabelle, grafici, dati tecnici
- stampato su carta lucida ed elegantemente confezionato

È la prima opera in Italia dedicata al surplus civile e militare, italiano e straniero, veramente completa, indispensabile per i Collezionisti, per consultazione, e come spunto e guida per modifiche, ripristino, utilizzo pratico per OM-CB-SWL.

SCONTO 10% per gli ABBONATI

SPESE DI SPEDIZIONE A NOSTRO CARICO

Suggeriamo di effettuare i pagamenti usando per comodità **assegni, propri o circolari**; in seconda battuta i vaglia, e come ultima soluzione i versamenti in conto corrente, intestati a «edizioni CD» n. 343400.

6° volume della collana
I LIBRI DELL'ELETTRONICA



L. 18.000

“Gadget 7”

“3P”

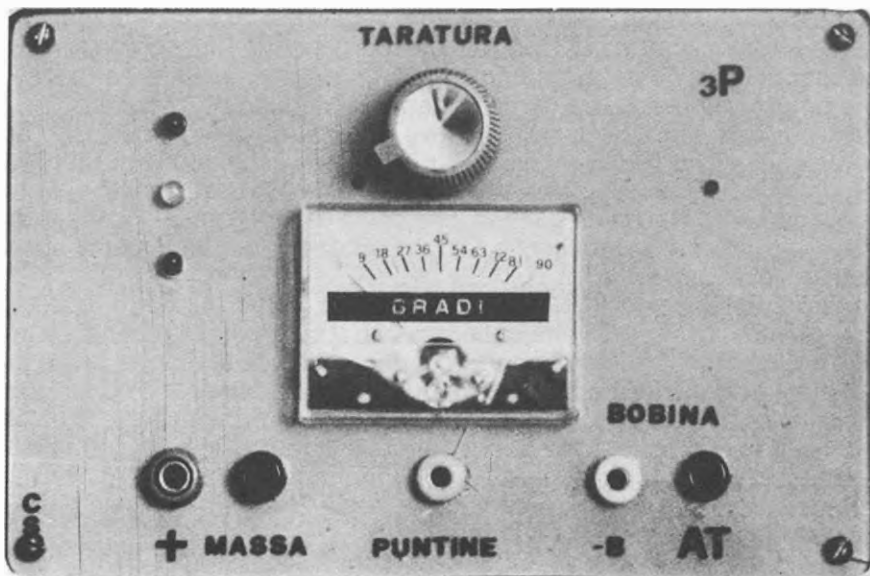
*strumento per il rapido controllo
dei punti più importanti
del circuito elettrico e di accensione
delle autovetture*

ing. Sergio Cattò

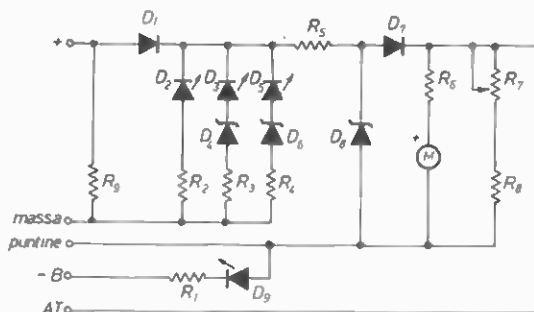
precedenti «Gadgets»: n. 1 su 8/79
n. 2 su 2/80
n. 3 su 1/81
n. 4 su 5/81
n. 5 su 1/82
n. 6 su 3/82

Lo strumento presentato controlla:

- Stato di carica della batteria
e può essere utilmente usato come voltmetro a led.
- Continuità
del primario e del secondario della bobina di accensione.
- Determinazione dell'angolo di punto morto
e quindi della spaziatura delle puntine.



La difficoltà principale della realizzazione era quella di ottenere un circuito senza l'ausilio di alimentazione interna sia essa stata da batterie o tramite alimentatore da rete: pensate la gravosità del lavoro cui è destinato lo strumento in un'officina! La parte di schema che riguarda il voltmetro a led è molto semplice.



- R_1, R_2 1 k Ω , 1/2 W
- R_3 220 Ω , 1/2 W
- R_4 150 Ω , 1/2 W
- R_5 820 Ω , 1 W
- R_6 22 k Ω , 1/2 W
- R_7 1 k Ω , potenziometro a filo lineare
- R_8 100 Ω , 1 W
- R_9 12 Ω , 17 W, a filo, in custodia ceramica (facoltativo)

M strumento 0,2 mA fondo scala
(si può utilizzare uno strumento da 1 mA fondo scala eliminando il resistore R_8)

D_1 1N4006 o equivalente da 1 A, 500 V, o più

D_2 led rosso

D_3 led giallo

D_4 8,2 V, 400 mW o più, zener

D_5 led verde

D_6 9,1 V, 400 mW o più, zener

D_7 BA114

D_8 6,2 V, 1 W, zener

facile

Il diodo D_1 serve a proteggere l'apparecchio da eventuali inversioni di polarità. La lettura della tensione avviene con un sistema a tre led di colori differenti tipo semaforo.

L'accensione del led verde avviene a 11,5 V, quella del led giallo a 10,6 V. Naturalmente nulla vi vieta di variare le tensioni degli zener in serie e quindi di cambiare il punto di accensione. L'utilizzo dei led permette una compressione più immediata del test da parte dei non addetti ai lavori. La resistenza R_9 , che può essere omessa, serve a dare un certo carico al circuito da provare.

La prova di continuità della bobina deve essere eseguita in due fasi: quella dell'avvolgimento di bassa tensione è rilevato dall'accensione di un altro led collegato tra il terminale negativo della bobina e massa. Nel circuito si è preferito il collegamento alla presa puntine (che dovrà essere messa a massa) poiché questo collegamento servirà anche per la misurazione del secondario, quello ad alta tensione della bobina.

L'uscita contrassegnata PUNTINE dovrà essere, come già detto, collegata a massa, mentre l'uscita AT verrà collegata con il centro della bobina. La lettura avverrà sullo strumento, non importa di quanto l'indice si muove, basta anche una minima deflessione per la prova continuità. Naturalmente è opportuno che il potenziometro R_7 sia in posizione di massima resistenza per avere la massima sensibilità. Per comodità, come si può vedere dalle fotografie, ho contrassegnato la manopola di taratura con un punto di riferimento. Rammento che data la varietà delle bobine presenti sul mercato, le deflessioni dell'indice dello strumento possono essere molto differenti.



La determinazione dell'angolo di punto morto è assai importante poiché l'accensione deve avvenire esattamente quando il pistone si trova nella posizione più elevata rispetto alla sua escursione.

Lo strumento si presta a questa misura sia con motori a più cilindri sia con tensioni dell'alimentazione dell'impianto elettrico di bordo da 6 a 24 V.

Vorrei dare alcuni chiarimenti in merito al punto morto.

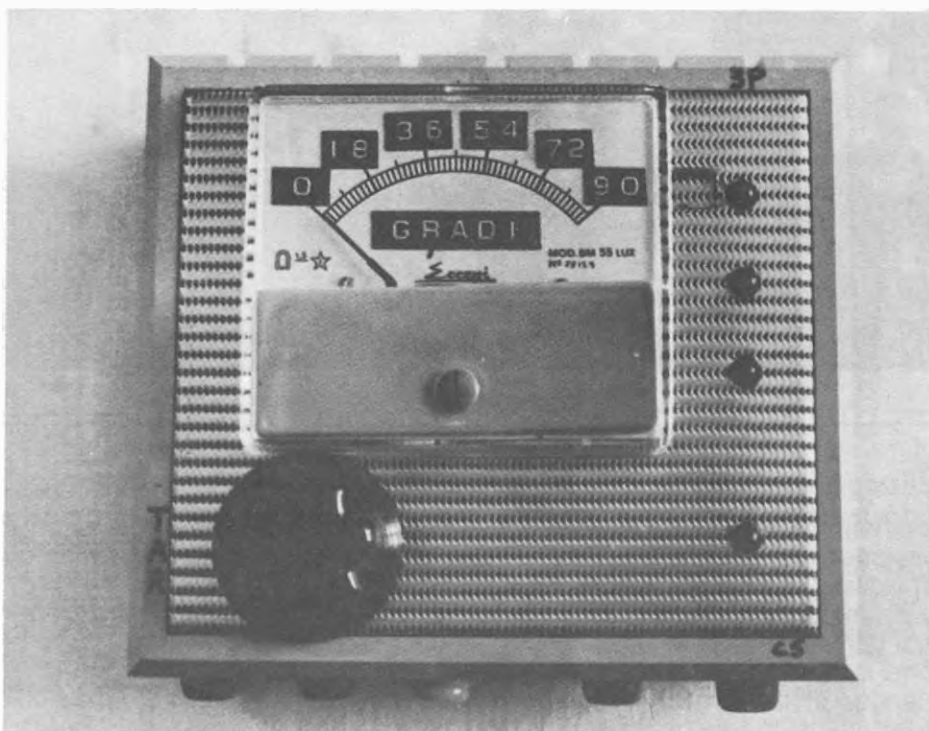
Quando il dispositivo eccentrico del motore entra in rotazione, esso apre e chiude le puntine. In fase di chiusura passa una certa corrente attraverso il primario della bobina, producendo un campo magnetico nel nucleo su cui è avvolta. Alla loro apertura questo campo magnetico si interrompe bruscamente; nella bobina, che è un autotrasformatore, questa interruzione provoca una tensione di valore elevato, utilizzata poi per lo scocco della scintilla nelle candele.

Per «punto morto» si intende l'intervallo tra l'istante in cui le puntine si chiudono (inizio del campo magnetico nella bobina) e quello in cui si aprono (termine del campo magnetico nella bobina).

Con un punto morto troppo breve la tensione disponibile sull'avvolgimento di AT è tale da produrre una scintilla insufficiente a provocare l'accensione della benzina nel cilindro, con conseguente scarso rendimento del motore. Un punto morto eccessivo porta a una sollecitazione eccessiva e inutile dell'impianto elettrico stesso. Direttamente legata al punto morto è la spaziatura delle puntine, quindi analizzando il punto morto si può con ottima approssimazione determinare lo stato delle puntine senza ispezione meccanica.

Questa operazione di controllo deve essere frequente in quanto l'eccentrico facente parte del distributore determina uno smussamento dei suoi spigoli, in seguito al quale le puntine restano chiuse un periodo di tempo superiore a quello necessario, cosa che si rivela con basso rendimento del motore, ripresa insoddisfacente, consumo di carburante inadeguato (con quello che costa!).

La regolazione della distanza delle puntine si basa sulle istruzioni fornite dal fabbricante dell'autovettura. Le caratteristiche di apertura e chiusura dipendono anche dallo stato dei contatti. Quando avviene il fenomeno della «perlinatura», di solito si limano i contatti con carta vetrata, si altera la distanza tra i punti critici: pratica comune è quella di ripristinare la distanza con uno spessimetro. Questa indicazione non sempre è però soddisfacente, per cui molti professionisti ricorrono a uno strumento di misura vero e proprio che ha il difetto di costare parecchio.



Esecuzione «miniaturizzata».

Anche in questo caso D_1 protegge dalle inversioni di polarità e D_2 evita che possano giungere picchi di tensione elevati allo strumento. L'uso è molto semplice: si collega la boccola + con il motore acceso e al minimo; si collega l'uscita **PUNTINE** con la massa dell'autovettura; si opera sul potenziometro di taratura fino a che l'indice dello strumento non arrivi a fondo scala; si collega ora l'uscita **PUNTINE** con le puntine dell'autovettura e si esegue la lettura.

L'operazione di taratura è necessaria poiché la tensione delle batterie delle auto non è mai uguale; inoltre un modo comodo di fare la misura è quella di collegarsi ai terminali della bobina uno collegato al + e l'altro alle puntine:

Ricapitolando, per eseguire le misure potete seguire la seguente tabella (si usa sempre solo due uscite per volta e la chiave di accensione deve essere sempre inserita):

Misura di tensione

Uscite: + e MASSA.

tre led accesi, tensione superiore a 11,5 V;
due led accesi, tensione superiore a 10,5 V

Misura della continuità della bobina

Bassa tensione

Uscite: **PUNTINE** collegata con la massa dell'autovettura; **-B** sulla presa della bobina, lato puntine con le stesse aperte o staccate.

accensione led

Alta tensione

Uscite: **PUNTINE** collegata con la massa dell'autovettura; **AT** con la presa centrale ad alta tensione della bobina.
Posizionare il potenziometro di taratura per la massima resistenza.

deflessione dell'indice;
se l'indice batte violentemente contro il fondo scala la bobina è in cortocircuito

Misura del punto morto

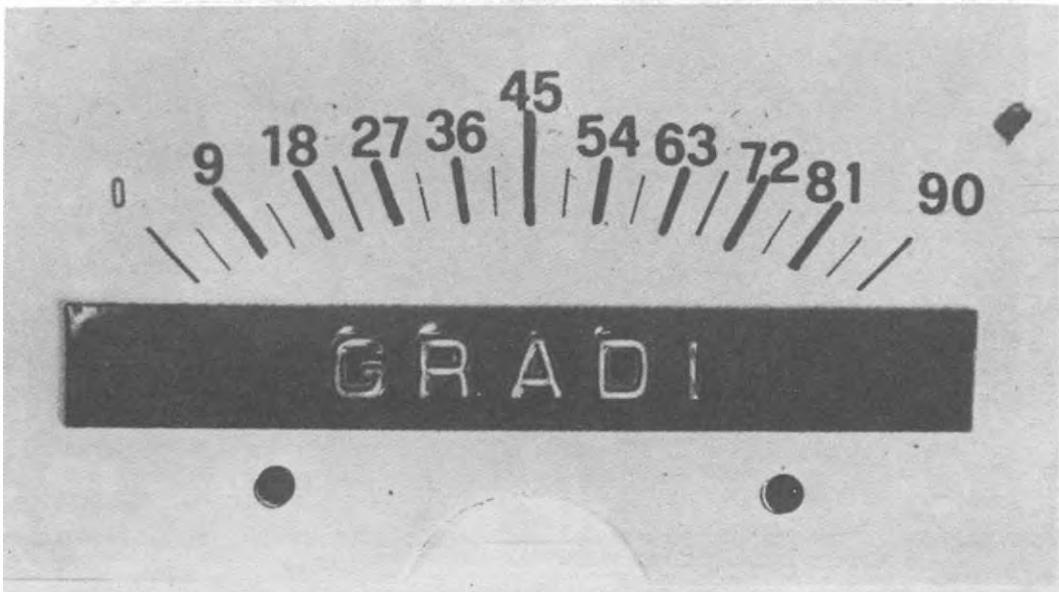
Uscite: + e PUNTINE

Collegare l'uscita **PUNTINE** a massa e con il motore acceso agire sul potenziometro di taratura fino al raggiungimento del fondo scala. Collegare infine l'uscita **PUNTINE** con le puntine dell'autovettura (utilizzare i terminali + e - della bobina). La misura va effettuata con il motore al minimo per evitare l'intervento del dispositivo di anticipo automatico che falserebbe le letture.

leggere il valore indicato

Naturalmente nella realizzazione la cosa più fastidiosa è il tracciamento della scala dello strumento.

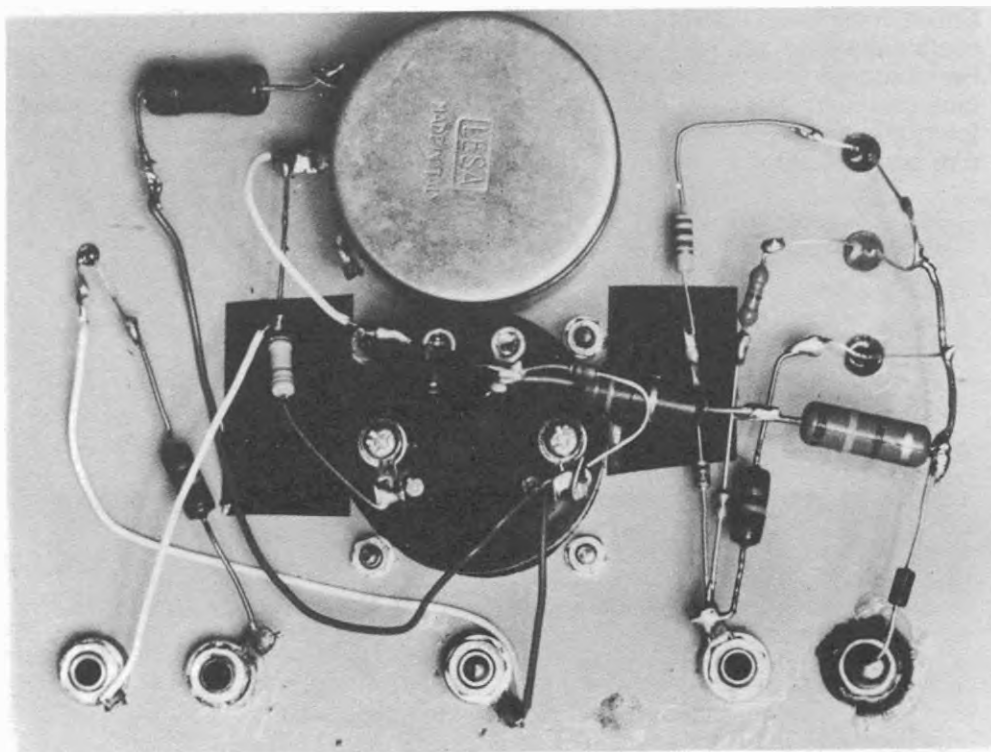
Fortunatamente è lineare per cui nella tabellina indico solo i valori più importanti che vanno poi divisi opportunamente secondo il numero di divisioni. Nelle fotografie è stata tracciata solo una scala ma nulla vi vieta di tracciare più scale o di non tracciarne alcuna.



Particolare della scala adatta a motori 4 tempi, 4 cilindri.

Scala originale	0	2	4	6	8	10
Motori 4 tempi 4 cilindri	0°	18°	36°	54°	72°	90°
Motori 2 tempi 2 cilindri						
Motori 4 tempi 5 cilindri	0°	15°	30°	45°	60°	75°
Motori 4 tempi 6 cilindri	0°	12°	24°	36°	48°	60°
Motori 2 tempi 3 cilindri						
Motori 4 tempi 8 cilindri	0°	9°	18°	27°	36°	45°
AUDI	Tutti i modelli		47° ± 3°			
BMW	Modelli a 4 cilindri		62° ± 3°			
	Modelli a 6 cilindri		38° ± 3°			
FORD	Tutti i modelli		50° ± 2°			
VOLKSWAGEN	Tutti i modelli		47° ± 3°			
PEUGEOT	Tutti i modelli		57° ± 2°			
RENAULT	Tutti i modelli		57° ± 3°			
SIMCA	Tutti i modelli		56° ± 1°			
ALFA ROMEO	Alfasud		62° ± 2° ^A			
	Giulietta		55° ± 3°			
	Giulia		60° ± 2°			
	Alfetta		66° ± 2° ^A			
AUTOBIANCHI	A112 Tutti i modelli		55° ± 3°			
FIAT	126		78° ± 3°			
	Tutti gli altri modelli		55° ± 3°			
LANCIA	Tutti i modelli		55° ± 3°			

(* spinterogeno Bosch)



Particolare del montaggio «a ragno».

L'esecuzione pratica è talmente semplice da non porre difficoltà ad alcuno. Solo alcune considerazioni sull'opportunità di utilizzare per le uscite delle boccole di colore differente in modo da facilitare poi chi utilizzerà lo strumento. Inoltre per quanto riguarda la sensibilità dello strumento da utilizzare pur essendo adatto anche quello da 1 mA, quello più sensibile permette deflessioni maggiori nella prova di continuità dell'avvolgimento di alta tensione della bobina. Per comodità consiglio di utilizzare dei cavi di collegamento con terminale a «coccodrillo» e non eccessivamente lunghi.

La semplicità circuitale e non critica invita alla sua realizzazione, magari utilizzando come strumento quello di un comune tester, chi utilizzerà poi questo strumento controllando costantemente le caratteristiche del distributore della propria autovettura sicuramente consumerà minor carburante, avrà un maggior rendimento e con il funzionamento più regolare anche una maggiore durata del motore. *****



MULTIMETRO DIGITALE mod.HC 601



Display a 3,1/2 digit LCD
PORTATE
Tensioni c.c.: 200 mV ÷ 1.000 V
Tensioni c.a.: 200 mV ÷ 750 V
Correnti c.c.: 200 µA ÷ 2 A
Correnti c.a.: 200 µA ÷ 2 A
Resistenze: 0,1Ω ÷ 20 MΩ
Alimentazione: 9 Vc.c.
TS/2119-00

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

thandar

SINCLAIR ELECTRONICS LTD

FREQUENZIMETRO DIGITALE PORTATILE mod.PFM 200



MINIMO
INGOMBRO
ALTE
PRESTAZIONI

8 digit LED
Frequenza: 20Hz - 250MHz
Sensibilità: 10mV
Alimentazione: 6 - 15V
Consumo: 20 - 60mA
Dimensioni: 157x76x32
TS/2113-00

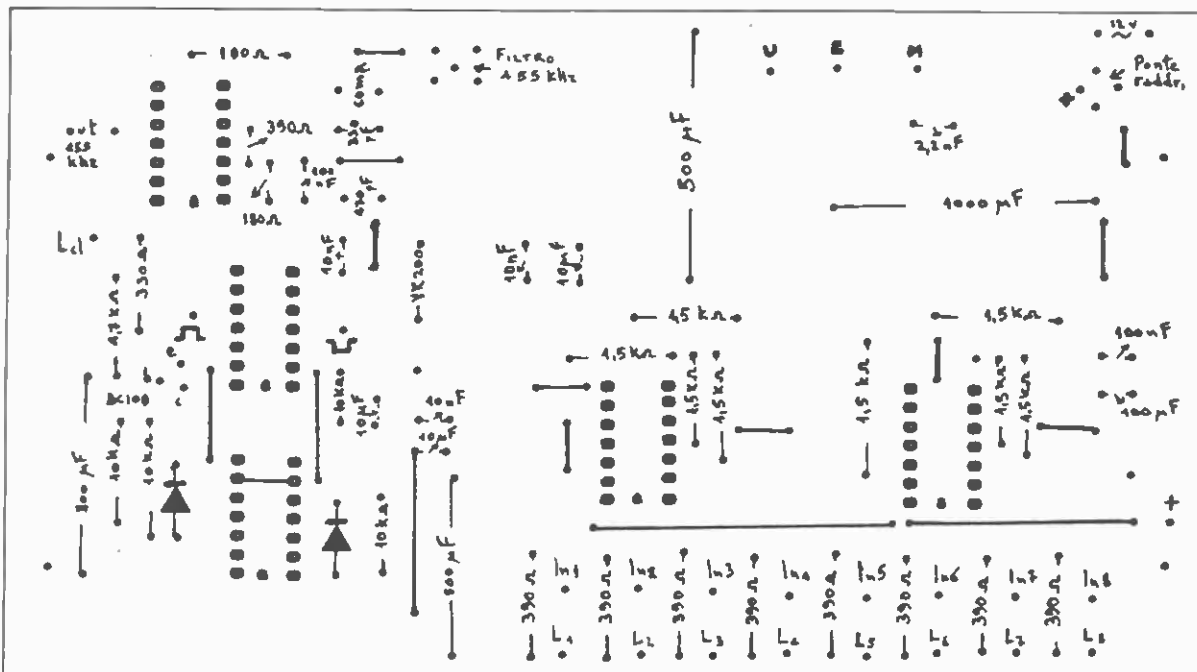
DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

in margine al Tester analizzatore di integrati

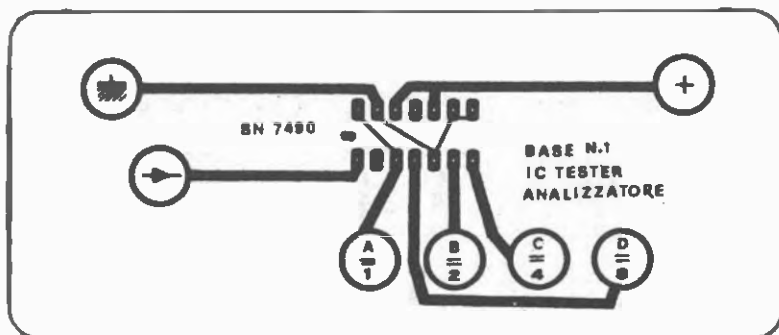
Antonio Puglisi

(cq elettronica, 2/82, pagina 68 e seguenti)

Per soddisfare la giusta richiesta di diversi Lettori, fornisco ora, in figura 1, il piano di montaggio dei componenti con l'elenco codificato degli stessi, necessario per la loro individuazione sul c.s.: confrontare con il circuito stampato lato rame pubblicato a pagina 72 del n. 2/82.



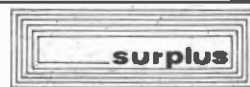
Con l'occasione, riporto in figura 2 il disegno di una «base di prova» per decadi tipo SN7490; mentre segnalo che sarà tra breve disponibile una «base universale», utilizzabile per qualsiasi tipo di integrato DTL, TTL e CMOS.



Faccio infine presente che sono ancora disponibili ventisette c.s. e che, appena pronta, fornirò una «Breve guida all'uso dell'Analizzatore di C.I.» Ciao, ciao!

L'interpretazione dei codici nelle apparecchiature surplus USA

Gino Chelazzi jr



Questo argomento era già stato trattato, sebbene molto sommariamente, qualche anno fa, adesso non ricordo più da chi. Ho voluto riprendere l'argomento, in quanto la conoscenza delle varie terminologie legate a ogni singola lettera delle sigle che distinguono un apparato ci farà meglio comprendere le sue origini, gli scopi per i quali era destinato e, di conseguenza, in base a una migliore conoscenza dello stesso, poter studiare (in quanto molto spesso si tratta di uno studio vero e proprio) le modifiche e le migliorie da apportare al fine di poter usare l'apparato per i fini che ci siamo preposti o, al minimo, di rimmetterlo in funzione con il rendimento per il quale era stato costruito.

Vorrei, inoltre, aggiungere un particolare che non è mai stato trattato e che di per sé stesso costituisce una curiosità, ma è pur sempre una notizia interessante al fine di poter stabilire con esattezza l'anno di fabbricazione dell'apparecchio. A questo scopo, tra l'altro, sono preposte le targhette che sono applicate su ogni apparato surplus USA, sia principale che accessorio (tipo Remote Control Units, ecc.). Sulla targhetta sono riportati, oltre la denominazione del tipo di apparecchio, altri dati, tra cui vi è anche il numero di serie dello stesso (punteggiato al 95% dei casi). Ebbene, troveremo spessissimo anche una sigla iniziante con un numero di due cifre. Generalmente tutta questa sigla rappresenta l'ordine Federale di fabbricazione dell'apparecchio, infatti è scritto: «Order No... PHILA...». Ebbene, fate attenzione in quanto le due ultime cifre della sigla dopo la parola PHILA rappresentano esattamente l'anno di fabbricazione dell'apparecchio. Lo sapevate? Nooooo? Eh, miei cari, il surplus, molto spesso, è interessante per l'appassionato proprio per tante piccole scoperte le quali, accrescendo le nostre conoscenze teoriche, e anche pratiche, ci portano piano piano a una certa padronanza del materiale, per cui un apparecchio nelle nostre mani non è più un oggetto sconosciuto, ma sapremo che cosa è, a cosa serviva e come si può utilizzare.

Tornando a «bomba», come si suol dire, dicevano dunque delle sigle che sono riportate sulle targhette di ogni apparato. Semplificherò al massimo il discorso, in quanto ci si potrebbe perdere nella selva delle cifrature, tenendomi esclusivamente al settore delle sigle precedute dalla coppia di lettere AN, seguite da «barra» e da un «terzetto» di lettere più una serie di numeri. Le indicazioni di molti apparati, quali i ricevitori BC312, BC603, i trasmettitori BC610, BC653, sono già indicativi di per sé stesse, in quanto la serie degli apparati del tipo BC non ha bisogno di ulteriori spiegazioni. La siglatura, invece, riportata, come

spesso avremo avuto l'occasione di vedere (non riportata, però, sulle targhette degli apparati, ma su qualche pubblicazione originale USA), la sigla **SCR** seguita da un numero. Ebbene, la sigla **SCR** significa **Signal Corps Radio** più il numero di serie ed è spessissimo riferita a un complesso di apparati formanti un gruppo che porta, appunto, questa sigla. Spesso essa comprende un trasmettitore e un ricevitore, i quali assieme formeranno un **SCR** (vedi, ad esempio, il Tx **BC653** e il Rx **BC652**; essi formano, nel loro insieme, il complesso **SCR506**, il ricetrasmittitore **BC441** forma, nel suo insieme, lo **SCR281**, come anche il ricevitore **BC728** forma lo **SCR593** e così via...).

Fuori da questa regola sono gli apparati formati, appunto, dalla denominazione **AN** seguita dalla barra, più lettere e numero. Sapremo che le due lettere **AN** sono formate dalla unione («joint») **Army + Navy**, cioè apparati usati sia dall'esercito (**Army**), che dalla Marina (**Navy**). Il «gioco», e questa è la parte che ci interessa, è formato dalla combinazione delle tre lettere poste dopo la barra, e sono proprio quelle indicative dell'apparecchio, uso e caratteristiche. Le lettere, come dicevamo, sono tre, e possono avere una qualsiasi combinazione, sulla base di tre tabelle che vi riporterò più avanti e che formano la «chiave» per la decifrazione dei tipi di apparati. Il numero che segue questo gruppo di tre lettere è il numero di base, indicativo del modello. Infatti, con riferimento, ad esempio, allo **Handie Talkie AN/PRC-6**, sapremo che il n° **6** indica proprio questo modello di **Handie Talkie**, e non sarà riferito ad altri.

Quindi, detto questo, passerò alla descrizione delle tre tabelle, ognuna delle quali conterrà la rispettiva lettera di «gruppo» della sigla dell'apparato. Infatti, la prima lettera apparterrà alla prima tabella, la seconda alla seconda tabella e la terza alla terza tabella.

Ecco, quindi, la prima tabella:

1ª lettera - tipo di installazione:

A	Per uso aeronautico (installata o operante su aerei).
B	Per uso subacqueo.
C	Trasportata su aerei (ma non attivata).
D	Vettore senza pilota (tipo Drone, ecc.).
F	Fissa (base fissa).
G	Impianto terrestre, in base fissa (può includere due o più installazioni terrestri).
K	Per uso anfibio.
M	Per uso terrestre mobile (sia installata su unità operative, su veicoli che non hanno altre funzioni che trasporto di personale; vedi tank M 113).
P	Portatile.
S	Per imbarcazioni di superficie (navi comprese).
T	Terrestre, portatile.
U	Per usi general (può includere due o più installazioni per uso aeronautico, navale e terrestre).
V	Terrestre, mobile su veicoli.
W	Per unità di superficie e subacquee.

2ª lettera - Tipo di apparato:

A	A luce invisibile, infrarossi, ecc.
B	Per colombe viaggiatori.
C	Vettore.
D	Misuratore di radiazioni.
E	Nupac (Sistemi marittimi di scandaglio elettronico).
F	Per usi fotografici.
G	Per uso telegrafico o telescrivente.
I	Per uso interfonico.
J	Per uso elettromeccanico.
K	Telemisure.
L	Contromisure elettroniche.
M	Per uso meteorologico.

N	Per uso acustico.
P	Per uso radar.
Q	Sonar e usi subacquei (ecometri, ecc.).
R	Radio, per uso radio.
S	Tipi speciali, magnetico, o combinazione dei due tipi.
T	Telefonico, per uso telefonico.
V	Visivo (luce visibile).
W	Armamento (peculiare all'armamento).
X	Facsimile o per uso televisivo.
Y	Per trasmissione dati.

3ª lettera - Scopo:

A	Equipaggiamenti ausiliari.
B	Dispositivi elettromeccanici ed elettronici per bombardamento.
C	Ricezione e trasmissione radio (cioè trasmettitore e ricevitore).
D	Per usi radiogoniometrici, di riconoscimento e per sorveglianza.
E	Espulsione e rilascio (<i>originale: «Ejection and release»</i>).
G	Controllo di tiro o direzione di ricerca luminosa.
H	Incisione o riproduzione fonica (inclusa meteorologia grafica).
K	Calcolo.
L	Controllo di ricerca luminosa.
M	Manutenzione e sets di prova (attrezzi inclusi).
N	Aiuti per la navigazione aerea (inclusi altimetri, bussole, radiolari, racons, strumenti per l'avvicinamento e l'atterraggio strumentale).
P	Riproduzione (non attiva).
Q	Per usi speciali o combinazione di scopi.
R	Ricezione, rilevazione passiva.
T	Trasmettitore radio.
W	Volo automatico o comando a distanza.
X	Identificazione o ricognizione.

Ecco, in base a queste tre tabelle, potrà essere semplice identificare un apparato, prendendo le tre lettere seguenti la barra seguente le due lettere AN e prendendo le lettere singolarmente.

Tornando, quindi, per fare un esempio, al nostro Handie Talkie AN/PRC-6, potremo vedere che le lettere seguenti AN/ sono rispettivamente P, R e C. Adesso, riferendoci alle tabelle, potremo vedere che la P, nella prima tabella, indica che l'apparato è un portatile; la lettera R, nella seconda tabella, è Radio; e la lettera C, nella terza tabella, che è un ricetrasmittitore. Quindi, le tre lettere P, R e C indicano che è un radio ricetrasmittitore portatile. Il n° 6 indica il modello per il Rtx.

Come anche gli stessi portatili AN/PRC-8, AN/PRC-9, AN/PRC-10, AN/PRC-28, indicano sempre ricetrasmittitori portatili radio, però di altri modelli, cioè 8, il 9, il 10, e il 28.

Prendiamo adesso un altro esempio, il trasmettitore AN/ART-13 (chi non lo conosce?). Ebbene, le lettere subito situate dopo la barra, indicheranno rispettivamente, la A un apparato per uso aeronautico (infatti, gli ART-13 erano montati originariamente sugli aerei tipo DC), la R (seconda tabella) un apparato radio, e la lettera T (terza tabella) che si tratta di un trasmettitore. Il numero 13 è il modello, e... il gioco è fatto!

Prendiamo, adesso, ad esempio un radar, il tipo AN/APN-22 (è un radar altimetrico che funziona mediante l'emissione di un segnale che, inviato al suolo, «rimbalza» e viene ricevuto nuovamente dall'aereo e, mediante uno strumento, misura l'altezza dell'aereo del suolo in «piedi»). La prima lettera A indica che si tratta di un apparecchio per usi aeronautici; la lettera P indica (seconda tabella) che si tratta di un radar, la lettera N (terza tabella) indica che serve per usi di navigazione, di utilità per la stessa.

Ricordate (è stato modificato, in passato, per la ricezione APT sui 1.296 MHz) l'apparato AN/APX-6? Ebbene, la lettera A indica sempre che è un apparato per usi aeronautici, la lettera P che si tratta di un radar, e la lettera X che serve per l'identificazione. Infatti, l'APX-6 era un transponder, non propriamente un radar vero e proprio.

Cambiamo settore e passiamo, sempre per fare un esempio, a un altro settore, la meteorologia. Avremo un complesso, lo AN/GMD-1. Ebbene, la prima lettera G indica che si tratta di un set per uso terrestre, la lettera M di un set per uso meteorologico e la lettera D di un cercatore di direzione (infatti, si trattava di uno strumento che rilevava la direzione del vento). Tutto chiaro? Non è poi difficile, come potete vedere, decifrare, tabelle alla mano, le varie sigle di qualsiasi apparato, in quanto tutto ha un significato.

Non vi dovrebbero essere altre difficoltà in questo tipo di decifrazione. Basta ricordarsi solamente che il numero che segue è il modello dell'apparato. Un'ultima cosa; spesso, dopo la cifra indicante il modello, c'è una lettera (ad esempio il BC312 N oppure BC312 L). Ebbene, queste lettere indicano generalmente un modello più perfezionato, mediante piccole modifiche, rispetto al primo modello A. Tutto qui.

Passeremo adesso a un altro argomento, un accessorio, ma che ho ritenuto opportuno trascrivere in quanto queste nomenclature sono riportate spesso nei TM (Technical Manuals), negli schemi e spesso si trovano questi accessori, recanti appunto queste sigle, per cui ritengo sia bene, anche se sommariamente, avere una certa conoscenza del significato di queste sigle o, per lo meno, a cosa servivano. Qui non abbiamo una chiave come precedentemente lo è stato con le tabelle, per cui è meglio che vi presenti la trascrizione completa delle sigle e del loro significato. Ecco, quindi, l'elenco:

AB	Supporti per antenne, tralici e sezioni di antenne.
AM	Amplificatori, interfonici, video, controlli elettronici.
AS	Antenne, paraboloidi, ecc.
AT	Antenne, dipoli, stilo, riflettori per antenne.
BA	Batterie, tipi primari, cioè principali.
BB	Batterie, tipi secondari, cioè contenitori per batterie, custodie.
BZ	Generatori di segnali acustici, tipo buzzers, cicaline, suonerie.
C	Controlli, control boxes, controlli di sintonia....
CA	Commutatori legati al sistema sonar.
CB	Usati come alimentatori.
CG	Cavi RF, guide d'onda, linee di trasmissione con terminali.
CK	Corredi di cristalli, spesso con custodia.
CM	Comparatori, generalmente comparano due o più segnali d'ingresso.
CN	Compensatori; per compensazione elettrica e/o meccanica, con regolazione o attenuazione sull'apparato.
CP	Computers (calcolatori meccanici o elettronici).
CR	Cristalli di quarzo in contenitore.
CU	Accoppiatori di impedenza, accoppiatori direzionali, ecc.
CV	Convertitori elettronici.
CW	Borse, coperture, praticamente il materiale per custodia, sia in tela che materiali solidi.
CX	Cavi, cavi con terminali.
CY	Cassoni, casse, racks per apparati rigidi o semirigidi.
D	Distributori.
DA	Carichi di prova RF e non RF.
DT	Parti per rilevazione, bobine di ricerca (vedi SCR625), per idrofoni, testine pick-up, ecc.
DY	Dynamotors.
E	Montacarichi, sollevatori per sonar.
F	Filtri, passa banda, antirumore, telefonici, trappole d'onda.
FN	Mobilio (tavoli, sedie, ecc.)
FR	Apparecchi per la misurazione delle frequenze, cavità, ecc.
G	Generatori elettrici di potenza.

GO	Goniometri di tutti i tipi.
GP	Paletti in ferro, fissaggi terrestri.
H	Apparecchi fonici, cuffie, microfoni, laringofoni, ecc.
HC	Contenitore per cristalli di quarzo, senza cristalli.
HD	Apparecchi per il condizionamento dell'aria.
ID	Indicatori, quadranti, tubi indicatori non catodici.
IL	Isolatori.
IM	Strumenti per la misurazione di intensità.
IP	Indicatori, tubi a raggi catodici (generalmente strumenti per uso aeronautico).
J	Parti di collegamento, come jacks, terminal boxes, ecc.
MT	Telai metallici sui quali spesso sono montati apparecchi.
MX	Miscellanea.
MU	Unità di memoria.
O	Oscillatori e parti per oscillatori.
OA	Parti di unità operative di un apparato o di serie di apparati.
OC	Strumentazione oceanografica (batfitermografi, ecc.).
OS	Oscilloscopi per usi generali.
PD	Motori a benzina, motori elettrici; motori Diesel, ecc.
PF	Supporti per cavi, protezioni per cavi (tipo, bobine, reels).
PG	Articoli per colombe viaggiatori.
PH	Articoli fotografici e per fotografia.
PP	Alimentatori, componenti non rotanti, come vibratori, raddrizzatori, termoelettrici, ecc.
KY	Strumenti per la trasmissione in codice (interruttori elettrici ed elettronici, tasti telegrafici, codificatori automatici, ecc.).
LC	Attrezzi, parti meccaniche per costruzioni varie.
LS	Altoparlanti, stazioni intercomunicanti.
M	Microfoni di qualsiasi tipo.
MA	Caricatori (di nastro magnetico o filo magnetico).
MD	Modulatori.
ME	Strumenti da pannello, quali voltmetri, amperometri e altri (compresi voltmetri a valvola, misuratori di potenza).
MF	Magneti, elettromagnetici o generatori magnetici.
MK	Kits vari per manutenzione, modifica, ecc, ad eccezione dei cristalli di quarzo e degli attrezzi.
ML	Strumenti per meteorologia (barometri, igrometri, termometri, ecc.).
PT	Strumenti di rilevamento e diagrammatura (con eccezione delle tavole meteo, delle carte meteo).
PU	Apparati di alimentazione (generalmente apparati rotativi con esclusione dei dynamotors).
R	Ricevitori radio, con esclusione di quelli telefonici.
RC	Reels (i «reels» sono le bobine metalliche sulle quali sono avvolti i cavi elettrici, di acciaio, ecc.).
RD	Riproduttori fonici (magnetofoni, registratori, ecc.).
RE	Complessi relay elettrici o elettronici.
RF	Componenti per radiofrequenza.
RG	Cavi RF, guide d'onda, linee di trasmissione, ecc.
RL	Macchine per avvolgere (sia per cavi, che per nastri e per riavvolgere antenne filari).
RO	Registratori di suono, grafici, di nastro, su filo magnetico, films, dischi, fac-simile, ecc.
RP	Riproduttori di suono, grafici, a mezzo nastro, filo magnetico, ecc.
RR	Riflettori (intesi come elementi di disturbo; vedi stagnole per disturbo radar, con eccezione delle antenne, e dei riflettori d'antenna).
RT	Ricezione e trasmissione (radio e radar).
S	Shelters (gli shelters sono quelle cabine radio montate su camion o su furgoni), tende adibite allo scopo comprese.
SA	Componenti per la commutazione, quali interruttori, commutatori, ecc.
SB	Tavoli di comando e controllo (Switchboards), sia telefonici, per controllo incendi, ecc.
SG	Generatori di segnali, oscillatori di prova, generatori di rumore, ecc.
SM	Simulatori (di volo, di aereo, di segnali, ecc.).
SN	Sincronizzatori.
ST	Cinghie di bloccaggio (sia tela che cuoio).
SU	Strumenti ottici (telescopi, periscopi, profetori, ecc.).
T	Trasmettitori di tutti i tipi, con eccezione di quelli telefonici.
TA	Apparati telefonici per qualunque tipo.
TB	Traiecci metallici per qualsiasi uso.
TC	Sostegni articolati.
TD	Strumenti per il conteggio, meccanici ed elettronici, multiplexers, gates elettroniche.

TF	Trasformatori, quando usati come parti staccate.
TG	Strumenti di posizionamento.
TM	Apparati telegrafici.
TK	Kits di attrezzi.
TL	Tutti i tipi di attrezzi e di utensili.
TN	Tuning Units (cioè cassette di sintonia) per ricevitori, trasmettitori, antenne, ecc. ecc.
TR	Trasduttori (testine magnetiche, pick-ups, trasduttori sonar, pick-ups a vibrazione, ecc.).
TS	Strumenti di misura.
TT	Apparati per uso telescrivente e facsimile.
TV	Provavaivole in genere.
TW	Registratori a nastro e a filo magnetico.
U	Connettori in genere, adattatori, zoccoli, ecc.
UG	Connettori RF, zoccoli, bobine RF, accoppiatori, adattatori, ecc.
V	Veicoli in genere.
VS	Apparati di segnalazione ottica, bandiere comprese.
WD	Cavi a due conduttori non RF.
WF	Cavi a quattro conduttori non RF.
WM	Cavi a conduttori multipli non RF.
WS	Cavi a conduttore singolo non RF.
WT	Cavi a tre conduttori non RF.
ZM	Strumenti per la misurazione di impedenza.

A questo punto ritengo che le sigle delle apparecchiature surplus non dovrebbero avere più misteri per Voi, avendo le «chiavi» per la decifrazione.

Ad ogni buon conto, se vi sorgessero eventualmente delle difficoltà, sono sempre a vostra disposizione per ulteriori chiarimenti. Arrivederci dunque, amici, a presto!

Bibliografia

SB 700-20 *****

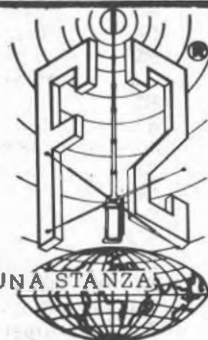
prodotti brevettati

FIRENZE 2®
ANODIZZATA

*Servizio Tecnico e Ricambi
a vostra disposizione*

**RAPPRESENTANZA E
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA**

**ANTENNE
PER
OGNI USO**



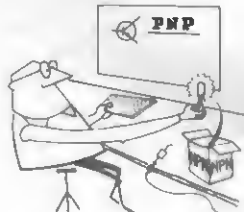
IL CIELO IN UNA STANZA

CASELLA POST N°1.00040 POMEZIA (ROMA)
☎ 06. 9130127 / 9130081

attenzione al marchio

La pagina dei pierini

Essere un pierino non è un disonore,
perché tutti, chi più chi meno, siamo
passati per quello stadio: l'importante è
non rimanerci più a lungo del normale.



14ZZM, Emilio Romeo
via Roberti 42
MODENA

© copyright cq elettronica 1982

Era ora!! dirà qualcuno: il vecchio ZZM ha battuto la fraccia negli ultimi mesi, è reo di assenteismo continuato, dorme sugli allori e così via.

Io chiedo perdono in ginocchio: anche ad alcuni lettori che mi hanno scritto su questo argomento, cioè la rarefazione delle mie «presenze» su «cq». Purtroppo, attualmente sono in grado di dedicarmi ai Pierini in media un giorno su dieci. E questo accade per varie cause.

Un poco per il rimbambimento senile da cui sono irrimediabilmente affetto, figuratevi che dal mese di Agosto sto tribolando per mettere a punto il sincrono a circuiti stampati, un poco per la mia incerta salute, pensate che ho avuto, sia pure in forma non grave, tutte le malattie di questo mondo, meno il «ginocchio della lavandaia» (perché non ho mai fatto il lavandaio) e la «peste della Tasmania» che si prende solo su una certa montagna paludosa di quest'Isola (ed io non vi sono stato), un poco perché i rompiscatole locali mi assillano abbastanza spesso con richieste di apparecchiature dai requisiti tali che neanche quelli della NASA.

Ma bando alle ciancie e veniamo al sodo, cominciando dalla

Pierinata 243 - Ed eccoci a quella che potremmo definire la pierinata del mese.

Un signore, che per carità è meglio lasciare nell'anonimato, ha chiesto a un mio conoscente «COME FUNZIONA UN INTEGRATO».

Caro Anonimo, se Lei avesse chiesto come funzionano un 741 o una 7490 o un 7413 avrei capito la domanda, anche se provenisse da parte di uno che scrive su riviste tecniche, non tutti possono essere a conoscenza di tutto.

Ma a una richiesta così generica, così vaga, non c'è che una risposta: l'integrato funziona nello stesso identico modo di un circuito montato con lo stesso numero di transistor, diodi e componenti passivi che ha l'integrato. Ma allora se funziona nello stesso modo, dove sta la differenza?

Le differenze principali sono due: la prima consiste nell'enorme riduzione di volume rispetto al montaggio con componenti «discreti», la seconda nella maggiore affidabilità, perché è possibile con la tecnica «integrata» ottenere componenti con tolleranze molto più strette, e, dimenticavo, un'altra differenza è nella drastica riduzione dei costi.

Contento signor Anonimo?

Pierinata 244 - Si tratta della «Sonda logica» descritta nel numero di Agosto '81. Il relativo articolo, mi dispiace, conteneva alcuni errori. Il primo consisteva nell'aver ommesso sullo schema la sigla dell'integrato contrassegnato A₁, A₂, A₃, A₄; ad aggravare la situazione, nel testo era detto che la sigla era 74LS04, non so se per un errore tipografico o uno di copiatura a macchina da parte mia, mentre la dizione corretta avrebbe dovuto essere 74LS02.

Come se non bastasse, avevo detto «...facendo «accendere» il led rosso D₁, sul suo emitter»: invece di collettore, come del resto si vede sullo schema. Lo schema però è esatto e chiunque appena dotato di rudimentali conoscenze sugli integrati digitali avrebbe potuto risolvere la storia misteriosa della sigla. A due lettori che insistevano sul gravissimo errore di aver scritto «emitter», ho fatto notare che se avessi detto che il led accendeva sullo spinterogeno del transistor l'esattezza dello schema non ne sarebbe stata minimamente compromessa.

...

Ma passiamo ai risultati del concorso apparso sul numero quattro di cq, in cui si chiedeva come far dividere per 7 una 7490, senza l'aiuto di porte esterne.

Diciamo subito che il proponente del quiz è stato il signor:

Leonardo BOSELLI, ISWUO
Via D. Comparetti 26
50135 Firenze

A lui vadano i miei ringraziamenti e il premio che la Redazione ha stabilito in un abbonamento gratuito per 6 mesi (il Signor Boselli indichi la decorrenza desiderata, citando questo numero e questa pagina).

Riguardo ai solutori, abbastanza numerosi, c'è da dire che hanno risposto tutti correttamente meno due.

Come al solito, alcuni si sono dilungati con diagrammi, tabelle di verifica e descrizioni dettagliate; altri, con stile telegrafico, hanno inviato semplicemente lo shemino, senza aggiungere altro.

Considerati i vari «pro» e i vari «contro», la mia scelta è andata a

Renzo FORNASIER
Via Olmo 60
30030 Maerne (VE)

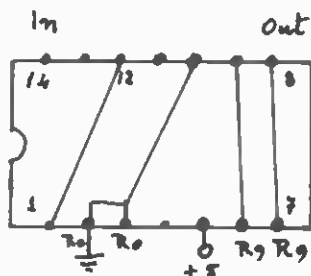
Prego, squilli di trombe, rulli di tamburi e applausi dal loggione per il bravo Renzo che verrà premiato dalla Redazione, anche lui con un abbonamento gratuito per 6 mesi (stesse indicazioni richieste al Signor Boselli).

A dire il vero, la soluzione di Renzo era identica a parecchie altre perché conteneva i disegni di tutte le possibili divisioni, compresa quella per sette, ovvio: però lui aveva aggiunto un «pizzico» in più cioè un poscritto in cui diceva: «per la divisione per uno è meglio usare un semplice spezzone di filo e risparmiare la decade».

Questo finale umoristico è stato la goccia che ha fatto pendere la bilancia in suo favore, ma ciò non toglie il merito degli altri solutori. Un lettore di Nogara con cui ho avuto corrispondenza in passato mi ha inviato uno schema totalmente diverso dagli altri, anche perché si serviva di due diodi e una resistenza. Caro P.S. (che non significa Paolo Secondo ma Paolo Simone), ho voluto provare il tuo circuito ma non sono riuscito a farlo funzionare, in uscita non c'era alcun impulso che potesse azionare il mio frequenzimetro, perciò ti prego di scrivermi dandomi qualche delucidazione.

E questo è stato un vero peccato perché, se il circuito avesse funzionato, il P.S. era in ballottaggio col bravo Renzo, infatti anche lui proponeva qualcosa di umoristico suggerendo di tagliare via con un seghetto finissimo i tre decimi della 7490 che è un divisore per dieci.

Giusto, rimanendone i setti decimi non poteva che dividere per sette. In testa al foglio sempre il P.S. aveva scritto (nota bene, in inchiostro rosso): se perdi questa lettera ti alzo contro l'ing. Arias, HI!!! Poffare! io ti credevo un radio-amatore, ma quell'HI mi fa sospettare una tua provenienza «allena». Scrivi, caro P.S. scrivi. Ah, dimenticavo la soluzione del quiz. Eccola qui:



Il ciclo è 01234549, 0123459

Bene, per oggi basta vado a ritemperarmi le forze e vi saluto cordialmente.
Vostro Pierino INOX Emilio Romeo I4ZZM.

Emilio Romeo I4ZZM
Pierino inossidabile

Kurciuskit

TERMO OROLOGIO KS 430



Un comodo orologio digitale ed un preciso termometro digitale con lo stesso circuito.
Applicabile per svariatissimi usi: orologi da pannello, per strumenti e termometri ambiente.

Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz
Funzionamento orologio: 24 o 12 h
Funzionamento termometro:
temperatura ambiente 0-40°C
Possibilità di lettura in gradi centigradi o in fahrenheit.

L.39.500
IVA COMPRESA

TRASMETTITORE AD ONDE CONVOGLIATE KS 482



Questo dispositivo corredato da un captatore magnetico ed usato in coppia con il KS 484 permette la ripetizione di chiamate telefoniche nell'ambito domestico senza l'ausilio di antenne o fili appositi.

Alimentazione: 220 : 240 Vc.a.
Frequenza di trasmissione: 80 : 100 kHz
accordabile

L.24.000
IVA COMPRESA

new

RICEVITORE PER CHIAMATA TELEFONICA AD ONDE CONVOGLIATE KS 484



Questo ricevitore in combinazione con il trasmettitore KS 482 consente di avere una fonte sonora ausiliarie all'apparecchio telefonico, facilmente spostabile nell'ambito domestico senza bisogno di fili appositi o antenne.

Alimentazione: 220 : 240 Vc.a.
Frequenza di lavoro: 80 : 100 kHz
accordabile

L.21.000
IVA COMPRESA

sommario

- 37 offerte e richieste
- 39 modulo per inserzione
- 40 pagella del mese
- 43 indice degli Inserzionisti
- 45 Indicatore digitale di marcia inserita (Risso)
- 48 Modifica all'antenna del 12/81 (Brugnera)
- 52 UP CONVERTERS 40-45, 20, 10 m (Iurissevich)
- 60 Tre antenne in una (Sartori)
- 66 RADIOSURPLUS IERI E OGGI (Bianchi)
- 67 Santiago 9+ (Mazzotti, «Can Barbone»)
La scelta del lineare
Autocostruzione di un linearetto
Una difficile installazione di antenna
- 74 Oscilloscopi a campionamento (Vogesi)
- 78 Temporizzatore per usi generali (Baragona e Simonetti)
- 83 RX sintetizzato per i 2 m (Vidmar)
- 99 sperimentare (Ugliano)
Dalla Russia con... stupore
La festa dei fotografi
- 106 I fratelli della costa (Alfa 4, alias Zamboli)
CB-DX
- 112 quiz (Cattò)

EDITORE s.n.c. edizioni CD
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Totti
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 Zuretti, 25 - ☎ 8967

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

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 24.000 (nuovi)
L. 23.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 2.000 cadauno
Raccoglitori per annate L. 7.500 (abbonati L. 7.000).

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 del 10% su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 27.000
Mandat de Poste International } edizioni CD
Postanweisung für das Ausland } 40121 Bologna
payable à / zahlbar an } via Boldrini, 22
Italia

Indicatore digitale di marcia inserita

Danilo Risso

Coloro che amano far rassomigliare la propria vettura a un «flipper» pieno di spie, interruttori e comandi vari, gioiscano! Ho finalmente anch'io la maniera di dare il mio contributo al consumismo, con un circuito di puro valore estetico.

Scherzi a parte, l'indicatore digitale di marcia inserita non mancherà di fare colpo sugli amici, conferendo alla vostra vettura un'aria di alta tecnologia.

*una
simpatica
idea
per
stupire
gli amici*

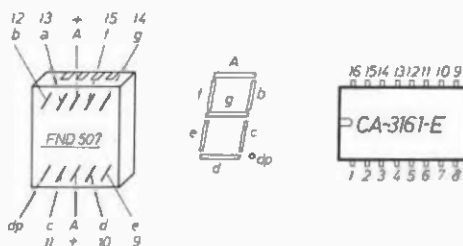


Pensate infatti allo stupore di chi, salendo sulla vostra auto, vedrà visualizzato sul display il numero della marcia inserita in quel momento: cose fantascientifiche! Tra l'altro, questo tipo di «autoaccessorio» non mi risulta sia in produzione presso le varie Case che si occupano del ramo, per cui, almeno per ora, dovrebbe rendervi esclusivi rispetto a tutti i comuni automobilisti che non si occupano di elettronica.

Veniamo all'hardware, il cuore di questo «coso» è l'integrato CA3161-E, una decodifica che accetta in ingresso un codice binario su quattro fili e pilota in uscita il display FND507 (sostituibile con un LT302 o un altro ad anodo comune) secondo la true-table di figura.

Tavola della verità del CA3161-E

n.	ingressi decodifica				uscite decodifica CA3161-E						
	1	2	4	8	a	b	c	d	e	f	g
	A	B	C	D	13	12	11	10	9	15	14
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
2	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1
3	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1
4	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1
5	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0
8	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1



Disposizione dei terminali su decodifica e display.

È da notare che la CA3161-E incorpora anche le resistenze di limitazione che andrebbero in serie a ogni segmento del display, con un notevole risparmio di spazio e una maggiore semplicità di montaggio, che, da sole, ne giustificano il costo leggermente elevato. Le resistenze da 220 Ω, 1/4 W servono a forzare a zero gli ingressi della CA3161-E quando non vi è alcuna marcia inserita (apparirà quindi in tali condizioni l'indicazione «0» cioè folle).

I cinque interruttori, commutando in corrispondenza delle rispettive marce inserite, daranno l'indicazione di I, II, III, IV e retromarcia, che farà apparire sul display un «8». Gli interruttori potranno essere ampole di tipo reed, da sistemarsi intorno alla leva del cambio, dentro al cuffiotto in gomma.

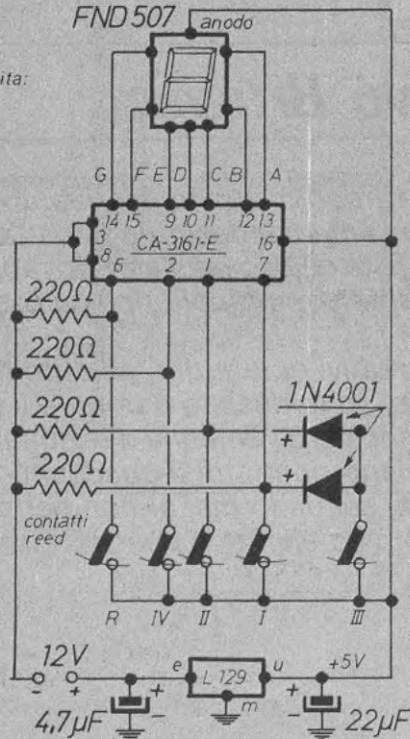
Alla leva si potrà poi assicurare un magnete che faccia commutare un reed in corrispondenza di ogni posizione della stessa. Per quest'ultima operazione occorrerà un lavoro paziente per trovare le posizioni giuste in cui il magnete faccia commutare il reed relativo alla marcia innestata.

Se durante il funzionamento notate visualizzati sul display numeri anomali, fate attenzione che il magnete non faccia commutare due reed alla volta perché in tal caso la decodifica visualizzerà la somma degli stati logici che si trovano al suo ingresso.

Se non volete utilizzare questo tipo di sensori, potete provare montando lampadine e fotocellule in corrispondenza delle varie posizioni della leva del cambio, e

utilizzare cinque circuiti bistabili che generino gli stati logici atti a pilotare la decodifica. Se poi siete persone pazienti e con la vocazione del modellismo, potete sistemare tutto il circuito nello spazio libero intorno alla leva del cambio dentro il cuffiotto e montare il display nel pomo della leva, realizzando così un aut accessorio esclusivo.

Indicatore digitale di marcia inserita:



Schema elettrico

*a prova
di
pierino*

Tornando al circuito elettronico resta da aggiungere che i due diodi sono comuni diodi al silicio 1N4001 ecc. e servono per disaccoppiare l'indicazione di 3^a marcia inserita, che in binario si ottiene sommando la 1^a con la 2^a.

La decodifica CA3161-E funziona con alimentazione a 5V ricavata dai 12V della batteria dell'auto tramite il regolatore di tensione μ A7805 (o simili) e i due elettrolitici che sarebbe bene fossero al tantalio.

La realizzazione può comodamente essere eseguita punto a punto, su basetta forata, senza doversi scomodare nella costruzione del circuito stampato (specie se non si monta il display sulla stessa basetta della decodifica). Raccomando a tutti l'uso di zoccoli sia per l'integrato sia per il display.

Sono a disposizione dei lettori per eventuali problemi che dovessero insorgere, ma declino ogni responsabilità nel caso in cui, per guardare l'indicatore digitale di marcia inserita, qualche automobilista vada ad abbracciare un palo.***

Modifica all'antenna 3-elementi Yagi 144 MHz proposta da IW6MEI su cq 12/81

I6IBE, Ivo Brugnera

Dopo aver letto l'articolo, ottimo per quanto riguarda la parte teorica, ho realizzato l'antenna descritta rispettando a millimetro le misure, e sono rimasto deluso per l'elevato rapporto di onde stazionarie (ROS) che l'antenna a dipolo ripiegato con adattatore a balun dava.

Dopo ripetuti tentativi di taratura, peraltro molto difficile con questo tipo di dipolo, sono riuscito a portare il ROS a 1,7:1 su 145,500 MHz. Paragonando però l'antenna direzionale a una semplice verticale $1/2 \lambda$ con piano riportato, il guadagno era pressoché uguale. Ciò è imputabile, secondo me, al non perfetto adattamento tra linea, balun, dipolo ed elementi passivi.

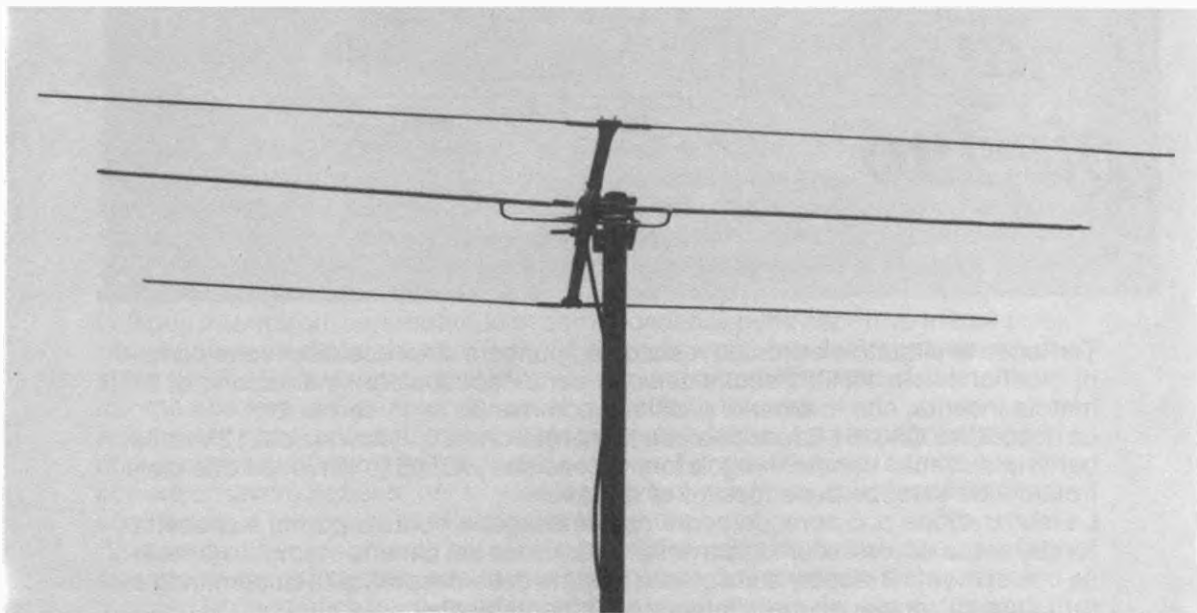


foto A

Antenna 144 MHz.

L'antenna che io propongo è totalmente uguale nelle misure (boom, riflettore, direttore) a quella citata nell'articolo, salvo che nella costruzione del **dipolo**, il quale, oltre ad avere una più facile costruzione e un perfetto adattamento, rende l'antenna completamente portatile; ha la discesa direttamente a 52Ω (RG58) e il suo guadagno rispetto a una verticale $1/4 \lambda$ è stimabile intorno a $2 + 3$ punti «S».

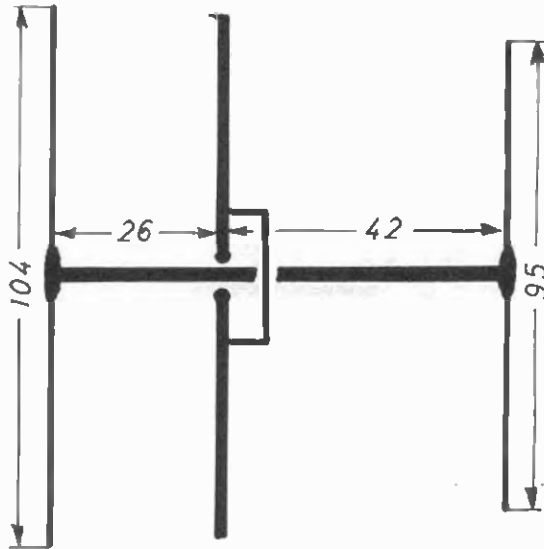


figura 1

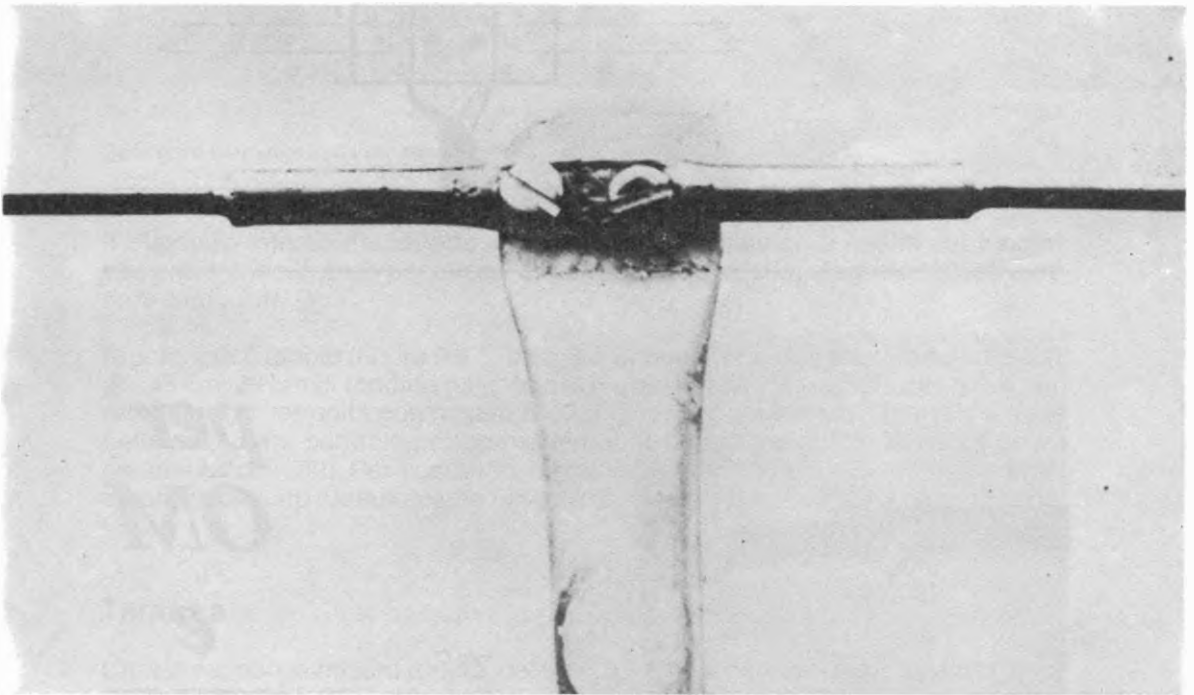


foto B

Realizzazione del riflettore e direttore.

Materiale usato:

boom ex-TV, alluminio;
direttore riflettore: tondino ottone \varnothing 4 mm;
dipolo: tubetto ottone \varnothing 6 mm.

Sia i tondini che il tubetto di ottone vengono venduti in ferramenta sotto il nome di «bacchette per saldatori» e sono lunghi 80 cm, i tondini, e due metri il tubetto. Per costruire il riflettore o il direttore occorrono due tondini e un pezzo di tubetto lungo 6 cm (foto B).

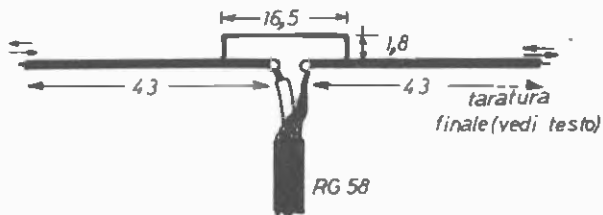


figura 2

Misure del dipolo.

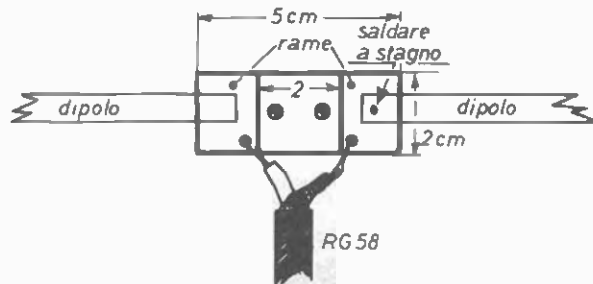


figura 3

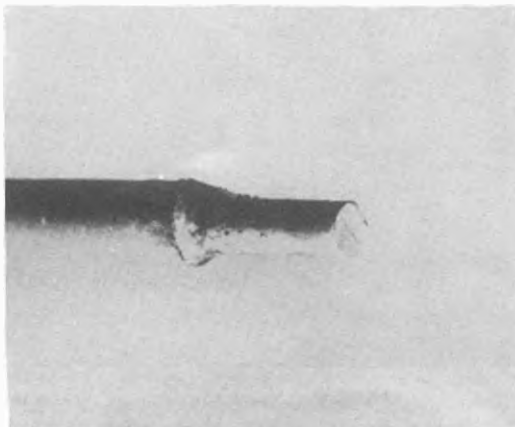


foto C

Particolare estremità dipolo per taratura.

per
OM
e
SWL

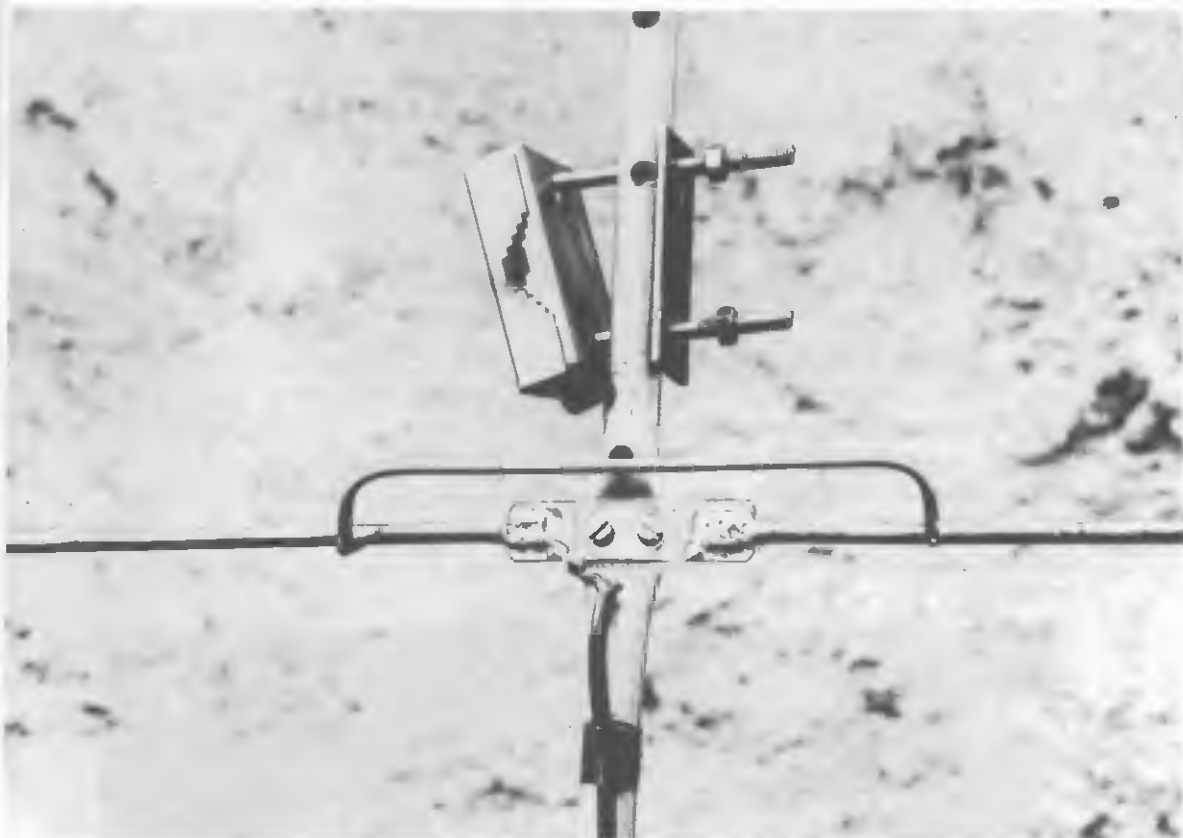


foto D

Particolare adattatore a «U» del dipolo.

Il diametro interno del tubetto, vi accorgete, è identico a quello dei tondini, che entreranno in esso per circa 2 cm e verranno saldati a stagno e tagliati a misura (vedi, foto B).

Dipolo: per il dipolo (figure 2 e 3, foto C e D) occorrono due pezzi di tubetto lunghi 43 cm, 20 cm di tondino piegato a «U» come nella foto (adattatore a «U»), un rettangolo di vetronite con misure 5×2 (figura 3) al quale sarà asportato il rame nella sola parte centrale per permettere il fissaggio del dipolo al boom senza creare cortocircuiti. Per costruirlo, si salderà l'adattatore a «U» sui dipoli indi i dipoli sul circuito stampato che fungerà anche da capicorda per il cavo coassiale.

Taratura

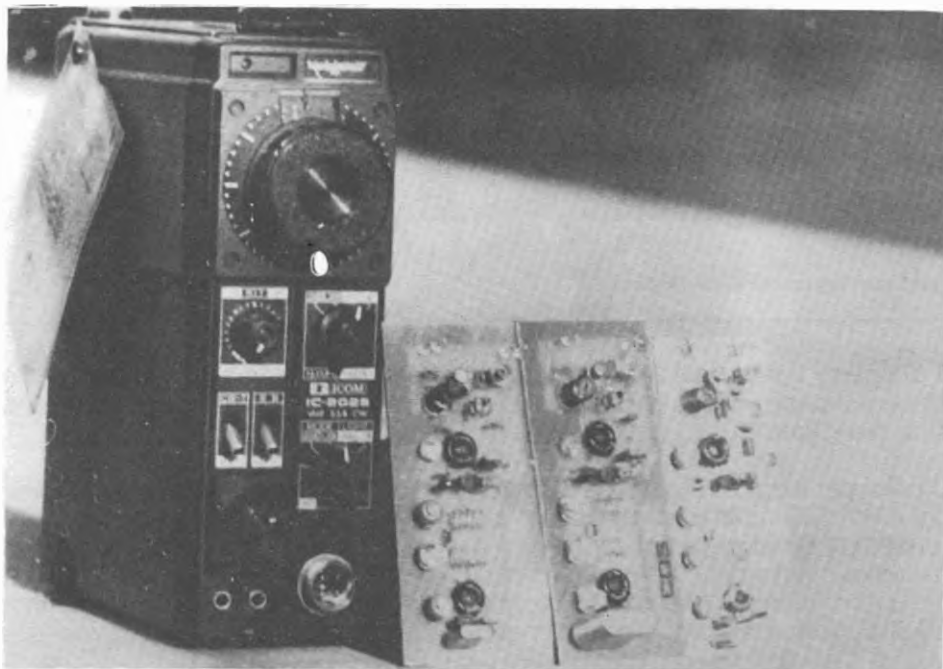
L'antenna, con le misure fornite, dà un ROS 1,1:1 a centro banda. Qualora la vostra presentasse ROS più elevato, potrete tararla allungando o accorciando i bracci del dipolo inserendo agli estremi del dipolo 5 cm di tondino che, a taratura ultimata, verranno saldati a stagno (vedi foto C). *****

UPCONVERTERS

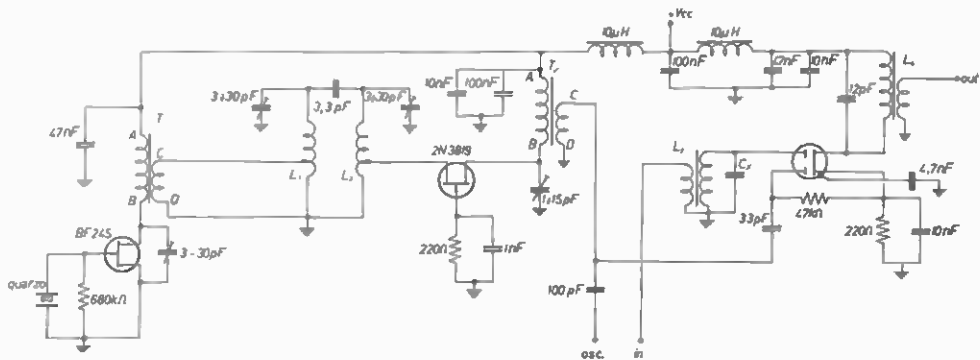
40-45, 20, 10 m

IW3QDI, Livio Iurissevich

Con questo articolo spero di soddisfare i possessori di ricetrasmittitori, in particolar modo quelli dei due metri, con la costruzione di tre semplicissimi convertitori per le bande rispettivamente 40-45, 20 e 10 metri; la costruzione è resa molto semplice dai pochi componenti impiegati e soprattutto come in tutti i miei articoli dalla presenza del negativo relativo al circuito stampato a grandezza naturale e schema pratico di montaggio.



Lo schema elettrico è composto da un oscillatore quarzato a fet, questi è fatto funzionare direttamente in armonica 3^a, 4^a, 5^a overtone, un eventuale calcolo di esempio è riportato in tabella 1; indi segue un filtro elicoidale in aria dalle bobine rispettivamente L₁, L₂ che consentono di far passare l'armonica richiesta adeguatamente filtrata e subito amplificata dal secondo stadio a fet con gate comune.



Per i 10 m $T_1 = T37-10$; 7 spire filo $\varnothing 0,3$, secondario 3,5 spire filo $\varnothing 0,25$.

Per i 40 + 45 m $T_1 = T30-6$; 11 spire filo $\varnothing 0,3$, secondario 3,5 spire filo $\varnothing 0,25$.

Per i 20 m $T_1 =$ vedi tabella 1 a pagina seguente.

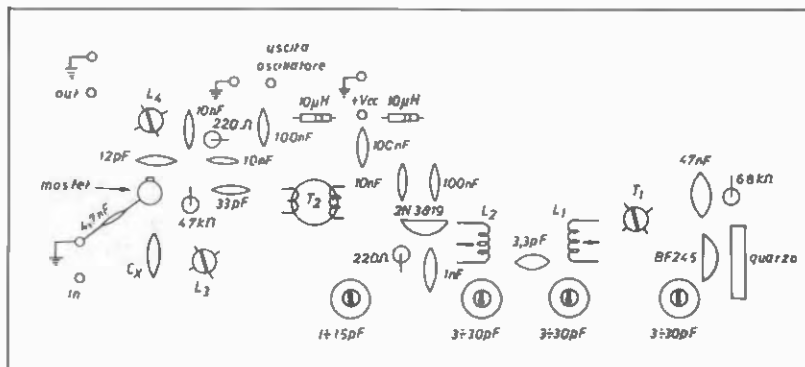
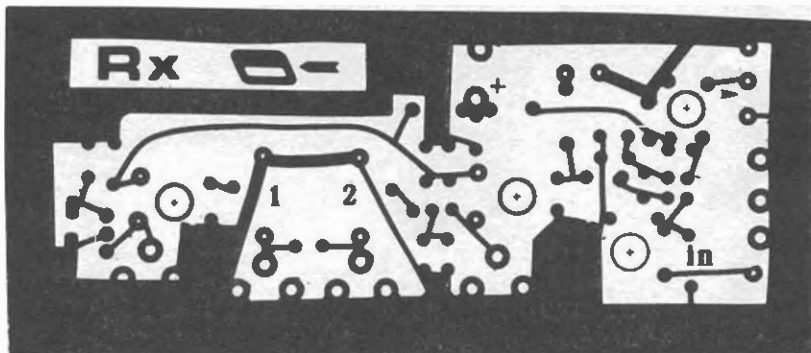
L_1, L_2 5 spire filo argentato $\varnothing 0,8$ su $\varnothing 4$ mm, prese alle 3^a spira lato massa (vedi foto).

L_4 4 spire filo smaltato $\varnothing 0,6$ su $\varnothing 4$ mm, secondario 2 spire filo $\varnothing 0,25$.

Se si verificassero eventuali autooscillazioni, applicare tra il drain del mosfet e L_4 una resistenza da 10 o 22 Ω .

bobina L_3 - filo rame smaltato $\varnothing 0,3$ mm, supporto $\varnothing 7$ mm

gamma (m)	n° spire		Cx (pF)
	primario	secondario	
40 + 45	25	4	150
20	18	4	33
10	10	3	33



NOTA: invertendo la bobina L_4 con L_3 diventa un «DOWN CONVERTER».

Ad esempio, con il quarzo 38.666,7 e un ricevitore da 28 a 29 MHz, esploreremo tutta la banda dei 2 m, lo stesso vale per le altre frequenze.

tabella 1

Esempio con un quarzo CB da 27.567

$$27.567 \times 5 = 137.835$$

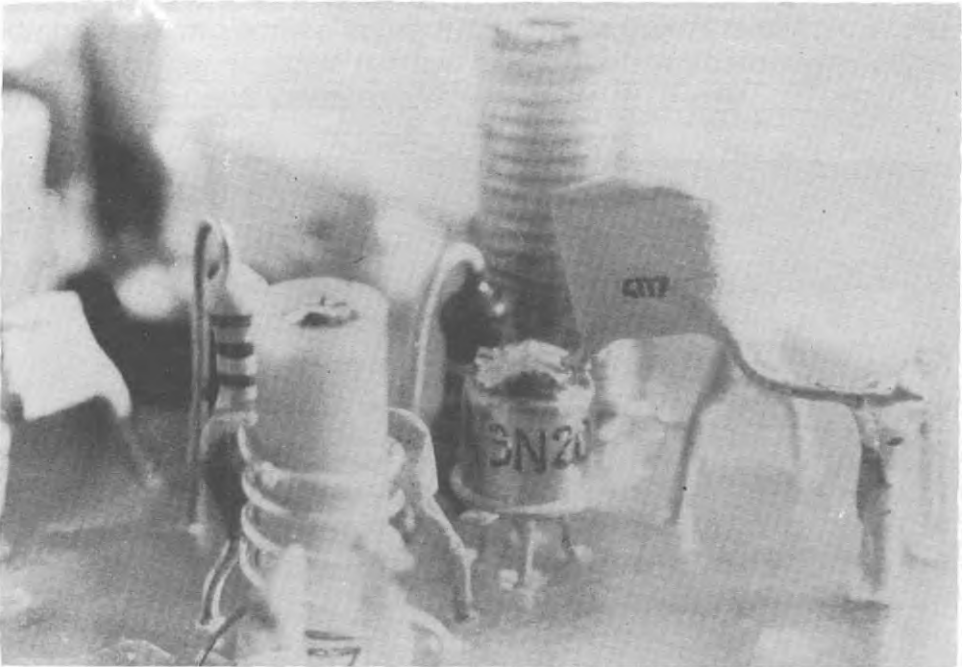
144.000 —	145.000 —
137.835	137.835
6.165	7.165

altro esempio:

$$\frac{27.567}{3} = 9.189; 9.189 \times 2 = 18.378; 18.378 \times 3 = 55.134; 55.134 \times 3 = 165.402$$

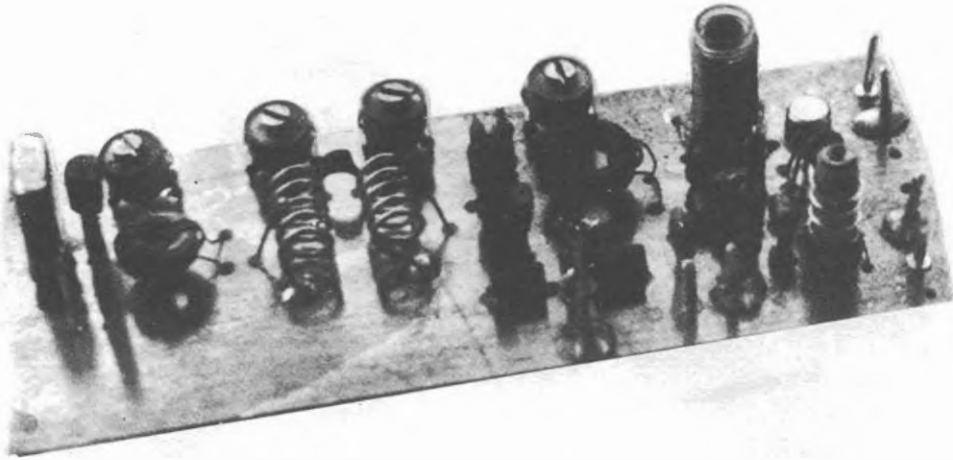
165.402 —
145.000
20.402

NOTA: con il secondo esempio la sensibilità è più ridotta rispetto al primo.



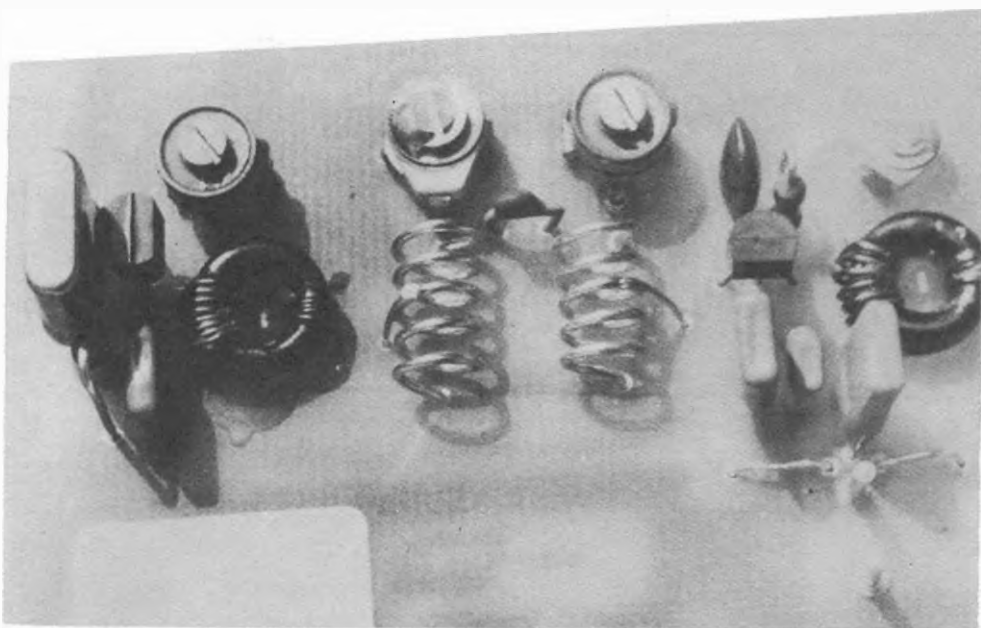
Dal secondario di T_2 viene inviata al G_2 del mosfet che può essere un MEM564, 3N120, 40673: questi costituisce lo stadio miscelatore.

La sensibilità è alquanto buona per i 20 e 40 metri, per i 10 m invece si rende necessario un preamplificatore a mosfet (BF900); esso presenta una cifra di rumore molto bassa con un guadagno di circa 15 dB, questi è più che sufficiente per l'ascolto dei satelliti tipo RS3, RS4, RS5, RS6, RS7, RS8 e OSCAR 7-8, già ascoltati dalla mia stazione con un dipolo filare in quarto d'onda leggermente inclinato; faccio presente che gli ascolti del Beacon di RS7-8 mi sono pervenuti con punte massime di S9 (IC202).

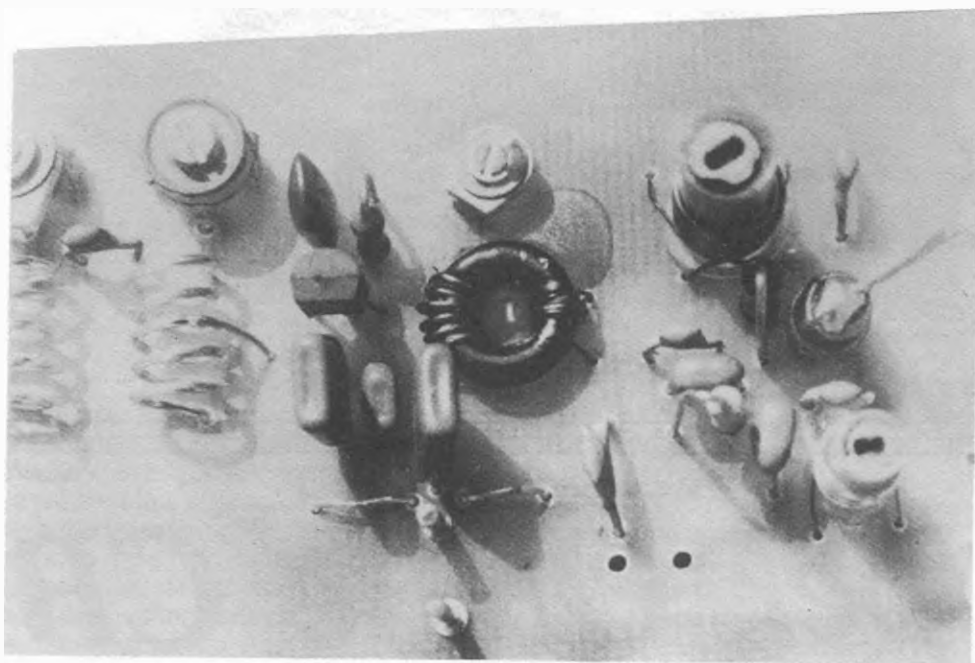


*Due viste
della basetta montata.*

per OM e CB



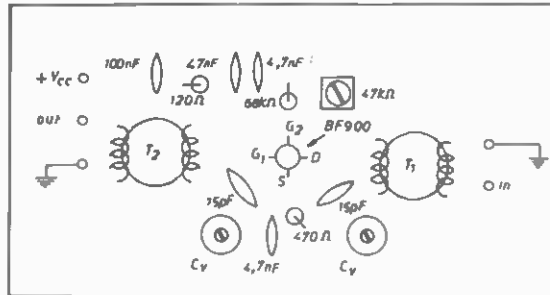
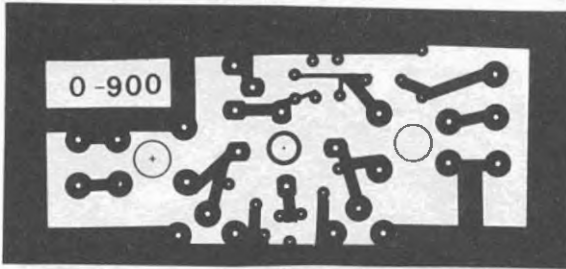
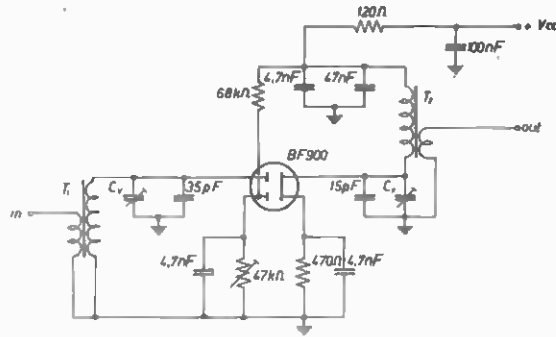
Altre due viste che mettono in evidenza i particolari.



$T_1, T_2 = T30-6$; 20 spire filo smaltato
 $\varnothing 0,3 \text{ mm}$, secondario 2 spire filo \varnothing
 $0,25 \text{ mm}$

$C_v = 3 - 30 \text{ pF}$

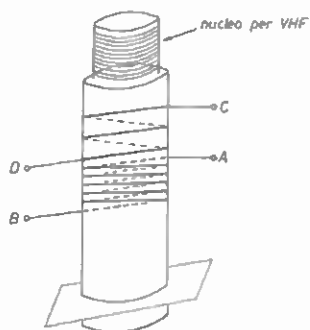
$+V_{CC} = 8 - 13 \text{ V}$



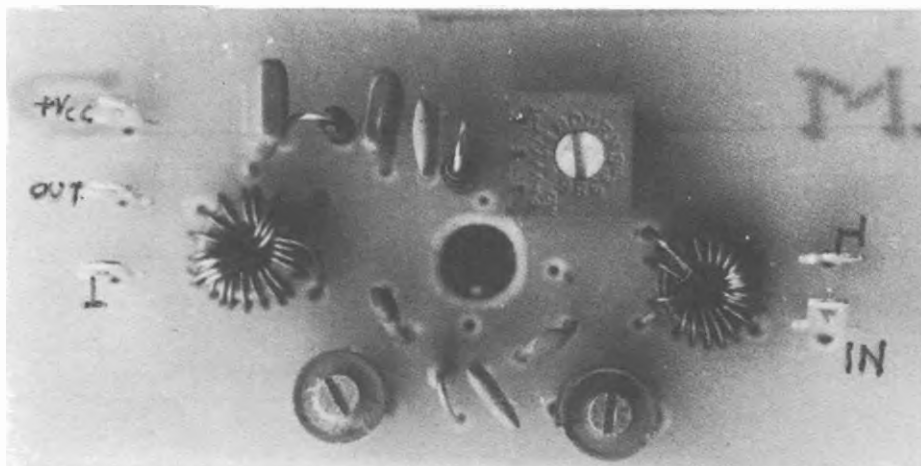
I trasformatori siglati T1 e T2 sono dei toroidi della Amidon reperibili presso la Ditta **R&S elettronica**, viale XX Settembre 37 - Gorizia, tel. 0481/32193.

La taratura del circuito è piuttosto critica e in particolare gli accordi delle bobine L_1, L_2, T_2 , che necessitano di un oscillatore modulato e sonda RF. È da notare che sulla banda dei 20 m ho constatato che certi quarzi a 65 MHz sono duri a

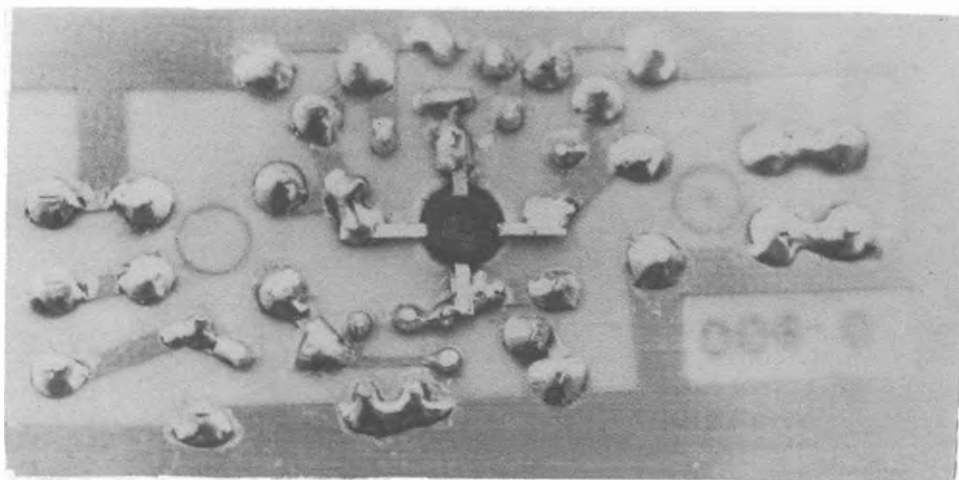
oscillare, quindi T_1 deve essere eseguita secondo le mie indicazioni, come nello schizzo che segue:



T_1 per 165 MHz.
Diametro supporto 5 mm, filo \varnothing 0,25 mm smaltato.
NOTA: rispettare gli avvolgimenti.



Due viste dal preamplificatore montato.



Per i 10 m il quarzo usato è di 38.666,7 kHz, questi non presenta alcun problema a oscillare!

Per i 40 + 45, invece, ho utilizzato un quarzo CB da 27.567 usato da certi radiocomandi e reperito presso la GBC qualche anno fa.

Inoltre sullo stampato è stata prevista l'uscita dell'armonica dell'oscillatore prelevata dal condensatore da 100 pF sul secondario di T_2 , utile per pilotare un convertitore per la trasmissione, ottenendo così un transverter.

Detto questo, non rimane altro che darVi appuntamento ai miei prossimi articoli; un saluto cordiale da IW3QDI.

P.S. Chi avesse delle difficoltà nella taratura del convertitore, può inviarmelo:

Livio Iurissevich
via M. Praga 28
34146 TRIESTE
telefono 040/821351

con le seguenti condizioni: spese a carico del mittente e una quota per la taratura di L. 2.000 (salvo errori di montaggio), più spese di spedizione all'invio della bassetta da tarare.

VIDEO SET

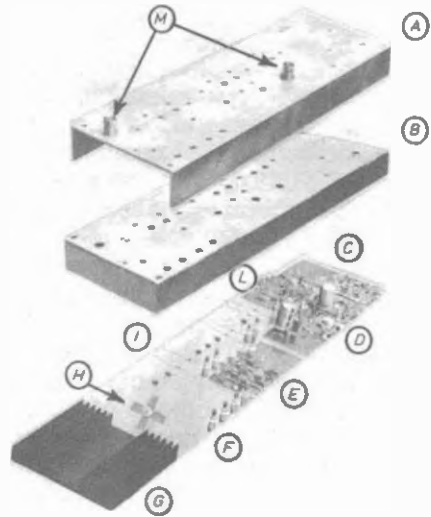
NUOVO VIDEO SET S/B 4 E S/B 5

Permette la trasmissione con qualsiasi telecamera, videotapa, titolatrice ecc. su qualsiasi canale, caratteristiche mod. S/B 4: copertura continua dal can. 21 al 37 uhf e da 420 a 470 MHz (amatori TV), mod. video pol. negativa, sist. C.C.I.R. con mos fet autoprotetto, mod. audio FM con D. ± 50 KHz per 0,5 V pp input B.F. f. intermedia video - 350 MHz, f.i. audio - 344,5 MHz, VCO di conversione comandato da Helipot a 10 giri, con campo di f. da 700 a 950 MHz, filtro uhf a 6 celle, finale equipaggiato da TPV 596 con P out = 0,5 W a 60 dB d.im., alim. 24 V 400 mA cc; varianti al mod. S/B 5: copertura continua dal can. 88 al 69 uhf, f.i. video - 450 MHz, f.i. audio - 444,5 MHz, VCO di conversione con campo di lavoro da 1,05 a 1,3 GHz. Su richiesta è disponibile a frequenza fissa quarzata. Impieghi: base per piccole stazioni, mezzi mobili, occupazione canali, riprese dirette, amatori TV, ecc.

V/S RVA 3 RIPETITORE TV A SINTONIA CONTINUA

Su richiesta è disponibile a frequenza fissa quarzata in doppia o semplice conversione generatore di barre, telecamere ecc.

LINEARI: con P out a 60 dB d.im. da 1, 2, 4 W.



VISTA IN ESPLOSO:

A) Profilato in alluminio; B) Camicia in zinco; C) Oscillatore locale a f.i. video; D) Modulatore video; E) Oscillatore audio; F) Filtro a f.i. audio; G) Dissipatore calore stadio finale; H) Transistor ultralineare con P out 0,5 W; I) Amplificatore e filtro uhf; L) Oscillatore "GIGA Hz" variabile e miscelatore uhf. M) Connettore BNC, ingresso B.F. video e uscita R.F.

Dimensioni in mm 390 x 96 x 40

ELETRONICA ENNE - C.so Colombo, 50 r
17100 SAVONA - Tel. (019) 22407

Tre antenne in una

IQNS, Federico Sartori

Le antenne che descriverò sono la dimostrazione pratica che con una vecchia Ground Plane modificata (ma non troppo) è possibile con poco lavoro e poca spesa approntare l'antenna che ci necessita in breve tempo, nel caso di improvvise emergenze (CER) o contest, esigenze particolari o sperimentazioni di tipo modulare. Non sono quindi costruzioni definitive ma utili esperienze, anche perché non sfigurano affatto se paragonate a molti prodotti commerciali.

GROUND PLANE

Naturalmente la prima a essere messa in opera sarà l'originale Ground Plane, ora però accordata per i 10 metri o frequenze limitrofe a piacere. Ciò è possibile poiché essendo la nuova frequenza più alta, l'antenna dovrà essere accorciata fisicamente per risuonare sulla frequenza di lavoro.

Vediamo una introduzione alla teoria del funzionamento della GP.

La Ground Plane funziona, e il nome stesso lo dice, sul piano di terra che «riflette» le onde; esso può essere la terra stessa che però essendo ad alto assorbimento viene sostituita da una superficie metallica il cui raggio è $\lambda/4 + 5\%$.

Essendo poco pratica una circonferenza fisica piena metallica la si sostituisce (con delle perdite, purtroppo) con dei conduttori filiformi lunghi sempre $\lambda/4 + 5\%$. Questi conduttori verranno chiamati radiali e il loro numero dovrebbe essere il più alto possibile proprio per ricreare quella circonferenza fisica teorizzata precedentemente. In pratica non è conveniente e quindi basteranno per un rendimento quasi ottimo circa quaranta radiali; con essi l'efficienza teorica dell'antenna sarà di circa il 75% ed è stata calcolata con la seguente formula:

$$\frac{R_{\text{irradiazione}}}{R_{\text{irradiazione}} + R_{\text{perdita}}} = \text{efficienza}$$

Per il radiatore, la resistenza di perdita è considerata nulla mentre per i radiali essa varia a seconda del loro numero, diametro, spessore, lunghezza.

Con due radiali, l'efficienza dell'antenna sarà inferiore del 45%, nella mia realizzazione i radiali saranno quattro quindi un rendimento più che accettabile per le pretese della stessa.

Notiamo quindi che una buona percentuale dell'energia trasferita all'antenna verrà purtroppo dissipata in calore a causa delle resistenze di perdita.

Si osserva altresì che se i radicali vengono appoggiati al terreno, la loro lunghezza non è più critica, mentre se il piano di terra viene rialzato, come nel mio caso, la loro lunghezza dovrà essere necessariamente

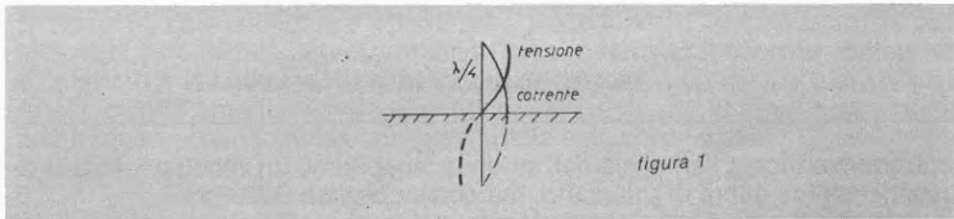
$$\frac{1}{4} \lambda + 5\%$$

o multipli dispari.

I radiali andranno disposti ad angoli uguali fra loro e collegati sia a massa del «mast» (palo di supporto) che alla calza del cavo di alimentazione. La loro inclinazione determinerà l'impedenza della GP, così se saranno inclinati di 45° l'impedenza salirà a circa 50 Ω ideali per i cavi a nostra disposizione; si potrà comunque e preferibilmente mantenerli a 90° per un rendimento migliore, accettando un disadattamento tra il cavo a 52 Ω e l'impedenza dell'antenna che in queste condizioni sarà sui 30 Ω, e che determinerà un ROS di 1,5/1 circa, senza però considerare altri parametri parassiti.

In pratica ciò è possibile e conveniente. Anche l'altezza da terra determina variazioni di impedenza.

Potrà sembrare strano, ma le antenne verticali pari ($\lambda/4$) sono da considerarsi dipoli $\lambda/2$ dove la terra funziona da secondo elemento del dipolo; nella figura 1 è visibile la distribuzione della corrente e della tensione.



L'angolo di irradiazione varia tra i 15° e i 30° verticalmente a seconda dell'altezza dal suolo; la polarizzazione è verticale e quindi risente del rumore elettrico. Se si verificassero anomalie nel rendimento dell'antenna provate a variare l'altezza dal suolo, poiché così facendo l'onda riflessa dal piano di terra entra in fase con quella diretta assicurando il miglior rendimento.

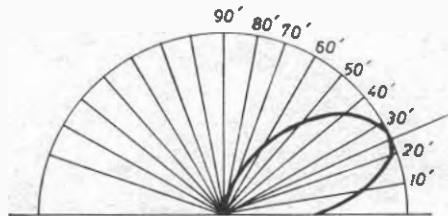


figura 2

Altezza del lobo sul piano verticale.

per OM e SWL

YAGI

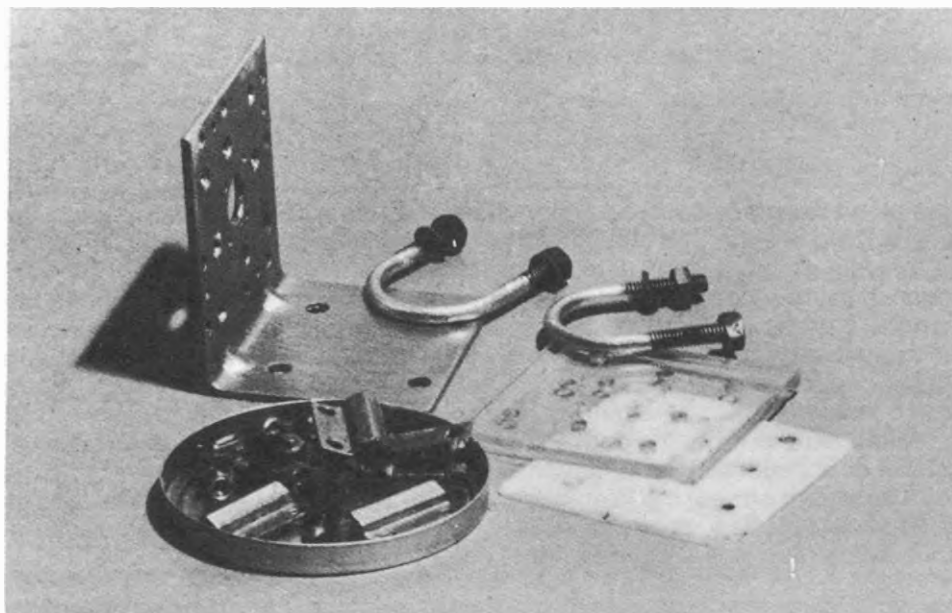


foto 1

Visione di tutte le minuterie che compongono l'attacco universale per le tre antenne.

Dopo aver verificata l'efficacia dell'antenna, scopriamo un vecchio rotore in disuso, pensiamo allora di utilizzarlo, ma come con una GP?

È presto detto, smontiamo completamente la (sudata) GP e procuriamoci altri due radiali simili ai quattro precedenti, due piastrine di plexiglass di circa 5 mm di spessore, e poi naturalmente il boom, che sarà un vecchio palo TV sui 3 o 4 metri, e per finire tre supporti per antenne tipo Fracarro.

Non servirà niente altro se non un balun come adattatore/simmetrizzatore, peraltro non indispensabile.

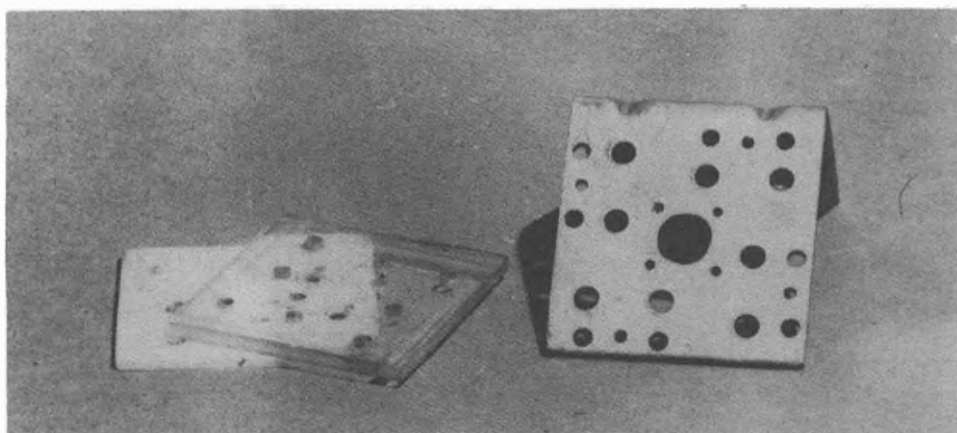


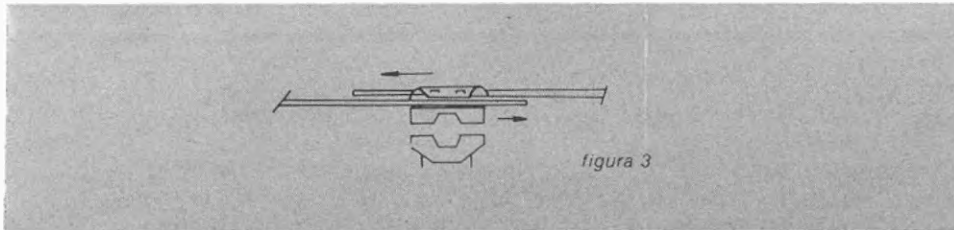
foto 2

Sono visibili le piastrine di plexiglass e sulla destra il supporto con i fori allargati e i quattro piccoli fori per le viti da 3 MA che servono a tenere a registro le due piastrine.

Le piastrine quadrate di plexiglass saranno forate del diametro esatto delle viti passanti e ripartite una sopra e una sotto la piastra di sostegno.

Precedentemente si saranno allargati i fori per gli attacchi dei radiali nella piastra in modo che ora le viti non tocchino massa; questo ci permetterà di alimentare direttamente l'antenna senza balun essendo l'impedenza del dipolo così costruito sui 75 Ω, inoltre sfrutteremo gli altri due supporti per i radiali, sempre isolati da massa, per la prossima antenna. Volendo, si sarebbe potuto mettere a massa il centro del dipolo e alimentarlo con un «gamma/beta match» ma si sarebbe complicato il tutto.

Il radiatore e il direttore, cioè 2 + 2 radiali, saranno tenuti in posizione dai supporti Fracarro semplicemente infilandoli sotto la coppetta del supporto.



Si potranno così allungare e accorciare a piacere per la taratura ottimale senza intaccarli fisicamente. Il terzo attacco Fracarro fermerà il boom al «mast» dove è calettato il supporto a «L» sostenitore del dipolo.

Anche questa antenna è naturalmente per la banda dei 10 metri e sarà portata alla frequenza di risonanza per mezzo della seguente formula:

$$\text{lunghezza del radiatore (m)} = \frac{300}{2 \times F \text{ (MHz)}} \times 0,93$$

Per semplificare il calcolo del riflettore aumenteremo del 5% la misura del radiatore, mentre per il direttore diminuiremo la misura della stessa percentuale. La spaziatura radiatore/riflettore sarà pari a 0,2 L (L = altezza dal suolo) che assicura un guadagno di circa 2,6 dB sul dipolo.

La distanza radiatore/direttore sarà di circa 0,25 L.

Senz'altro il National Bureau of Standard non approverebbe questo disastro matematico per non aver rispettato vari rapporti tra i quali quello lunghezza e diametro degli elementi, diametro direttore e lunghezza d'onda che dovrebbe essere 0,0085 e altri che è meglio non elencare per evitare confusione! In realtà anche l'«ARRL Antenna Book» è in pieno disaccordo con i grafici del NBS, basta confrontare i due testi; noi comunque ottimizzeremo in pratica l'antenna risolvendo alla buona (ma non troppo alla buona) le «opinioni» matematiche teorizzate precedentemente.

Per la taratura esistono numerosi sistemi: si potrebbe utilizzare un corrispondente che disponesse di una fonte o omnidirezionale o direttiva purché le antenne si guardino e variare i parametri per il massimo segnale sullo strumento del ricevitore con l'avvertenza di tenere il CAV escluso; è bene che il segnale sia il più basso possibile per accusare anche variazioni minime. Per simmetrizzare il lobo sul piano orizzontale è possibile usare un semplice balun filare come descritto sull'Antenna Book (ARRL).

L'altezza da terra è critica sia per l'impedenza che per l'altezza del lobo verticale; comunque a L, altezza dal suolo, si hanno circa 15° di elevazione, a L/2 si sale sui 30°; per l'impedenza trovare il miglior compromesso altezza/ROS.

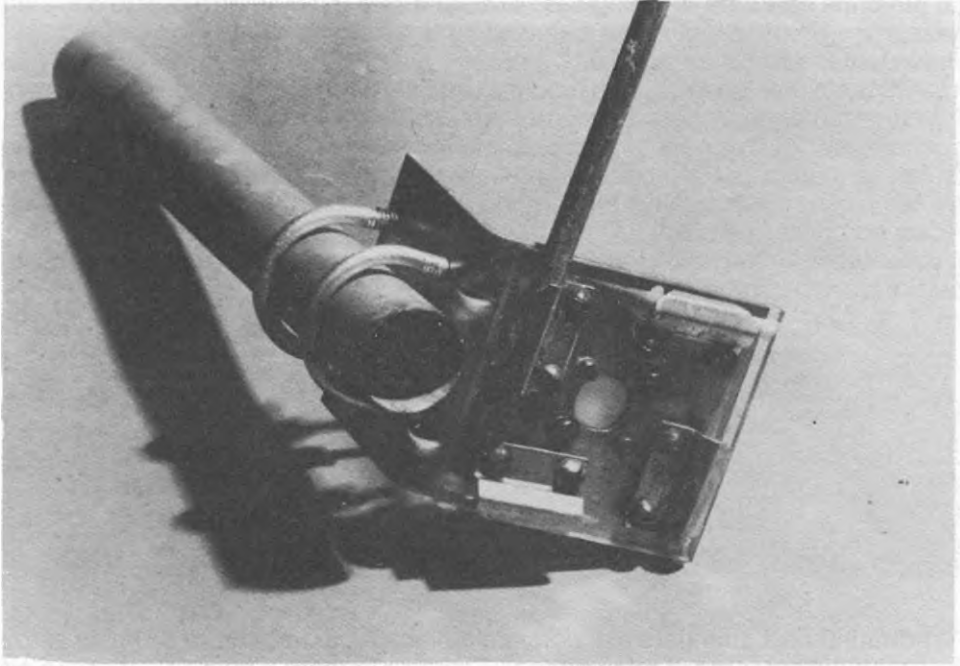


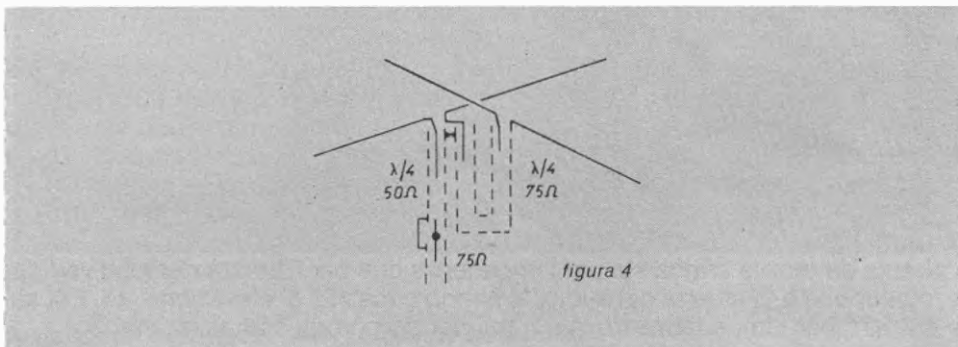
foto 3

Supporto montato completo di piastrine isolanti e attacchi per i radiali/dipoli.

TURNSTILE

La terza antenna che è possibile ottenere, sempre con semplici modifiche, è la Turnstile (dipoli incrociati) che, nonostante abbia delle ottime caratteristiche, è raramente usata dagli OM perché non conosciuta.

È stata utilizzata con successo oltre che su Beacon anche su satelliti per le sue ottime proprietà quali una buona omnidirezionalità del campo irradiato e la polarizzazione orizzontale verso l'orizzonte. Anche per la ricezione di segnali provenienti dallo spazio può essere vantaggiosa perché la sua polarizzazione verso l'alto, come pochi forse sanno, è circolare. È composta semplicemente da due dipoli incrociati e messi in fase con linee in cavo coassiale e riportati all'impedenza di alimentazione sempre tramite adattatori coassiali.



Infatti l'impedenza originale dei dipoli a 36Ω è portata con una linea $\lambda/4$ da 50Ω a quella da 75Ω del cavo di alimentazione. I dipoli saranno (naturalmente) lunghi $\lambda/4 + \lambda/4$ ed eventualmente accorciati in sede di taratura.

Nell'adattamento con linee coassiali ricordarsi del fattore di velocità dei cavi che per quelli con dielettrico espanso è 0,82 mentre per quelli a isolante solido (RG..) è 0,66.

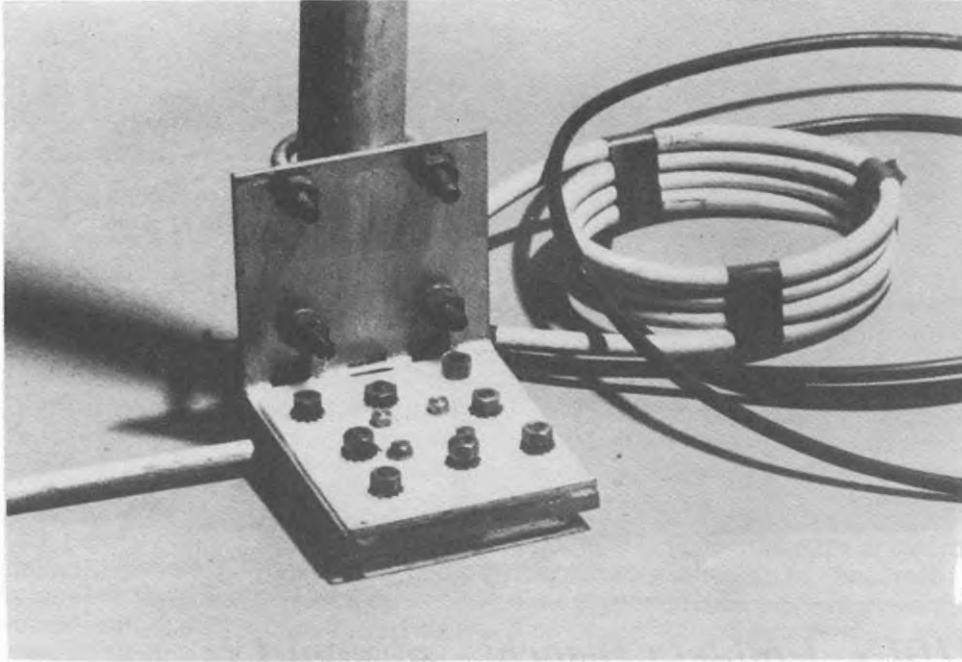


foto 4

È visibile, dal basso, la piastra isolata con gli adattatori in cavo coassiale.

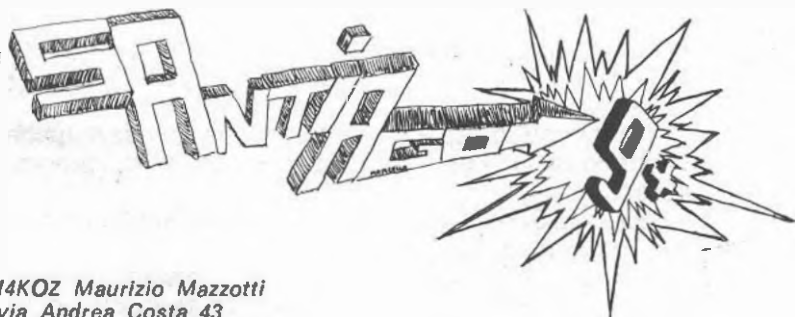
Porre attenzione ai collegamenti dei due semi-dipoli che vanno direttamente a massa; ricordarsi di saldare robuste pagliette alle estremità dei coassiali che faciliteranno il contatto della bulloneria della piastra isolante.

Personalmente l'antenna più interessante delle tre penso sia quest'ultima anche se teoricamente è quella che guadagna, in termini di dB, di meno delle altre; nel complesso è la più versatile e completa, ed è senz'altro vantaggiosa per lo sfruttamento di gran parte dell'orbita dei satelliti Oscar. È possibile migliorare e ottimizzare per le proprie esigenze il diagramma di irradiazione verticale ponendo una superficie riflettente metallica a determinate $n \lambda$ dai dipoli. Le dimensioni di questo riflettore non sono critiche; comunque, per dissipare eventuali dubbi o approfondimenti a riguardo di tutta la trattazione consiglio una attenta lettura della bibliografia citata di seguito:

The ARRL Antenna Book 1980;

VHF UHF Manual 3rd edition RSGB;

Antenna Antology ARRL 1978. ****



14KOZ Maurizio Mazzotti
via Andrea Costa 43
Santarcangelo di Romagna (FO)

☎ 0541/945840

© copyright cq elettronica 1982

89esima Santiagata

Ragazzi miei, cercate di abituarvi a quella faccia coi baffi alla sinistra della testata di questa rubrica perché ormai è deciso: il mio sadismo va oltre il testo di queste pagine e la tortura nei vostri confronti non sarebbe completa senza la componente satanica della mia effige.

Ho saputo di un papà che per zittire i suoi gringhellini li minacciava di far vedere loro la mia foto qualora fossero stati cattivi; va da sé che il papà in questione non ha più avuto problemi coi pargoletti, ma mi ha telefonato per dirmi che ora aveva un altro problema che lo tormentava: La scelta del lineare!

Già, perché non si sceglie mica un lineare come si sceglie un mazzo di cicoria dal fruttivendolo! Ci vogliono dei criteri particolari specialmente se l'apparato in questione deve servire su mezzo mobile o su stazione fissa, se deve avere parecchi watt di uscita oppure se deve avere un'uscita appena sufficiente a sfondare un tantino di QRM serale.

Orbene vi dirò come la penso, per le conclusioni vi lascio pieno e libero arbitrio. Indipendentemente dalla potenza, io sono favorevole all'amplificatore a valvole, lo ritengo più «pulito» per quanto riguarda il contenuto di armoniche (o, peggio, di spurie), con ciò non è detto che non ci siano in commercio ottimi lineari a transistori e fra l'altro non va dimenticato che per un lineare a valvole si ha bisogno di alta tensione, cosa non tanto facile da ottenere a bordo di un'autovettura per cui, potendo: lineare a valvole a casa e lineare a transistor in barra mobile. Quanto alla potenza, riterrei opportuno non eccedere in ogni caso, sia per non scaricare in un baleno la batteria dell'auto sia per non creare difficoltà di collegamento ad altri appassionati CB desiderosi di scambiare quattro chiacchiere con le misere potenze omologate.

Se non si era ancora capito il motivo di questa premessa cercherò di essere più chiaro perché ho una voglia matta di proporvi l'**autocostruzione di un linearetto facile facile** quasi «ad usum Delfini», ma non per questo privo di interesse e anche all'insegna di una certa economia, cosa che ha sempre contraddistinto la mia tendenza a ottenere molto spendendo poco e con una certa facilità anche per i meno esperti privi magari di sofisticate strumentazioni. Si tratta di fare la conoscenza di un bel valvolone, nato tempo fa come tubo per deflessione orizzontale nei primi TV color e in seguito fatto lavorare in tutte le salse da amatori di tutto il mondo come amplificatore di potenza a RF. La cosa più strana di questo lineare è che il tubo in oggetto viene fatto lavorare con tutte le griglie a massa e pilotato in catodo.

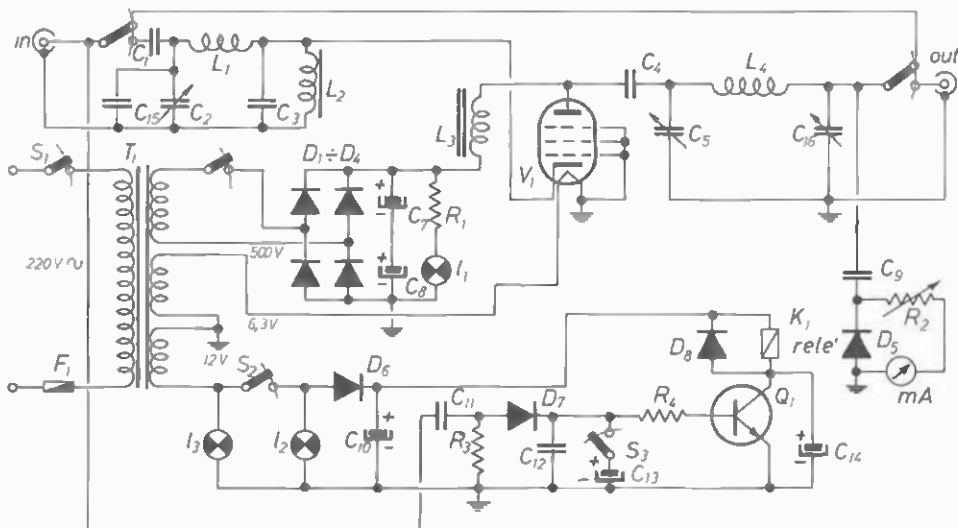
Vediamo quali sono i vantaggi e gli svantaggi di questo sistema:

- 1) la potenza di eccitazione non viene dispersa, ma viene sommata alla potenza in uscita;
- 2) non occorrono speciali circuiti di neutralizzazione per evitare che i ritorni di radiofrequenza possano innescare l'ingresso del tubo mandandolo in autooscillazione;
- 3) corrente di riposo relativamente bassa anche senza usare particolari tensioni di polarizzazione di griglia.

Fra gli svantaggi praticamente ce n'è uno solo ed è quello di disporre di una potenza di eccitazione relativamente alta. Però, c'è un però, dal momento che a noi occorrono circa 5 W per pilotare il nostro bravo tubo, praticamente siamo a cavallo visto che anche un baracchino della mutua ormai viaggia con questa misera potenza.

Il guadagno di questo amplificatore si aggira sull'ordine degli 11,46128 dB, una pignolata così esasperata al quinto decimale è data solo dal fatto che ho comprato recentemente una calcolatrice scientifica e mi diverto un mondo a macinare i logaritmi. Tradotto in parole povere, è come dire di guadagnare un paio di punti S' sullo S'meter di chi ci riceve. Un paio di punti S' equivalgono a una intensità di campo quattro volte maggiore, questo non dice nulla se si ha la fortuna di arrivare con segnali di almeno S'6, ma quando il QRM e il QSB picchiano sodo, credetemi, due punti dicono tanto!

Date una bella occhiata allo schema.



per OM e CB

Ora si dà il caso che ad ogni schema segua pure un elenco dei componenti, altrimenti come si fa a costruirlo?

ELENCO COMPONENTI

C₁ C₁₂ 10 nF, 600 V_L
 C₂ 60 pF, compensatore
 C₃ 220 pF, NP0
 C₄ 33 nF, 1500 V_L
 C₅, C₆ 500 pF, condensatore variabile, isolato in aria
 C₇, C₈ 100 µF, 500 V_L, elettrolitici
 C₉, C₁₁ 10 pF
 C₁₀ 470 µF, 35 V_L, elettrolitico
 C₁₃ 220 µF, 25 V_L, elettrolitico
 C₁₄ 10 µF, 35 V_L, elettrolitico
 C₁₅ 100 pF, NP0
 R₁ 220 kΩ
 R₂ 10 kΩ, trimmer semifisso
 R₃ 3,3 kΩ
 R₄ 1,5 kΩ
 V₁ valvola tipo 6KD6
 Q₁ 2N1711
 D₁ - D₄ BY127 o simili
 D₅, D₇ 0A91 o simili
 D₆, D₈ 1N4003 o simili

NOTA: il collegamento fra C₁₁ e l'ingresso deve essere il più corto possibile, 1 cm circa.

Per il resto delle cianfrusaglie, vedi articolo!

Oh, il trasformatore di alimentazione può essere costituito da un rudere di recupero da vecchia radio a valvole in ogni caso è molto più facile trovare in commercio un trasformatore in grado di dare 250 + 250 V sul secondario ad alta tensione piuttosto che trasfo da 500, voi fate finta che non esista la presa centrale e siamo a posto. Per il secondario a bassa tensione sicuramente non ci saranno problemi per quanto riguarda il 6,3 V di filamenti, i problemi potrebbero esserci per i 12 V, non vi spaventate, invece di un trasformatore unico se ne possono usare due, uno da 250 W per l'anodica e uno da qualche watt per l'alimentazione del transistor, con i primari, naturalmente, collegati in parallelo fra loro. Per le lampadine vediamo un po', I₁ deve essere al neon mentre I₂ e I₃ sono volgarissime lampadine a pisello da 12 V tipo lucciole di Natale (ad ogni modo, se si accendono fanno lume anche a Pasqua!). Oh, vediamo ancora, ah sì, lo strumentino, facciamo uno 0,5 mA o magari anche un tantino più sensibile. F₁ è un fusibile, optional, da 2 A, quei così vicino all'«in», all'«out» e sul secondario ad alta tensione sono gli scambi del relè (K₁), tale relè è un 12 V, 30 mA con tre scambi a deviatore di cui uno, quello sul secondario del trasformatore, usato solo come semplice interruttore. La funzione di questo relè è quella di collegare l'antenna o all'uscita del lineare durante la trasmissione o all'ingresso del ricevitore durante la ricezione, in più a dare o togliere l'anodica con funzioni di stand-by.

Per le varie bobine non ci dovrebbero essere grossi problemi, L₂ è una VK200, chi non riuscisse a trovarla la può sostituire con altra avente una induttanza di circa 30 µH.

L₃ è una brutta bestia e va eseguita con cura: si prende una resistenza a filo da 15 W in ceramica, non importa di che valore e può essere anche a sezione quadrata, in qualche modo adesso bisognerebbe bruciarla così da interromperla in

quanto le uniche cose che servono sono: il supporto in ceramica e i due terminali (ai quali andranno poi saldati i capi di L_3). Beh, insomma, rimediate un supporto in ceramica di diametro o di lato compreso attorno a un centimetro circa, la cosa non è critica affatto, avvolgete in seguito 40 spire di filo di rame smaltato di diametro compreso fra 0,4 e 0,8 mm; tali spire dovrebbero essere non proprio adiacenti l'una all'altra, meglio sarebbe poterle distanziare di almeno un diametro fra spira e spira (per diametro si intende un valore pari al diametro del filo usato). Se siete pasticcioni fate come vi pare, se siete ordinati vi insegno come fare: appaiate due fili di rame smaltato, avvolgete la bobina in bifilare contando sempre 40 giri, (80 spire!), coprite di cera fusa l'intero avvolgimento, lasciate raffreddare quindi togliete con delicatezza uno dei due fili costituenti l'avvolgimento bifilare, vedrete che a risultato finale vi troverete a che fare con una bellissima impedenza RF a spire spaziate.

Voi credete che io scherzi a insegnarvi queste cose elementari, eppure scommetto che molti non conoscono il trucchetto delle spire spaziate.

Mancano ancora altre due induttanze, L_1 e L_4 , entrambe vanno avvolte in aria, L_1 è costituita da 7 spire di filo di rame smaltato avvolte su un supporto da 8 mm di diametro, che ovviamente a lavoro finito andrà tolto, il filo può avere un diametro da 1 o da 1,2 mm, la spaziatura fra spira e spira bazzica attorno al millimetro e con questo mi pare di essere arrivato a L_4 , la bobina dello stadio finale, la cosiddetta bobina del p-greco ('sta storia del p-greco ve la racconto un'altra volta se fate i bravi), essa va avvolta su supporto da 22 mm di diametro (anche questo supporto va poi sfilato dalla bobina) con filo di rame smaltato, nudo, o meglio ancora argentato da 1,5 mm di diametro; la spaziatura fra spira e spira deve essere di 3 mm circa e il numero delle spire è 9.

Immaginiamo ora che abbiate preso in considerazione questo montaggio e che siate impazienti di masticare qualche ghiotto DX, cosa si deve fare a questo punto? Si collega l'antenna all'out e l'uscita del baracchino all'in del lineare. Si accende il tutto tramite S_1 (S_2 deve rimanere aperto!), in tal modo il lineare è acceso e si trova nella posizione di riposo e dopo 60 secondi, circa, la valvola dovrebbe essere pronta per funzionare; si ruota a metà corsa il potenziometro R_2 , si osservi I_3 che deve essere l'unica lampadina accesa, ora si agisca su S_2 , a questo punto si dovrebbe accendere I_2 che indica la posizione di stand-by (stand-by = attesa).

Ora si mandi in trasmissione il baracchino su un canale non occupato osservando lo strumentino «mA», velocemente e alternativamente agire su C_5 e C_6 fino a leggere su «mA» la massima deviazione dell'indice, tale lettura è relativa e non assoluta, per cui ritoccando R_2 si potrà avere una deviazione dello strumento più o meno accentuata, ciò non comporta una maggior uscita, ma solo una maggior comodità di lettura!). Se durante questa fase di accordo la placca della valvola dovesse arroventarsi col caratteristico color rosso ciliegia (tanto noto ai valvolari dei vecchi tempi), meglio spegnere tutto e lasciar raffreddare; nel frattempo verificare che l'antenna non presenti difetti (interrotta o magari in cortocircuito). In caso positivo si agirà in seguito su C_2 sempre per la massima deviazione di «mA».

La commutazione da ricezione a trasmissione è elettronica ed è affidata al circuito che fa capo al transistor 2N1711 il quale commuta se eccitato da radiofrequenza per cui per non avere brusche interruzioni nel funzionamento del lineare con emissione in SSB è giuocoforza chiudere S_3 che normalmente in AM deve rimanere aperto.

Un individuo razionale vi avrebbe informato subito circa le caratteristiche di questo amplificatore; non appartenendo io a questa categoria di persone, trovo del tutto normale il fatto di spianarvi i dati tecnici alla fine del discorso; ordunque: gamma di frequenza compresa fra 26 e 30 MHz, amplificazione in AM, FM,

SSB, impedenza di ingresso e di uscita pari a 52Ω , potenza assorbita circa 150 W, potenza in uscita 70 W per AM e FM, 140 W di picco per SSB, minima potenza richiesta per il pilotaggio AM e FM 2 W, per il pilotaggio SSB 5 W, pilotaggio massimo non oltre i 6 W per AM e FM e non oltre i 15 W per la SSB.



Chiuso il discorso, apro una lattina di birra e proseguo fino alla fine di questa Santiagata con una letterina di un carissimo giovanotto di ROCCALUMERA targato Merano:

Carissimo Maurizio,

sono un giovane diplomato geometra rimasto seriamente «contaminato» dalla passione per la CB. Seguo da tempo cq elettronica e con molta attenzione i tuoi articoli e animato dallo spirito di collaborazione e amicizia che esiste alla base della CB ho deciso di scriverti affinché la tua lunga esperienza radiantistica mi aiuti a orientarmi con le regole della saggezza nell'argomento che vado ad esporre.

Dopo innumerevoli tentennamenti sono arrivato all'acquisto del mio primo apparato: MIDLAND ALAN 68, per il quale ho in stato avanzato regolare concessione per l'uso.

Superato questo primo scoglio con una certa soddisfazione mi si è parato innanzi un secondo scoglio ben più assillante: l'ANTENNA!

Poiché possiedo una 127, sono orientato a utilizzare l'apparato già citato, oltre che da stazione fissa, anche da mobile.

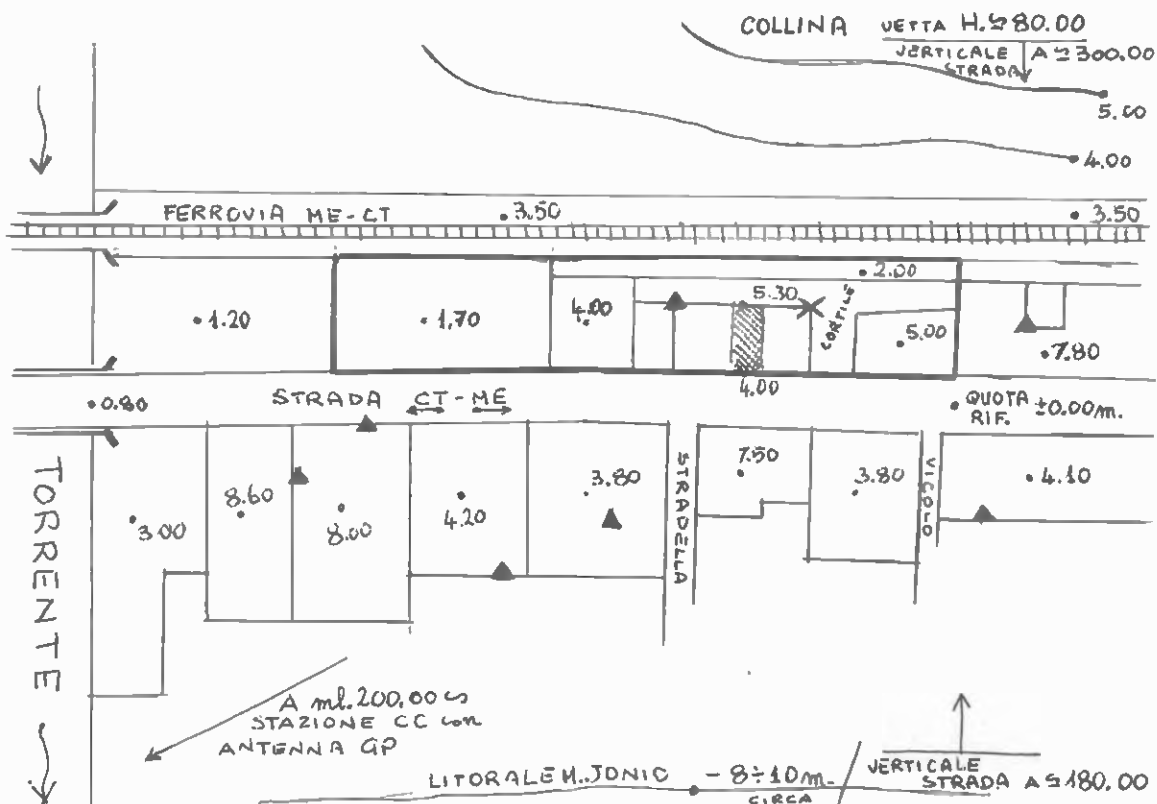
Per quanto riguarda la stazione mobile, possiedo grosso modo una certa mia idea per l'antenna: tipo COLUMBIA (5/8 d'onda) della BRIGHTONE, da fissare sul lato posteriore sinistro (avendo la 127 motore anteriore), sulla quale chiedo una tua prima considerazione.

Riguardo alla stazione fissa, il problema mi si presenta a dir poco «arduo», non solo per le conoscenze relative al mio noviziato, ma perché topologicamente la situazione di zona non si presenta fra le più felici: la mia abitazione a una sola elevazione è in generale più bassa delle circostanti, oltre ad essere parallela alla linea ferroviaria (noterai meglio il tutto dalla mappa riportata nella pagina seguente).

Ciò che effettivamente ti chiedo, nella convinzione che non esistono antenne «miracolo», ma solo antenne che hanno precise caratteristiche dipendenti dai criteri di progettazione specifici, è quello di indirizzarmi su qualche tipo di antenna (5/8 o GP 1/4 d'onda?) che mi permetta, nei limiti imposti dalla topologia di zona e dalla legislazione in vigore per le norme CB, di effettuare apprezzabili DX, e di aiutarmi a posizionare l'antenna fissa per ottenere una migliore irradiazione (va bene il punto da me prescelto o conviene spostarlo?). Con la speranza di non essere stato eccessivamente prolisso nelle richieste o arrecare quantomeno sgradevole disturbo, passo con 73 e resto all'ascolto.

Arrigo Santino

CB = **HAM RADIO**
OM
 v. Parenzo, 26 ROMA - 06/8310331



LEGENDA:

• QUOTE IN METRI TERRAZZI/TETTI

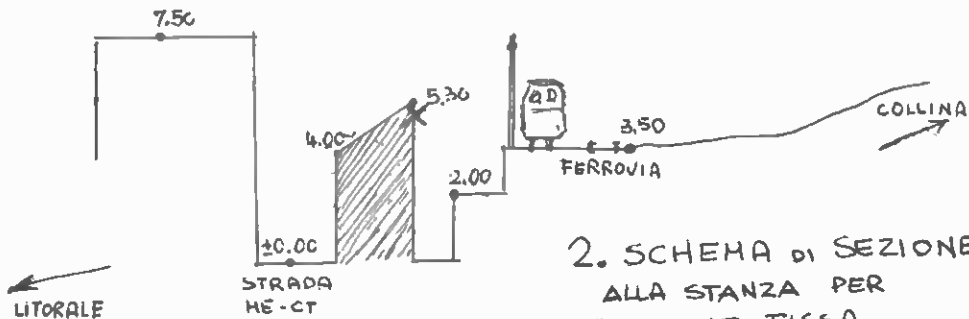
▲ ANTENNE TV 1,2, LIBERE

■ STANZA PER STAZIONE FISSA

N.B. - RIMARCATA L'AREA DI PROPRIETA'

X PUNTO FISSAGGIO ANTENNA C.B.

1. SCHEMA PLANIMETRICO DI ZONA



2. SCHEMA di SEZIONE ALLA STANZA PER STAZIONE FISSA

Mapa del QTH di Santino (vedi lettera a pagina precedente).

Mio caro e buon Arrigo, spero che tu non ti sia perso la puntata di «Santiago 9+» precedente a questa dove ho cercato di esprimere la mia opinione in proposito alle antenne a 5/8 d'onda e per le quali nutro una spiccata simpatia. Ora il problema si sposta sulle dimensioni di questa Columbia della BRIGHTONE, non vorrei che il discorso 5/8 fosse riferito solo alle dimensioni elettriche perchè in questo caso **il rendimento di qualsiasi antenna è rigorosamente e sempre legato alle dimensioni fisiche!!!**

Se la polizia stradale ritiene che l'ingombro dell'antenna sia tale da causare pericolo ad altri veicoli non c'è consiglio che possa darti se non quello di cercare un'antenna/compromesso fra dimensioni e rendimento. Ritengo molto saggio portare l'automobile munita di antenna al primo posto di polizia stradale e farsi rilasciare dal comando una dichiarazione di «NON PERICOLOSITÀ D'INGOMBRO» firmata e timbrata dal Comandante in modo da poterla mostrare a qualsiasi vigile stradale in caso di contestazione. OK per quanto riguarda invece la sistemazione dell'antenna sempre dalla parte opposta al motore (a meno che non si tratti di vettura Diesel), non tanto per un privilegio di efficienza, ma per tenerla il più lontano possibile dallo spinterogeno e dalle candele che col loro scintillio, anche se convenientemente schermate, possono sempre arrecare qualche disturbo alla ricezione. La differenza fra un'antenna a 5/8 e una Ground-Plane a 1/4 d'onda indipendentemente dal guadagno che, come ripeto, è legato alle dimensioni fisiche, sta nel diverso angolo di radiazione, una GP ha un angolo che va dal piano terra fino alla verticale, circa 90 gradi, si presta molto bene a collegamenti a breve distanza (QSO locali), in questo è superiore alla 5/8 che ha un angolo più stretto, circa sui 70 gradi giacenti a + e - 10 gradi dal piano terra e dalla verticale, ora però se l'energia irradiata dall'antenna copre un angolo inferiore ciò significa maggior intensità di campo entro questo angolo con maggiori probabilità di collegamenti lunghi (DX in particolare) e come vedi anche in questo caso va fatta una scelta di compromesso.

Ho dato un'occhiata alla tua mappa e ritengo valida la soluzione che proponi per il posizionamento dell'antenna tenuto conto di questi fattori: il punto da te indicato è situato nella parte più elevata del fabbricato, regola di priorità, si trova al lato opposto alla strada, rammento che la strada presume un traffico automobilistico causa di QRM, sfortunatamente ti trovi nelle vicinanze di una ferrovia, altra causa di disturbi radioelettrici solo però durante il passaggio dei locomotori e in ogni caso questi disturbi non sono mai pronunciati in modo determinante.

Ti trovi in una posizione davvero infelice specialmente per quanto riguarda il fabbricato al lato opposto alla strada e all'altezza della ferrovia, ti trovi in un infernale imbuto dantesco. Se riesci a racimolare almeno tre punti d'appoggio a 120 gradi fra loro puoi considerarti fortunato perché almeno puoi erigere un tralicetto controventato e guadagnare così qualche metro in altezza. Se posso darti un consiglio sulla scelta dell'antenna penso che una SKY-LAB potrebbe fare al caso tuo, presenta un angolo di radiazione molto ampio, ma ha un ottimo guadagno e una certa reiezione per i disturbi provenienti dal basso, inoltre considerando anche la collina molto vicina devi per forza cercare un «passaggio» con un angolo di radiazione più pronunciato sulla verticale e la bisettrice del lobo isotropico di radiazione non ha un'elevazione così esagerata da farti perdere molta energia verso il cielo. Io la penso così, fammi sapere gli sviluppi della faccenda e magari mandami le fotocopie di qualche bella cartolina QSL DX! Salutissimi a te e a tutti i lettori, telefonatemi o scrivetemi, il SANTIAGARO FOLLE HA COLPITO ANCORA. *****

Oscilloscopi a campionamento

(ovvero come aumentare i limiti di frequenza
di un normale tubo a raggi catodici)

Massimo Vogesi

Osservazioni liberamente tratte dagli appunti di «Misure elettriche» della facoltà di Ingegneria di Bologna.

Nessuno si spaventi leggendo le righine che precedono, infatti queste non vogliono essere un modo per dissuadere chi nell'elettronica è alle prime armi dal proseguire la lettura, ma solo un doveroso atto di riconoscimento per il materiale al quale mi sono ispirato per l'articolo.

Lo scopo di quanto segue, del resto, è proprio di fornire delle informazioni comprensibili a tutti, e lo spunto per approfondire l'argomento con maggiore dettaglio di quanto consentono queste poche pagine.

Diciamo subito che nella maggior parte degli oscilloscopi in commercio il limite di frequenza viene fissato dagli amplificatori e non dal tubo, ma negli oscilloscopi per altissima frequenza (dove cioè si ponga particolare attenzione alla realizzazione di amplificatori con frequenze massime molto elevate) il tubo gioca un ruolo dominante.

Tutti più o meno sanno come un tubo a raggi catodici sia costituito da due parti: una parte generatrice collimatrice del fascio elettronico e una parte di deflessione (figura 1):



figura 1

Ma il parametro fondamentale per caratterizzare un tubo è la sensibilità, definita come rapporto tra lo spostamento infinitesimo del pennello sullo schermo e la variazione infinitesima della tensione di deflessione.

A causa dell'effetto reattivo della placche e dei reofori, la sensibilità decresce con la frequenza secondo una funzione del tipo:

$$S = S_c \frac{\text{sen } \frac{2\pi f \tau}{2}}{\frac{2\pi f \tau}{2}}$$

dove S_c è la sensibilità in continua e τ è il tempo di transito degli elettroni sotto le placche, definito come:

$$\tau = l/v_e$$

con v_e velocità impressa agli elettroni dal potenziale acceleratore. Appare chiaro come τ sia una grandezza definibile in sede di progettazione del tubo ed è quindi conveniente tenerlo il più basso possibile per compensare la diminuzione di sensibilità all'aumentare della frequenza.

Purtroppo, però, anche con particolari cure, non si riesce ad andare oltre frequenze di alcune centinaia di megahertz senza provocare inaccettabili diminuzioni di sensibilità.

Per osservare quindi un segnale ripetitivo, di frequenza superiore alla massima del tubo, non resta che convertirlo in un altro a frequenza inferiore, ma che conservi la forma di quello originario.

Questa operazione è possibile campionando il segnale originario ogni 10, 100 o 1000 periodi, a un istante progressivamente spostato in avanti rispetto a quello iniziale, fino a esplorare l'intero periodo.

Inviando tali valori all'asse y del tubo e una rampa a gradini all'asse x si ha una ricostruzione discreta del segnale sullo schermo (figura 2):

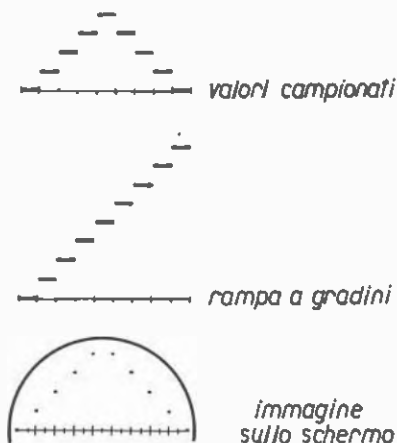


figura 2

Su questo principio di funzionamento si basa lo schema a blocchi di figura 3, cui sono riferite la forme d'onda nei vari punti (figura 4).

L'arrivo del segnale fa scattare il trigger che invia un impulso di avviamento alla rampa veloce; non appena l'uscita della rampa eguaglia l'uscita del generatore di tensione a gradino (che all'inizio è nulla) il comparatore comanda un incremento della rampa, la formazione di un impulso ritardato, e quindi il campiona-

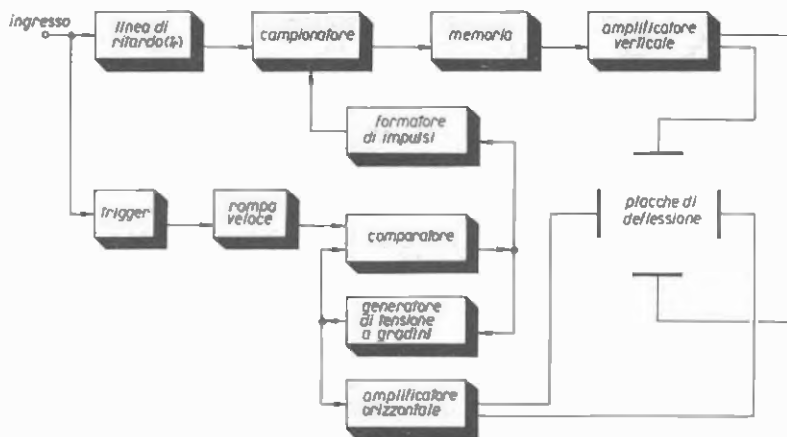


figura 3

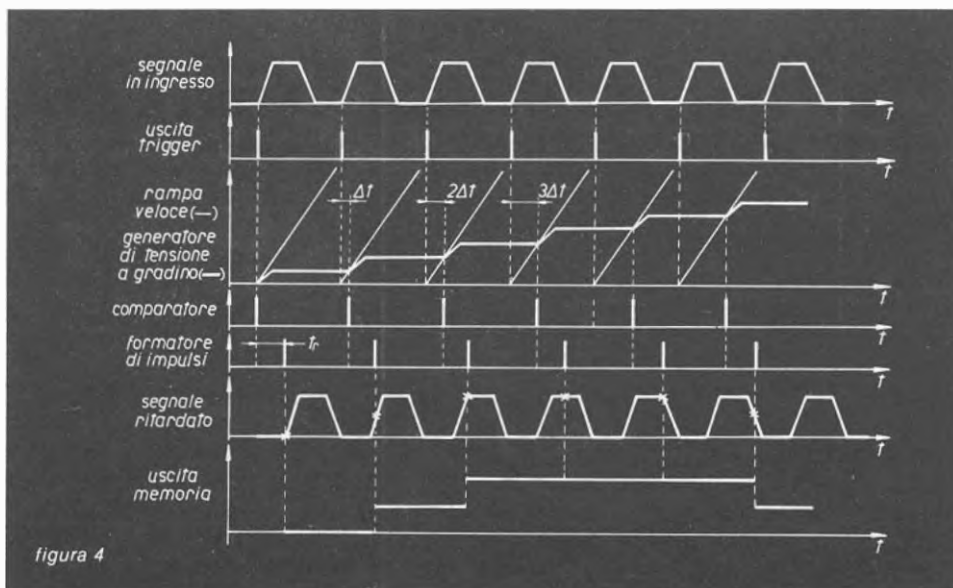


figura 4

mento dell'ingresso opportunamente ritardato di t_r , per consentire all'insieme: trigger, rampa veloce, ecc. di compiere tutte le loro operazioni, quindi il valore campionato, assieme al corrispondente valore di tensione a gradino, vengono inviati rispettivamente all'amplificatore verticale e orizzontale, dando luogo al primo punto sullo schermo.

Verrà quindi azzerata la rampa veloce e al periodo seguente (nel nostro esempio; in pratica dopo 10, 100, 1000) il trigger scatterà nuovamente avviando la rampa, la quale ora deve uguagliare il nuovo valore della tensione a gradino; con incrementi uguali di tale tensione a ogni campionamento otterremo impulsi progressivamente spostati in avanti di un intervallo di tempo Δt fino a costruire l'intero periodo sullo schermo.

Con un artificio di questo genere, si è riusciti ad aumentare di un ordine di grandezza il limite di frequenza di un segnale osservabile, che ora si aggira attorno al gigahertz.

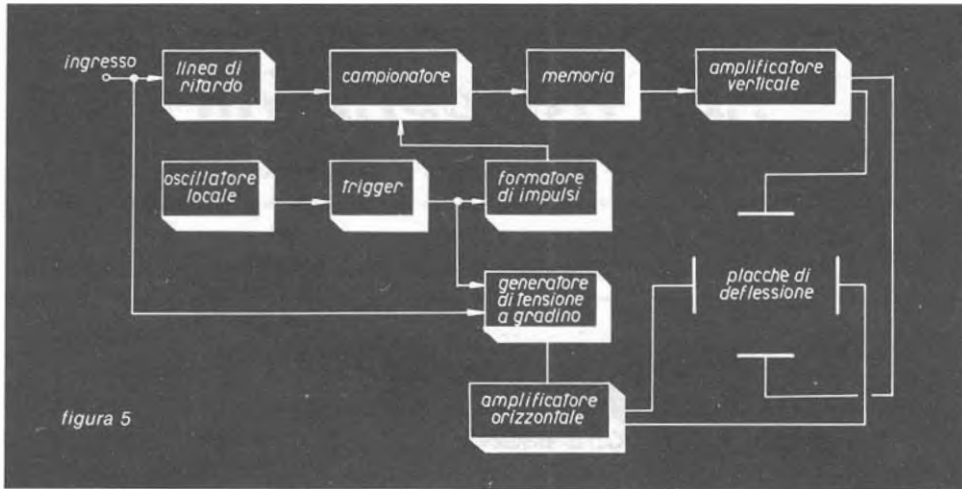


figura 5

Un circuito di questo tipo, però, non consente l'osservazione di segnali a bassa frequenza, infatti non riuscirebbe a mantenere un'immagine permanente sullo schermo.

Per consentire il funzionamento dell'oscilloscopio anche in queste condizioni, basterà modificare lo schema come in figura 5, di cui sono riferite le forme d'onda in figura 6:

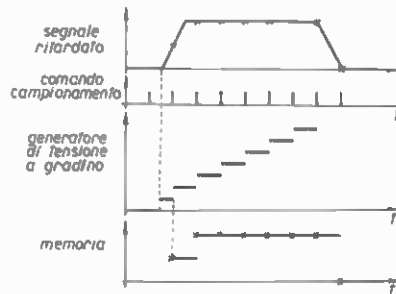


figura 6

In questo caso, il comando di inizio viene dato dal segnale al generatore di tensione a gradino, mentre il trigger viene comandato da un oscillatore locale con frequenza opportunamente maggiore del segnale, in questo modo il periodo viene campionato un numero di volte sufficiente a restituire una immagine fedele.

Dalla figura 6 risulta evidente come, tanto più è alta la frequenza di campionamento, tanto migliore è la resa dell'immagine (vedi teorema di Shannon).

Con questi due schemi di principio spero di avere dato a tutti e in particolar modo a chi si interessa di alta frequenza, una visione generale di uno strumento che, se ora è riservato a pochi «Sceicchi arabi» chissà, in un prossimo futuro, sarà anche sul banco di un povero hobbista...

*Per eventuali chiarimenti, delucidazioni e curiosità mi ritengo comunque a disposizione di chi voglia interpellarmi. ******

TEMPORIZZATORE

per usi generali

Filippo Baragona e Dario Simonetti

Lo NE555 ha colpito ancora: temporizzatore per usi generali. Presentiamo una dettagliata applicazione del 555 come temporizzatore regolabile che potrà essere utilizzato in camera oscura, in automatismi vari, in giocattoli elettronici e in qualsiasi applicazione dove serva un impulso con ritardo regolabile.

Il 555 è stato trattato e servito in un sacco di salse e svariati e originali modi, ma forse mai dettagliatamente per lo scopo che era stato originariamente progettato, e cioè un temporizzatore per usi generali.

Caratteristiche del 555

- alimentazione unica da +5 a +18 V
- potenza di dissipazione: 600 mW;
- tempi: dal microsecondo alle ore;
- funzionamento: astabile o monostabile;
- corrente di uscita: fino a 200 mA;
- compatibile con logica TTL;
- stabilità in temperatura migliore di 0,005% per °C;

Spiegazione dei blocchi componenti l'integrato

Dalla figura 1 vediamo che l'integrato è composto dai seguenti blocchi:

- comparatore superiore;
- comparatore inferiore;
- flip-flop;
- stadio d'uscita;
- stadio scarica condensatore;
- circuito di reset.

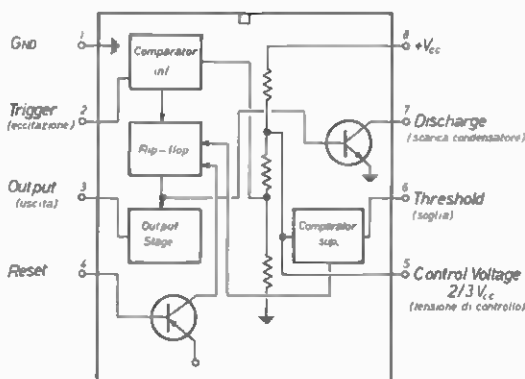


figura 1

COMPARATORE: circuito che dà un impulso in uscita quando i due segnali o le due tensioni applicate ai suoi ingressi sono uguali.

FLIP - FLOP: è un circuito che assume uno dei due stati: interdetto-saturo, oppure 0 o 1, tramite un impulso di comando esterno e mantiene tale stato (alto o basso) fino all'arrivo di un altro impulso (multivibratore bistabile).

STADIO D'USCITA: circuito che fornisce una V_u prossima a V_{cc} con alta corrente (200 mA) durante l'intervallo della temporizzazione.

STADIO SCARICA CONDENSATORE: circuito che determina in ogni ciclo di temporizzazione la scarica del condensatore di temporizzazione per poter iniziare un nuovo ciclo.

CIRCUITO DI RESET: se applichiamo un livello basso a questo circuito durante il ciclo di temporizzazione si interrompe la temporizzazione. In sostanza si può fermare il ciclo in qualsiasi momento.

Dettagli del circuito

Nella figura 2 vediamo lo schema del temporizzatore, sempre dalla figura 2 si può dedurre il funzionamento.

figura 2

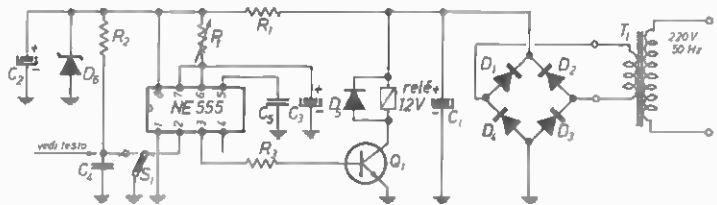
- C_1 500 μ F, 15 V_L
- C_2 50 μ F, 15 V_L
- C_3 vedi testo
- C_4 0,1 μ F
- C_5 0,1 μ F
- D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 1N4001
- D_6 12 V, 400 mW, zener
- Q_1 2N1711

relè 12 V_{cc} , 1 scambio

T_1 trasformatore 220V/12V, 5 VA

Per calcolare il tempo t di temporizzazione:

$$t = 1,1 \cdot C \cdot R \quad C = C_3 \text{ in } \mu\text{F} \quad R = P_1 \text{ in } \text{M}\Omega$$



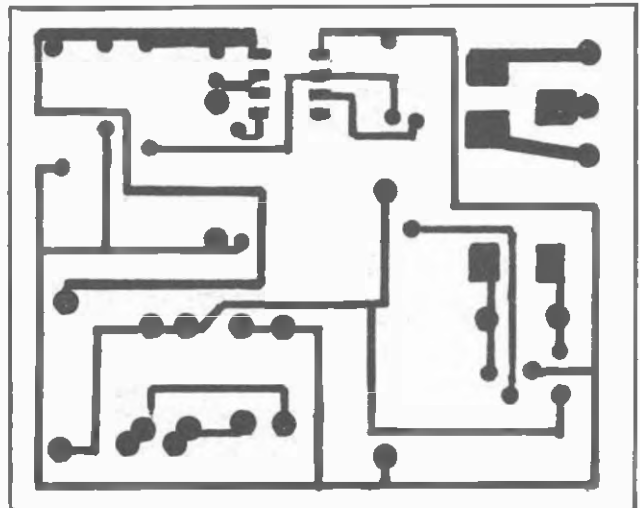
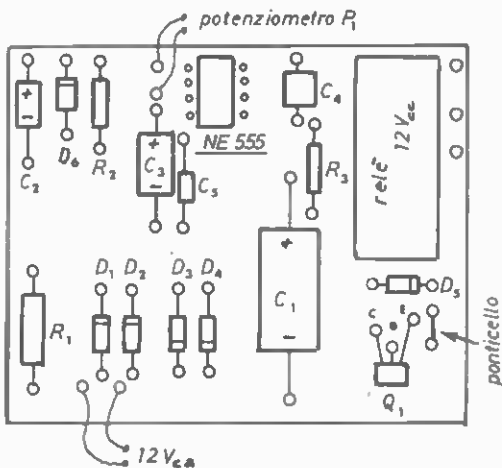
R_1 560 Ω 1 W

R_2 100 $k\Omega$ 1/8 W

R_3 12 $k\Omega$ 1/8 W

P_1 potenziometro lineare (vedi testo)

S_1 pulsante normalmente aperto.

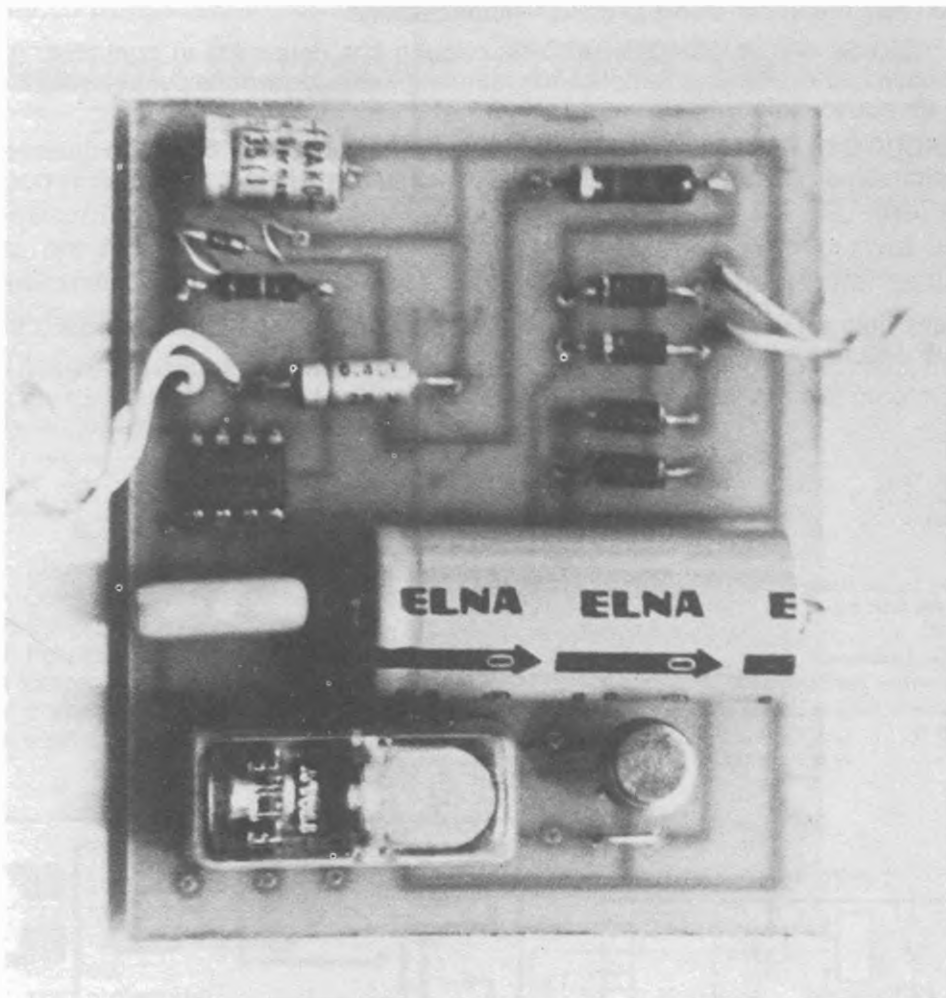


Il pin 3 comanda tramite un resistore R_3 la base del transistor Q_1 , che a sua volta comanda il relè.

Il condensatore di temporizzazione C_3 è collegato fra la massa e il pin 7.

I pin 6 e 7 sono collegati assieme e tramite il potenziometro P_1 , sono collegati alla tensione di alimentazione V_{cc} .

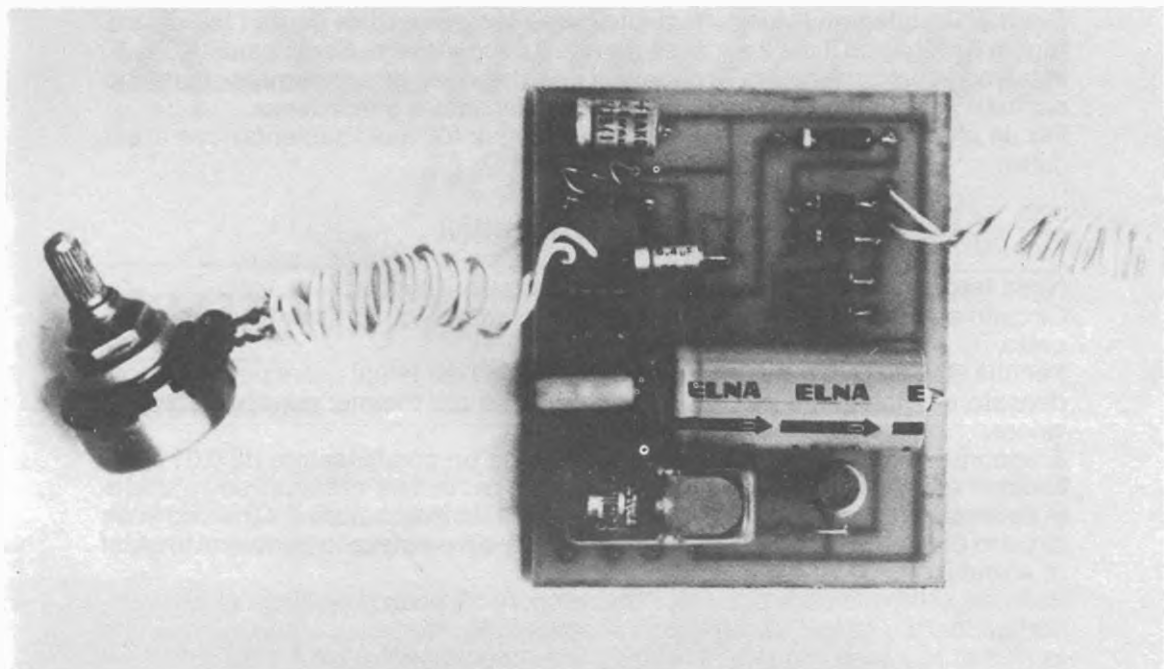
Il resistore R_2 collega il pin 2 alla V_{cc} .



Diamo tensione al circuito e analizziamo le tensioni presenti nei vari punti. L'ingresso negativo del comparatore superiore è mantenuto dal partitore interno a $2/3$ della V_{cc} , come l'ingresso positivo del comparatore inferiore è mantenuto a $1/3$ della V_{cc} .

L'ingresso negativo del comparatore inferiore tramite il pin 2 è collegato attraverso R_2 alla tensione di alimentazione V_{cc} .

Il comparatore inferiore ha entrambi gli ingressi a tensione positiva e agisce sul flip-flop in modo da fargli assumere l'uscita alta determinando la conduzione del transistor del circuito di scarica del condensatore.



Di conseguenza i pin 6 e 7 e il terminale positivo del comparatore superiore sono collegati a massa tramite il transistor del circuito di scarica.

La tensione di uscita V_u è zero. $V_u = 0$, relè diseccitato; $V_u = V_{cc}$, relè eccitato. Colleghiamo ora il pin 2 tramite il pulsante S_1 al polo negativo di alimentazione, in tal modo il comparatore inferiore ha un ingresso a $1/3$ della V_{cc} di alimentazione e l'altro collegato a massa tramite S_1 , per cui fa commutare il flip-flop, la V_u ora ha un valore alto prossimo a V_{cc} e lo stadio di scarica del condensatore viene interdetto.

Ora il C_3 di temporizzazione può caricarsi tramite P_1 cercando di raggiungere il valore di V_{cc} .

Quando dopo il tempo t ($t = 1,1 \times C \times R$ dove R in $M\Omega$ e C in μF) ha raggiunto i $2/3$ della V_{cc} , il comparatore fa scattare nuovamente il flip-flop il quale riporta la tensione d'uscita a zero e scarica il condensatore.

In questo modo abbiamo ottenuto un impulso in uscita la cui durata è legata al valore $P_1 \times C_3$ e che non dipende dalla durata dell'impulso di eccitazione.

In figura 3 i grafici evidenziano il funzionamento.

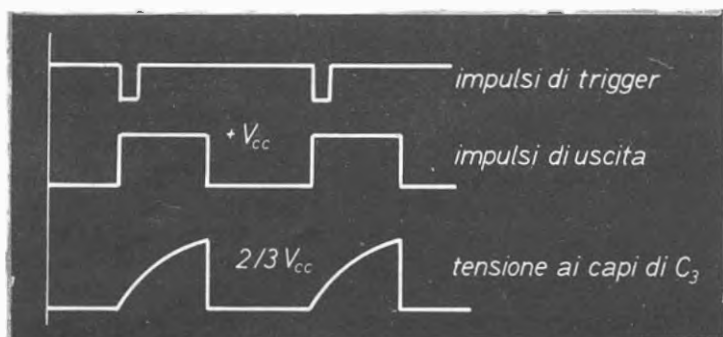


figura 3

È possibile ottenere il funzionamento come temporizzatore senza l'impulso di trigger collegando il pin 2 a massa tramite il condensatore C_4 di capacità $0,1 \mu\text{F}$. In tal modo dando tensione al circuito il relè si eccita immediatamente restando eccitato per il tempo t determinato dal condensatore e resistenza. Per un ulteriore ciclo di temporizzazione bisogna togliere l'alimentazione al circuito.

Elementi costruttivi

Nelle foto abbiamo visto come è stato realizzato il circuito. Circuito stampato in fibra di vetro, zoccolo di ottima qualità per il circuito integrato.

Per una elevata precisione e un'ottima ripetibilità dei tempi usare per C_3 un condensatore al tantalio e per P_1 un resistore fisso più trimmer per aggiustarne il valore.

È opportuno collegare a massa il pin 5 tramite un condensatore da $0,01 \mu\text{F}$. L'alimentazione è stabilizzata tramite R_1 - D_6 - C_2 per evitare eventuali sovratensioni dannose al circuito poichè nel nostro caso il temporizzatore era inserito in un circuito di telecomando di un motore elettrico dove potevano generarsi impulsi di sovratensione.

Volendo semplificare il circuito, i tre componenti possono essere eliminati ricordandosi di mettere un ponticello al posto di R_1 . Non è superfluo ripetere che le saldature vanno eseguite a regola d'arte con stagno di ottima qualità. Data la semplicità del circuito, il funzionamento deve essere immediato.

è in edicola

X ELECTRON

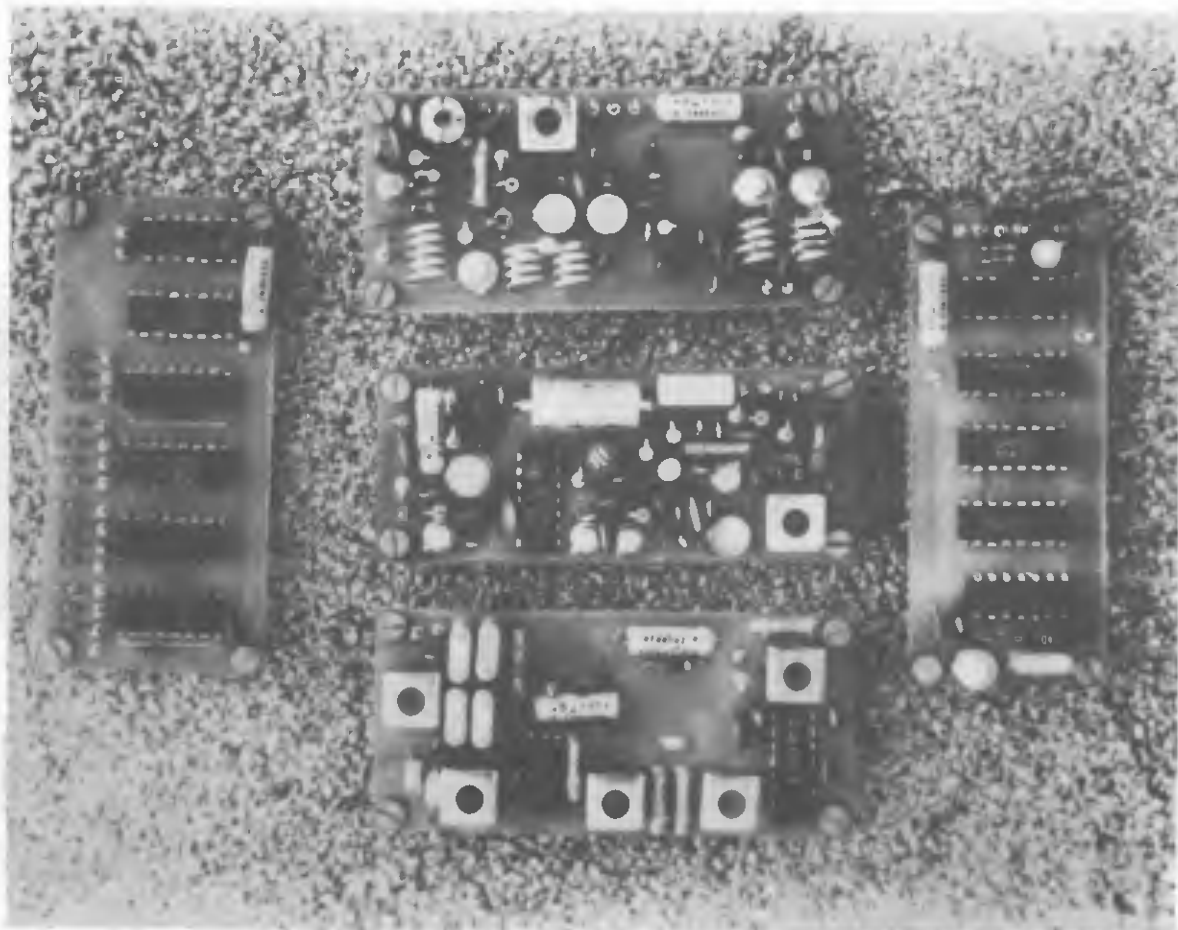
Scheda video per il vostro up (Vidmar)
Bozza di progetto per un VFO computerizzato (Becattini)
Un byte da una tastiera esadecimale (Prizzi)
«La prova del nove» (Crispa)
Grafica vettoriale direttamente dal Data Bus (Casaroli)
Acquisizione dati da otto canali analogici (Anselmi)
Tutto quello che avreste voluto sapere sulle EPROM
... e non avete mai osato chiedere (Sinigaglia)
Interfacciamo la TI-57 (Ibridi)
GP User's Group

RX sintetizzato per i 2 m

YU3UMV, ing. Matjaž Vidmar

Introduzione

In questo articolo ho intenzione di descrivere la progettazione di un sintetizzatore a PLL e come sua applicazione un ricevitore VHF a singola conversione per la FM a banda stretta.



Le cinque piastre che costituiscono il mio RX.

Il costo dei quarzi tagliati «su misura» è molto elevato e per ottenerli bisogna aspettare qualche mese; facendo i conti, ho constatato che per il prezzo di soli due o tre quarzi «su misura» si poteva costruire un moderno PLL. Impiegando integrati CMOS nella parte digitale si supera anche l'unico svantaggio dei sintetizzatori a PLL: l'elevato consumo di corrente.

Il cuore di un PLL è il comparatore di fase con la relativa rete passa-basso alla sua uscita. Da esso dipende la sicurezza dell'aggancio e la purezza del segnale generato. Per rendere più sicuro l'aggancio si può aumentare la frequenza di taglio della rete passa-basso. Così facendo, però, aumenta anche la quantità dei disturbi che vanno a modulare in frequenza il VCO. Progettando un PLL è perciò necessario scegliere il comparatore di fase più adatto per la singola applicazione e ottimizzare i valori della rete passa-basso. Per esempio, un demodulatore FM a PLL impiegherà un comparatore di fase ben diverso da quello impiegato in un sintetizzatore a PLL. Gli integrati comparatori di fase, esempi tipici sono lo MC4044 (TTL) e il CD4046 (CMOS), racchiudono nello stesso «case» due comparatori differenti proprio per soddisfare le differenti esigenze delle varie applicazioni.

Nei sintetizzatori di frequenza si impiega generalmente il comparatore di fase «charge pump» (vedi figura 1) nelle sue varie versioni più o meno raffinate. Oltre che nei due integrati menzionati questo tipo di comparatore viene impiegato nei circuiti MOS complessi che contengono dei sintetizzatori a PLL quasi completi, un esempio tipico è l'integrato S187 della Siemens.

La figura 2 spiega il funzionamento di questo tipo di comparatori di fase.

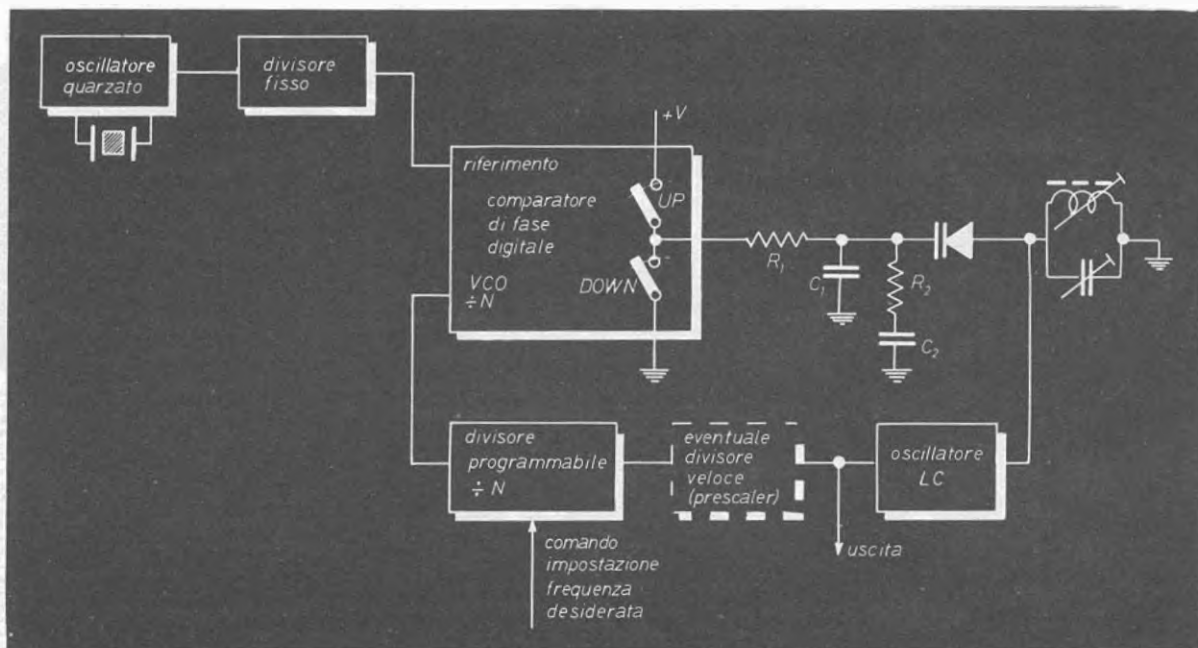


figura 1

Schema a blocchi di un PLL con un comparatore di fase «charge-pump».

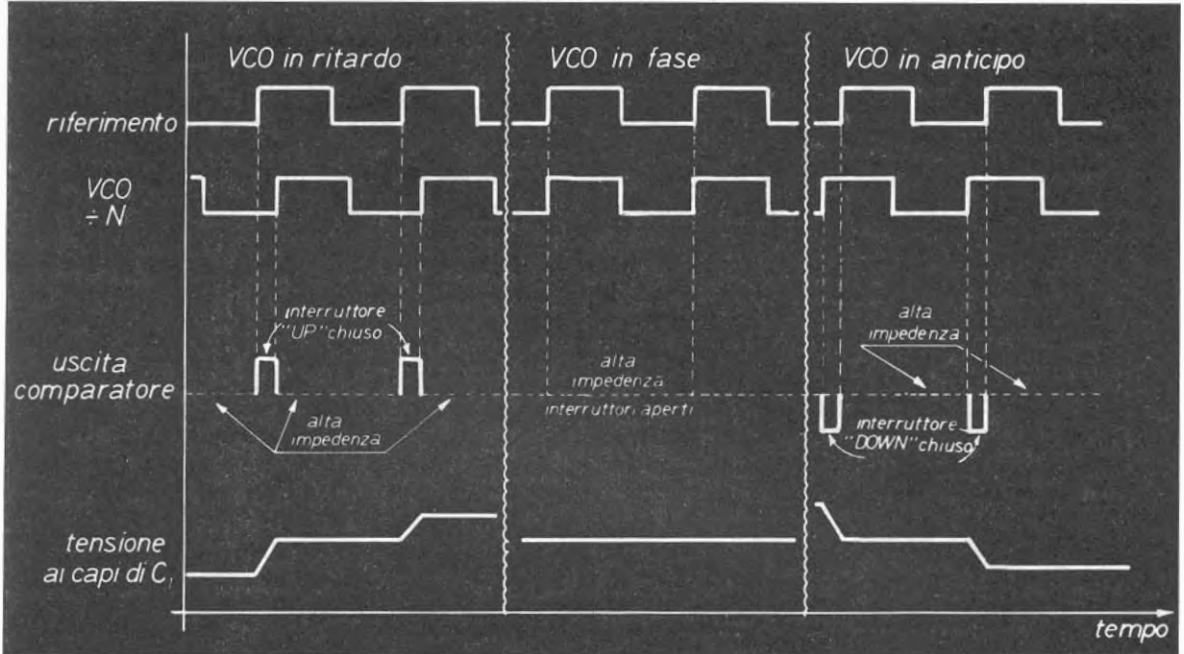


figura 2

Funzionamento del comparatore di fase «charge pump».

Nel caso il VCO ritardi rispetto alla frequenza di riferimento, viene periodicamente chiuso l'interruttore «UP». Notate che il tempo di chiusura dell'interruttore è esattamente proporzionale al ritardo del VCO rispetto alla frequenza di riferimento. La tensione su C_1 aumenta, diminuisce la capacità del varicap del VCO e la frequenza del VCO aumenta. Se il VCO anticipa, viene invece periodicamente chiuso l'interruttore «DOWN», scaricando il condensatore C_1 , e di conseguenza diminuisce la frequenza del VCO. La frequenza del VCO viene in questo modo aggiustata per adattarsi alla frequenza di riferimento. Quando i segnali del VCO e di riferimento sono perfettamente in fase, i due interruttori del comparatore di fase rimangono aperti, la tensione su C_1 rimane costante, visto che non è necessario correggere la frequenza del VCO. La caratteristica più significativa del comparatore di fase a «charge pump» è che in stato di «lock» (segnali in fase) l'uscita rimane ad alta impedenza, non sono cioè presenti all'uscita dei segnali alla frequenza di riferimento o sue armoniche, le quali dovrebbero essere filtrate per non andare a modulare in frequenza il VCO. La progettazione della rete passa-basso risulta perciò notevolmente semplificata, in pratica si riduce alla determinazione dei valori di R_1 e C_1 , che consentono il lock sicuro da qualsiasi condizione di partenza.

La rete R_2C_2 ha il compito di modificare la fase del segnale di correzione rendendo l'aggancio più stabile.

Ogni PLL è in pratica un anello di controreazione. La stabilità di un sistema a controreazione dipende dalla fase del segnale di controreazione. Valutando bene i valori da assegnare alla rete R_2C_2 si può migliorare notevolmente il tempo di assesto del PLL alla frequenza desiderata, inoltre si riduce il rumore FM del PLL.

Il progetto del RX

Come media frequenza del RX ho scelto 9 MHz, valore sufficientemente alto per non avere problemi con frequenze immagini in banda VHF, inoltre si possono realizzare per questa media frequenza filtri a quarzo con quarzi CB. Per semplificare l'impostazione della frequenza è consigliabile scegliere una cifra «rotonda» per il valore di FI, quindi 9,000 MHz. Ho scartato la possibilità di fare il VCO del PLL direttamente in VHF, il divisore veloce avrebbe un consumo di corrente proibitivo; inoltre non trovavo in commercio un integrato economico e reperibile e con il modulo di divisione desiderato. Perciò il VCO del PLL funziona in gamma 30 + 40 MHz, con uno stadio quadruplicatore si arriva nei 2m. La frequenza del VCO viene anche divisa per quattro da un TTL-LS; frequenze al di sotto di 10 MHz possono essere commodamente maneggiate dai cmos alimentati a 12 V. Ho preferito la soluzione con integrati standard serie 4000. I mos complessi che raggruppano gran parte delle funzioni del PLL in un unico integrato sono difficilmente reperibili, sono poco flessibili e richiedono per il funzionamento un quarzo «su misura». Considerato il costo di questi integrati la soluzione con integrati cmos standard della serie 4000 è anche più economica.

Il sintetizzatore è costruito su tre circuiti stampati. Sul primo trovano posto l'oscillatore quarzato e il divisore fisso che generano la frequenza di riferimento e la parte digitale del comparatore di fase (figura 3).

Come riferimento ho scelto un quarzo da 4.000 MHz, fatto oscillare da un 4007. Questi quarzi vengono impiegati nei PLL dei televisori con la sintonia digitale, perciò sono reperibili a un prezzo interessante. Il 4020 divide la frequenza dell'oscillatore per 256 per ottenere 15.625 Hz. Il 4518 divide questa frequenza per 20 per ottenere 781,25 Hz, che è la frequenza di riferimento.

Perché una cifra tanto strana? La frequenza di riferimento determina la spaziatura minima delle frequenze ottenibili dal sintetizzatore. Considerando che la frequenza del VCO viene divisa per 4 prima del divisore a modulo variabile, la spaziatura delle frequenze ottenibili sarà di quattro volte 781,25 Hz, cioè 3.125 Hz. Nel ricevitore viene utilizzata la quarta armonica del VCO, perciò anche la spaziatura tra i canali sarà quattro volte 3.125 Hz ovvero 12,5 kHz.

La funzione del comparatore di fase è realizzata con due doppi flip-flop 4027 e alcuni diodi; questa soluzione è più economica dei comparatori di fase reperibili sul mercato (MC4044, CD4046). I primi due flip-flop (primo 4027) servono soltanto a portare il duty-cycle dei segnali a 50%. Il secondo 4027 funge da comparatore di fase. Gli ingressi JK dei due flip-flop sono collegati in modo che i due flip-flop passano allo stato logico 1 quando ricevono un impulso di clock. Il segnale di riferimento dà il clock al FF UP e il reset al FF DOWN. Il segnale diviso del VCO dà invece il clock al FF DOWN e il reset al FF UP. Le uscite dei flip-flop UP e DOWN potrebbero pilotare direttamente i due interruttori elettronici (vedi introduzione, figura 1). Poiché la tensione di alimentazione dei cmos è di 12 V, la soluzione è ancora più semplice; bastano due diodi (figura 4) collegati alle uscite UP e DOWN. Ho preferito sistemare questi due diodi sulla basetta del VCO. L'uscita del comparatore di fase e la rete RC passa-basso sono dei circuiti ad alta impedenza e i disturbi eventualmente raccolti vanno direttamente a modulare in frequenza il VCO.

Al comparatore di fase ho aggiunto anche un indicatore di lock (figura 3, i due diodi, il transistor BC237 e il led). Gli impulsi UP e DOWN fanno accendere il led. In stato di lock questi impulsi di correzione diventano molto stretti (in teoria scompaiono, vedi introduzione, figura 2) e il led deve spegnersi. L'indicatore di lock è risultato molto prezioso durante la sperimentazione e la taratura.

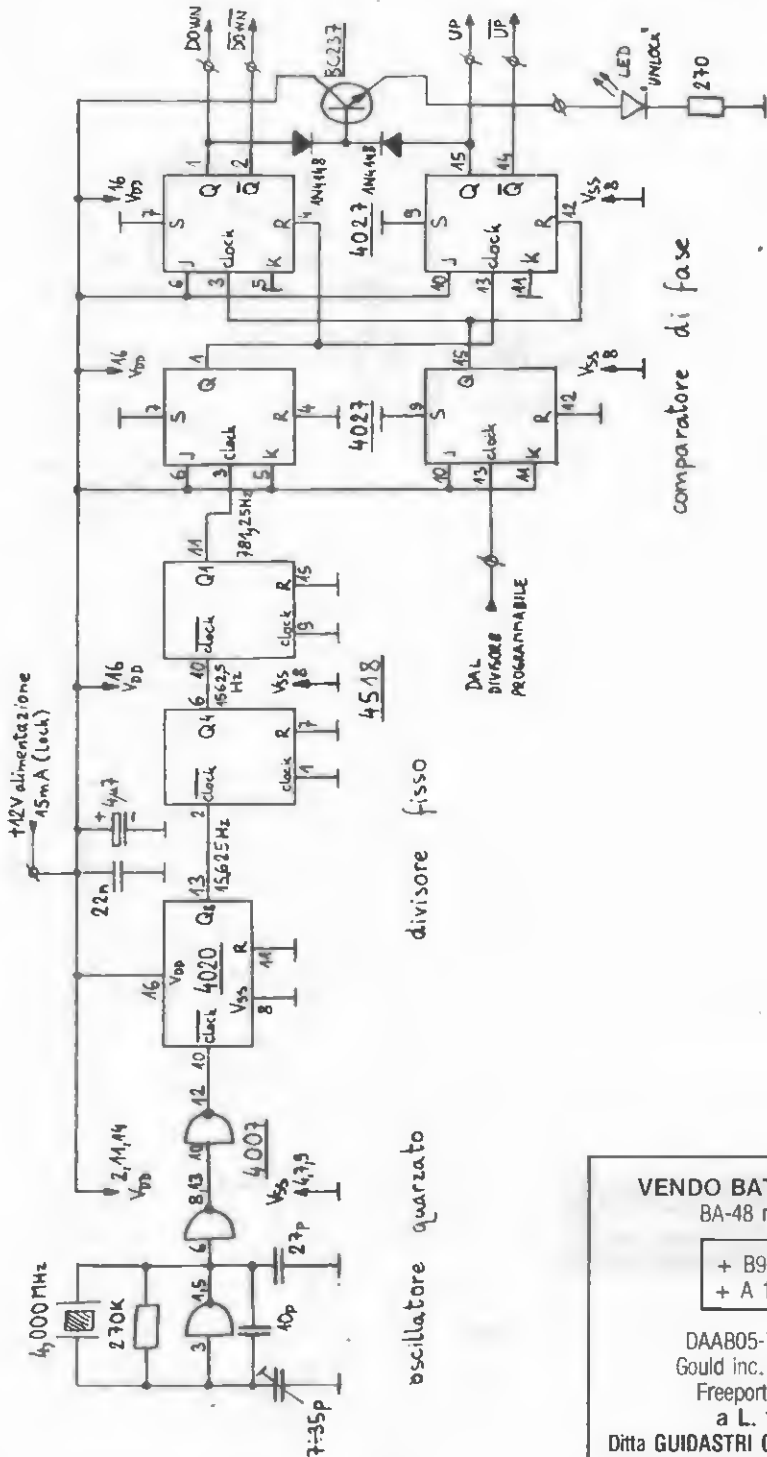


figura 3

Oscillatore quarzato, divisore fisso e comparatore di fase.

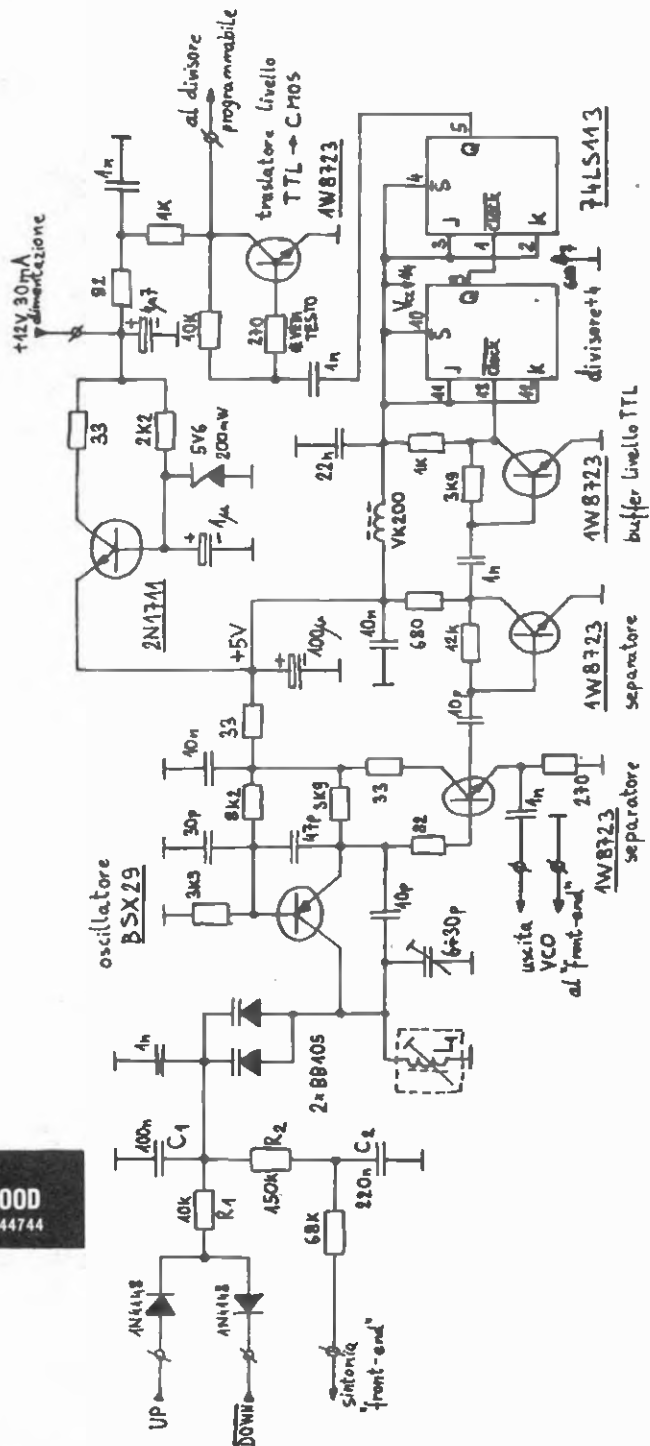
VENDO BATTERIE A SECCO

BA-48 nuove imballate

+ B90V	- B
+ A 1%V	- A

DAAB05-74-C-3303 0474
Gould inc. Burgess Division
Freeport Illinois U.S.A.
a L. 19.000 cad.

Ditta GUIDASTRI Carlo - Bologna
via della Salute 91 - Tel. 051/401089



G. Lanzoni 12VD 2LAG **KENWOOD**
 20135 MILANO - Via Comelico 10 - Tel. 589075-544744

figura 4
 VCO e divisore veloce + 4.

per OM esperti

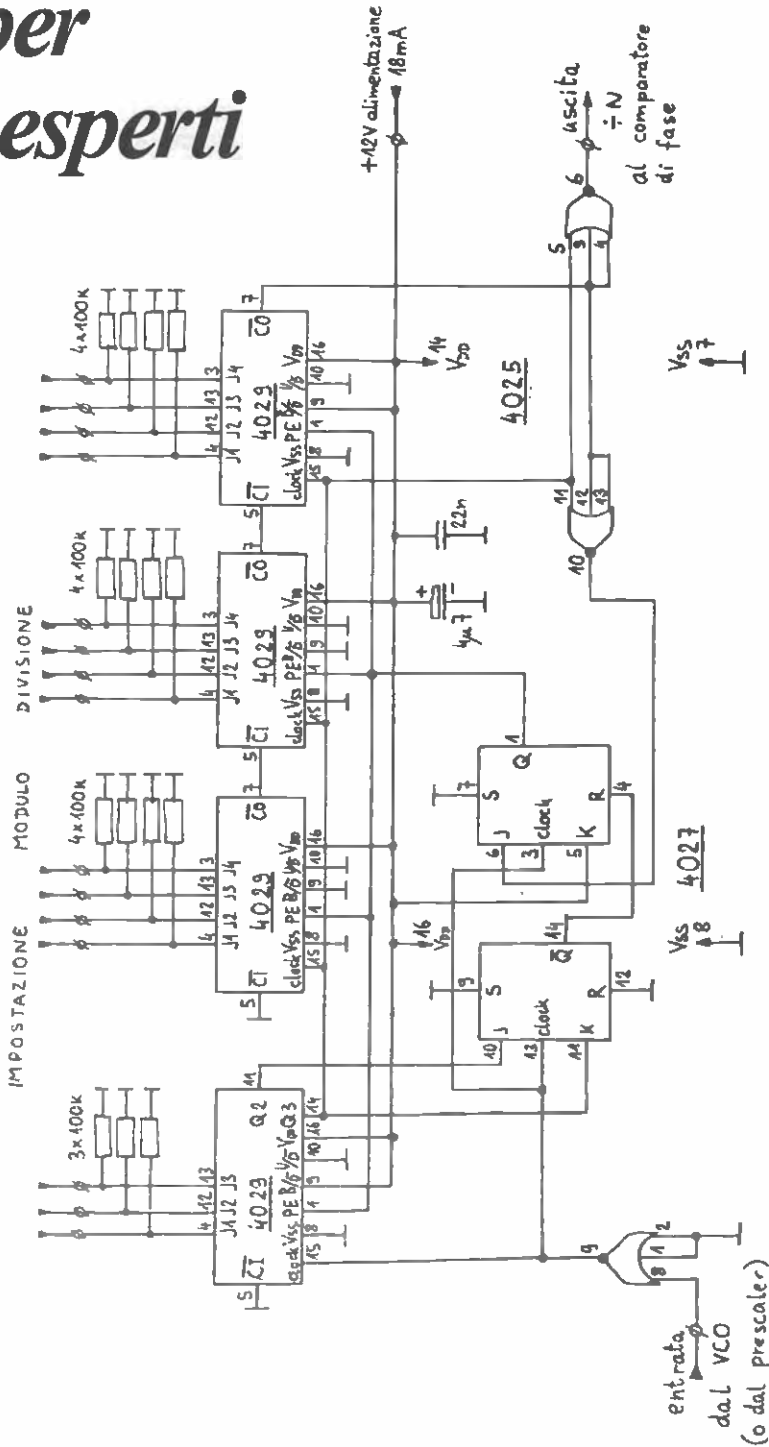


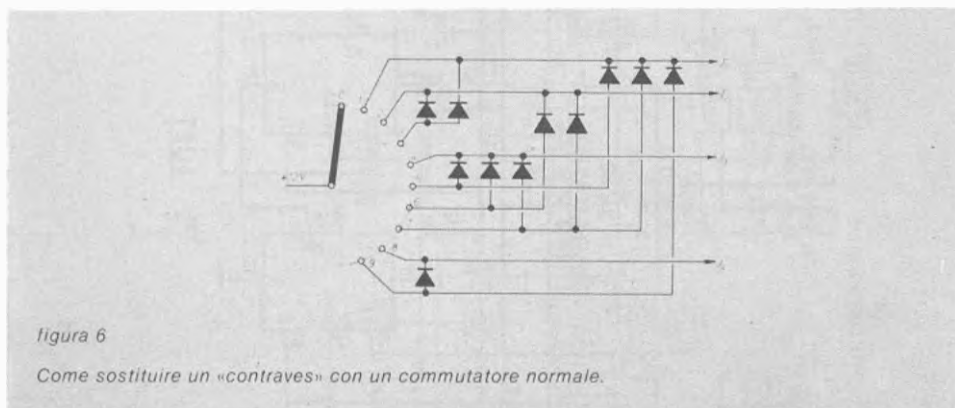
figura 5
Divisore programmabile.

La tensione ottenuta all'uscita del comparatore di fase viene utilizzata oltre che per controllare il VCO anche per la sintonia del front-end, nel caso si desideri ricevere una gamma più larga di 5 + 6 MHz.

Nel VCO ho impiegato un transistor pnp BSX29 in modo da poter collegare comodamente a massa la bobina L_1 . I valori delle resistenze di polarizzazione del transistor oscillatore sono stati scelti in modo da avere una bassa tensione RF sul circuito accordato LC, requisito necessario a causa della sintonia a varicap. Al VCO sono collegati due stadi separatori: un emitter-follower che fornisce il segnale al front end del RX e un amplificatore emettitore a massa a due transistori che porta il segnale a livello TTL. La frequenza del VCO viene divisa per 4 dal doppio flip-flop 74LS113. All'uscita è richiesto un traslatore di livello per pilotare il divisore programmabile con integrati cmos alimentati a 12 V. Il VCO, gli stadi separatori e il divisore 74LS113 sono alimentati con 5 V stabilizzati dal 2N1711. Il divisore programmabile è costruito con 6 integrati cmos serie 4000 (vedi figura 5).

La RCA produce un divisore programmabile cmos 4059 che potrebbe sostituire questi sei integrati. Questo integrato è però difficilmente reperibile e sembra che sia disponibile solo la versione A che non supera i 6 + 7 MHz a 12 V.

Il cuore del divisore in figura 5 è costituito dai quattro divisori programmabili 4029. Il 4027 e il 4025 costituiscono la logica di preimpostaggio del divisore. Il primo 4029 (a sinistra) divide per 8 per ottenere i passi da 12,5 kHz. Il secondo 4029 divide per 10 - centinaia di kHz, il terzo 4029 per 10 - unità di MHz e l'ultimo 4029 per 16 - decine di MHz, fino a 150 MHz. La frequenza desiderata viene impostata in codice BCD agli ingressi J dei 4029. Le resistenze «pull-down» da 100 k Ω permettono il pilotaggio diretto da commutatori tipo «contraves» (vedi figura 6).



I 4029 contano indietro (U/\bar{D} e a massa). La logica di preimpostaggio, assai complessa, si è resa necessaria per compensare i ritardi causati dai 4029 collegati in cascata. Soltanto in questo modo si può ottenere un funzionamento sicuro e stabile alla massima frequenza ammessa dai singoli contatori. Non descrivo la progettazione e il funzionamento dettagliato di questo divisore perché sarebbe necessario lo spazio di un articolo a parte. L'uscita del divisore programmabile va a pilotare il comparatore di fase (vedi figura 3).

Il front-end del RX (figura 7) è in pratica lo stesso circuito già pubblicato su cq 11/80, adattato alla situazione: è un circuito sicuro, senza sorprese. Il BFR99 funge da quadruplicatore del segnale del VCO. I cinque varicap sono controllati dalla stessa tensione che controlla il VCO.

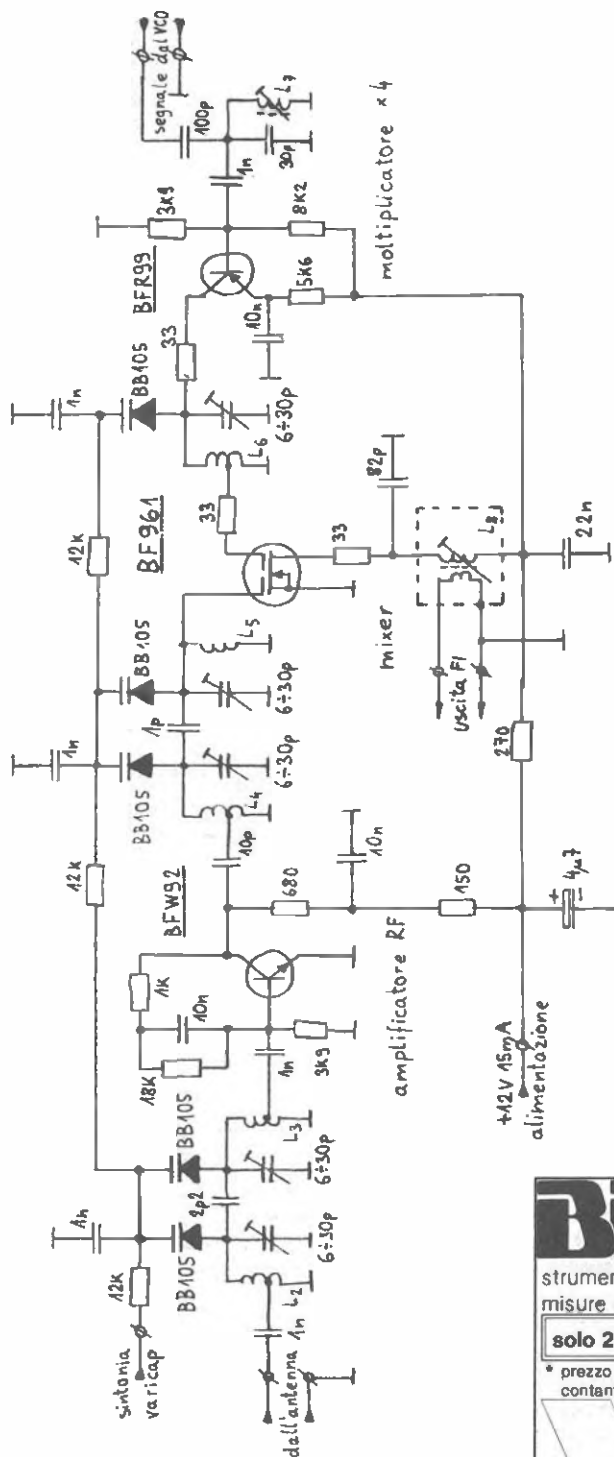


figura 7

«Front-end» del ricevitore.

BIRD
 strumenti di classe per
 misure di potenza RF
solo 219.000 Lit.*
 * prezzo speciale
 contanti \$ = 1150

Vianello
 MILANO - Tel. (02) 3452071
 ROMA - Tel. (06) 7576941/250
 UNICO RAPPRESENTANTE
 AUTORIZZATO



**A.R.I.
ASSOCIAZIONE
RADIOAMATORI
ITALIANI**

Sede Provinciale di Perugia

I RADIOAMATORI DI ASSISI
PER COMMEMORARE L'OT-
TAVO CENTENARIO DELLA
NASCITA DI SAN FRANCESCO
(1182-1982)

ASSISI GIUGNO 1982

PROGRAMMA

13-20 GIUGNO

- Mostra - Il servizio di emergenza Radioamatori «*Un fratello bisognoso di aiuto deve essere aiutato*»
- Stazione speciale tutte le bande - Medaglia ricordo a tutte le Stazioni collegate.

18 - 20 GIUGNO

- Congresso Nazionale A.R.I. «*Radiantismo anni 80: Verifica di una identità*»

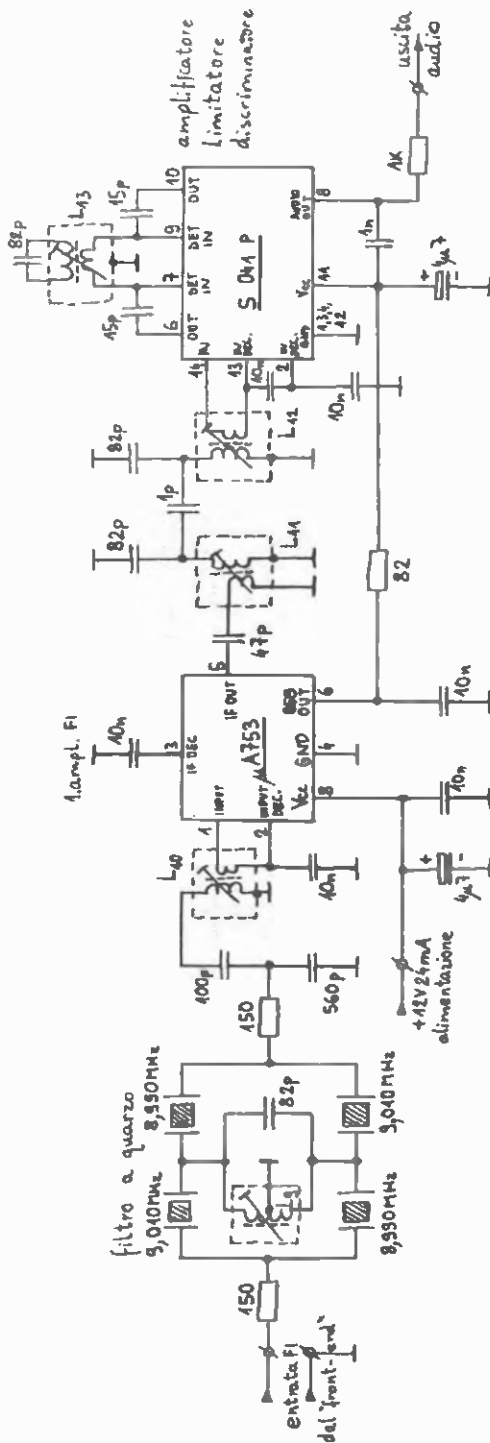


figura 8

Media frequenza del ricevitore.

La catena di media frequenza (figura 8) si compone di un filtro a quarzo, un integrato amplificatore μ A753 e un integrato amplificatore/limitatore/discriminatore S041P. Il filtro a quarzo è costruito con quattro quarzi CB, l'attenuazione fuori banda si aggira sui 40 dB. I circuiti accordati ad alto Q L_6 , L_{10} e L_{12} migliorano la reiezione dei segnali fuori gamma. L'integrato μ A753 contiene anche uno stabilizzatore di tensione, il quale viene adoperato per alimentare lo S041P. L'uscita audio dello S041P dipende fortemente dalla tensione di alimentazione; eventuali variazioni della tensione di alimentazione dello S041P potrebbero per esempio provocare problemi con il circuito dello squelch. Il discriminatore dello S041P è stato concepito per la FM a banda larga (radiodiffusione); per impiegarlo come demodulatore FM a banda stretta era necessario modificare il circuito accordato del discriminatore. La soluzione più semplice è risultata l'accoppiamento tramite un link. Variando il numero delle spire del link si può facilmente variare il Q e con esso la pendenza del discriminatore. Il condensatore da 1 nF tra i piedini 8 e 11 dello S041P ha la sola funzione di disaccoppiamento RF. L'uscita audio è senza deenfasi, per la deenfasi il valore di questo condensatore dovrebbe aggirarsi tra 10 e 100 nF. I circuiti generalmente impiegati per lo squelch richiedono una uscita audio senza deenfasi, inoltre alcune trasmissioni in banda VHF non hanno preenfasi (per esempio le foto dai satelliti meteorologici in banda 137 MHz).

Non pubblico gli schemi dello squelch e della BF poiché questi circuiti dipendono strettamente dall'applicazione del ricevitore. Inoltre, schemi simili non mancano su nessuna rivista amatoriale.

Dati e consigli per la costruzione

Il ricevitore è costruito su cinque circuiti stampati, vedi figure 9 e 10, che corrispondono agli schemi delle figure 3, 4, 5, 7 e 8.

La piastrina dell'oscillatore di riferimento e comparatore di fase è stata progettata per un uso universale. I collegamenti ai divisori 4020 e 4518 sono eseguiti con ponticelli di stagno. In questo modo si può facilmente cambiare la frequenza di riferimento per una diversa spaziatura tra i canali oppure utilizzare un quarzo diverso. Qualche volta è necessario ritoccare il valore del condensatore da 10 pF in parallelo al quarzo se l'escursione del trimmer $7 + 35$ pF non è sufficiente per riportare la frequenza del quarzo al valore desiderato. Per pilotare il VCO si impiegano le uscite UP e DOWN. Le uscite UP e DOWN si impiegano solo nel caso che si disponga di un VCO con la caratteristica inversa, cioè all'aumentare della tensione di controllo cala la frequenza del VCO.

I componenti «delicati» del comparatore di fase sono montati sulla piastrina del VCO. Sperimentando, ho ottenuto i seguenti valori ottimali per la rete RC: $R_1 = 10$ k Ω , $C_1 = 100$ nF, $R_2 = 150$ k Ω e $C_2 = 220$ nF. I valori comunque non sono critici, fate però attenzione a impiegare componenti nuovi: i condensatori devono avere un buon isolamento considerate le impedenze in gioco.

In commercio si trovano anche varicap a capacità doppia (BB109), io ho però preferito due BB105 in parallelo per non avere problemi di allineamento del VCO col front-end. La bobina L_1 del VCO deve avere una induttività sui 500 nH, in pratica sono 5 spire sul nucleo di una media frequenza giapponese per 10,7 MHz. Ho optato per questo tipo di supporti per bobine poiché sono gli unici reperibili con una certa regolarità. Il transistor che mi ha dato i risultati migliori nel VCO è il BSX29, ho però sperimentato anche il BF324 e il BFR99 con risultati soddisfacenti. I transistori 1W8723 impiegati negli stadi separatori e traslatori di livello sono dei transistori switching assai veloci, hanno la f_T sui 500 MHz, perciò non possono essere sostituiti con vari 2N708, 2N914, 1W8995 o altri di caratteristiche inferiori. Sostituti validi sono lo 1W8907 (leggermente inferiore) e il 2N2369 (leggermente migliore dello 1W8723).

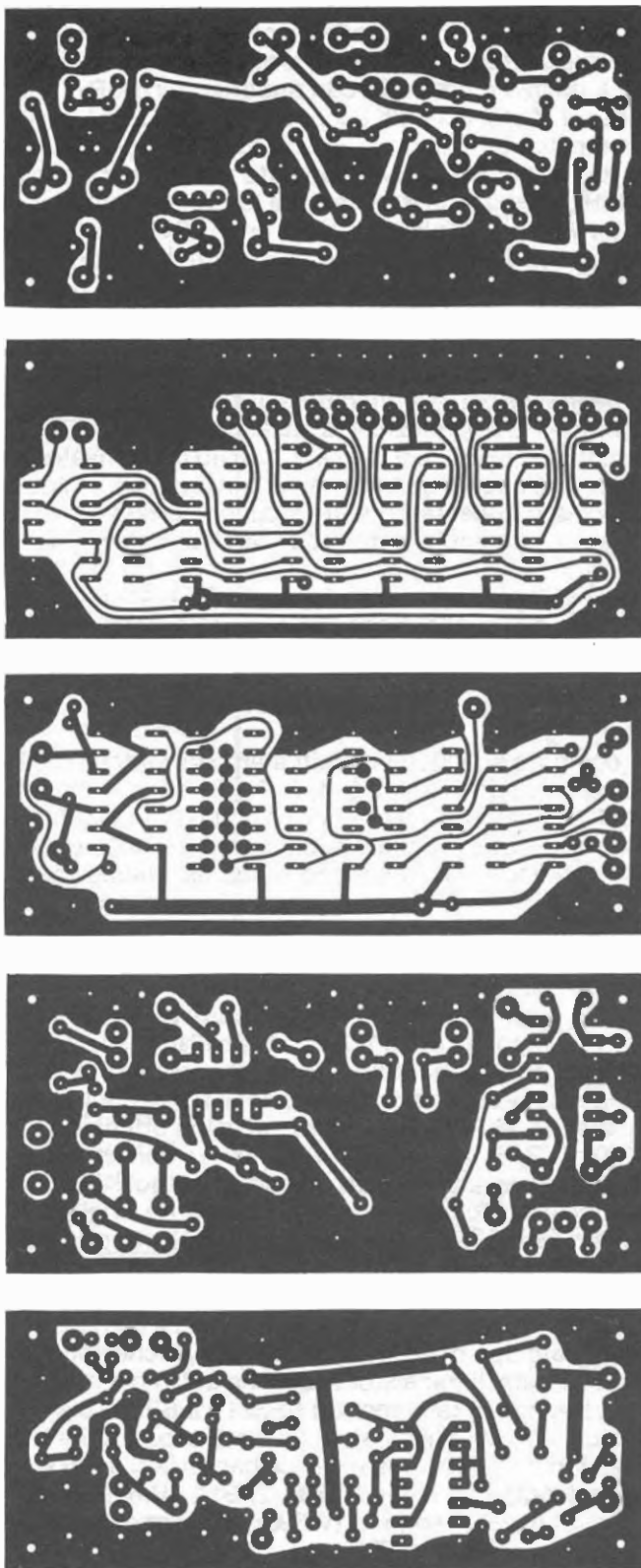
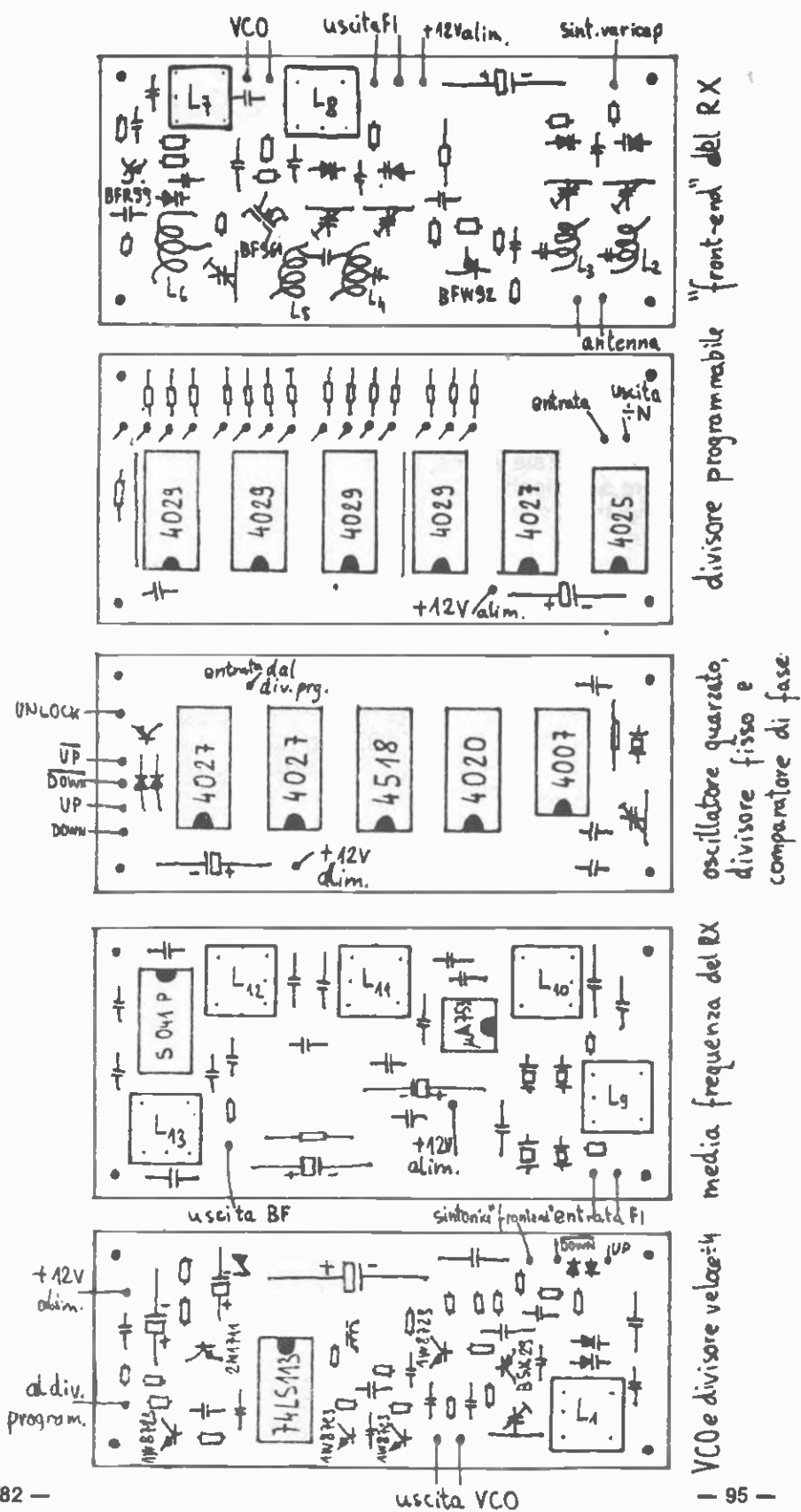


figura 9
Circuiti stampati,
lato rame.

figura 10

Disposizione dei componenti sui circuiti stampati (vista lato componenti).



La frequenza massima che il divisore programmabile cmos può raggiungere dipende strettamente dalla forma d'onda della frequenza da dividere. Il componente che influisce di più sulla forma d'onda è la resistenza da 270 Ω in serie alla base del 1W8723 traslatore di livello TTL \rightarrow cmos, il suo valore ottimale dipende dai transistor e cmos usati (limiti 100 Ω e 680 Ω).

La frequenza massima di conteggio però dipende anche dai cmos impiegati. I risultati migliori li ho ottenuti con i cmos della Fairchild (B), il contatore superava i 16 MHz! a 12 V. I cmos della National (A e B) e della RCA (B) raggiungevano i 12 MHz a 12 V, i cmos della Motorola (B) 11 MHz a 12 V di alimentazione. Non sono invece utilizzabili i vecchi cmos della serie A che generalmente non superano i 5 ÷ 6 MHz. Devo però aggiungere che ho fatto delle prove soltanto con un numero limitato di esemplari, perciò non posso garantire che altri esemplari si comporteranno nello stesso modo. Sarebbe anche interessante provare i cmos di altre Ditte, per esempio i velocissimi «LOCMOS» della Valvo. Infine, non basta che il primo 4029 sia veloce, tutti i sei integrati del divisore programmabile devono essere sufficientemente veloci.

La corrente nei transistori mos cala all'aumentare della temperatura (a temperatura ambiente), perciò i tempi di propagazione delle porte cmos aumentano e cala la massima frequenza raggiungibile dai contatori. Perciò, se si prevede il funzionamento dei circuiti cmos alle alte temperature, per esempio riscaldati da eventuali componenti di potenza montati nelle vicinanze, è necessario tenere conto della degradazione delle loro caratteristiche.

Non è vero che i cmos siano più sensibili alle cariche statiche degli altri semiconduttori e non è vero neanche che i cmos siano sensibili al calore del saldatore. Ho saldato centinaia di cmos come i normali TTL (e dissaldato dalle «schede» surplus) e alla fine ho trovato più integrati TTL difettosi che non integrati cmos. Tutti coloro che parlano della delicatezza dei cmos farebbero perciò molto meglio a fare qualche esperimento pratico prima di scrivere fiumi di parole sulla fragilità dei cmos sulle riviste amatoriali. Per esperienze personali sconsiglio l'impiego di zoccoli per integrati: le capacità e induttività parassite degli zoccoli diminuiscono la massima frequenza raggiungibile dagli integrati, inoltre gli zoccoli sono spesso causa di contatti falsi — difetti intermittenti molti difficili da localizzare!

Le tre piastrine del sintetizzatore sono alloggiare assieme ai commutatori d'impostazione della frequenza in una scatola metallica con funzione di schermo (figura 11).

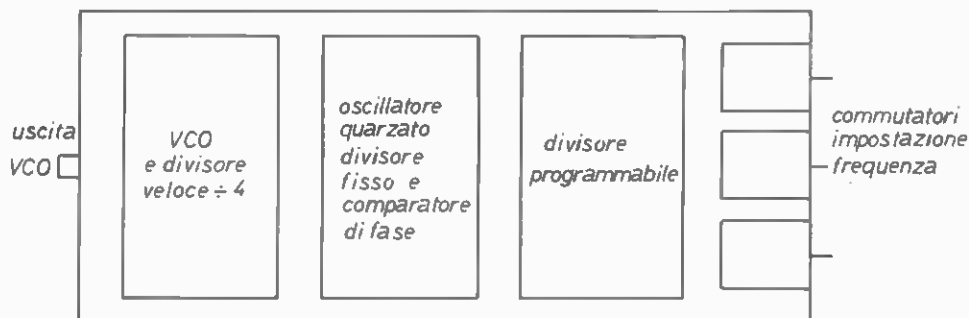


figura 11

Disposizione suggerita dentro la scatola dei componenti del PLL.

Tutti i collegamenti con il resto del ricevitore ad eccezione dell'uscita del VCO sono eseguiti tramite condensatori passanti da 1 nF. In questo modo sono riusciti a eliminare le frequenze spurie del ricevitore causate dalle armoniche dell'oscillatore quarzato di riferimento. È consigliabile anche filtrare l'alimentazione delle due basette del divisore programmabile e dell'oscillatore quarzato di riferimento tramite una VK200. Attenzione alla capacità verso massa del collegamento uscita traslatore TTL → cmos — ingresso divisore programmabile, e un collegamento RF ad alta impedenza!

Il front-end del ricevitore è uno schema ampiamente sperimentato, i valori dei componenti non sono critici. Il transistor preamplificatore RF BFW92 può essere sostituito praticamente con qualsiasi npn per impieghi in preamplificatori RF a larga banda, per esempio BFY90, BFX89, BFR90, BFR91, BFW30 e tanti altri. Il mosfet mixer può essere un qualsiasi mosfet moderno: BF900, BF960 e simili. Nello stadio quadruplicatore è necessario un transistor pnp. Il BFR99 è risultato il transistor che dà il rapporto prezzo/prestazioni migliore, comunque anche altri pnp per RF danno generalmente risultati soddisfacenti.

I dati per le bobine RF autoportanti L_2 , L_3 , L_4 , L_5 e L_6 per la gamma dei 2 m sono gli stessi già pubblicati su cq 11/80, cioè: L_2 , L_3 , L_4 e L_5 4 spire, L_2 e L_3 presa a 1 spira dal lato freddo, L_4 presa a 1,5 spire lato massa; L_6 5 spire, presa a 2 spire lato massa. Diametro interno 5 mm per tutte, filo in rame argentato \varnothing 1 mm; L_7 vale circa 700 nH ed è avvolta su un supporto miniatura con nucleo variabile ma senza schermo.

Le bobine dei circuiti accordati di media frequenza: L_6 , L_9 , L_{10} , L_{11} , L_{12} e L_{13} valgono circa $3,8 \mu\text{H}$ e risuonano con 82 pF a 9 MHz. Utilizzando i supporti per le medie frequenze miniatura per 10,7 MHz sono necessarie circa 14 spire. L_6 , L_{10} , L_{11} e L_{12} hanno il link di due spire. L_9 deve essere simmetrica e perciò bifilare. L_{13} ha il link di 5 spire, dal numero delle spire di questo link dipende il Q del discriminatore. Il condensatore ceramico entrocontenuto nelle medie frequenze miniatura è costruito con del materiale a elevato coefficiente termico e può andare bene per le radioline da quattro soldi, per impieghi seri è inutilizzabile. Perciò è necessario fare risuonare le medie frequenze con i condensatori esterni da 82 pF. Per costruire bobine ad alto Q a 9 MHz è necessario usare i supporti per 10,7 MHz. La ferrite con la quale sono costruiti i nuclei per 455 kHz ha a 9 MHz perdite elevate e non permette la costruzione di bobine ad alto Q.

La configurazione circuitale del filtro a quarzo è adatta per larghezze di banda tra 10 kHz e 30 kHz usando i quarzi CB a 9 MHz. Per ricevere il traffico amatoriale in gamma 2 m è consigliabile una larghezza di circa 15 kHz. Per ricevere i satelliti meteorologici è invece necessaria una FI più larga, sui 25 ÷ 30 kHz. I valori dei quarzi riportati in figura 8 danno una banda passante di circa 25 kHz. Impiegando i quarzi CB è consigliabile controllare la loro frequenza di risonanza prima di installarli nel filtro. Naturalmente nulla vieta di impiegare un filtro a quarzo precostituito.

L'integrato $\mu\text{A}753$ è piuttosto rumoroso. Tenendo conto anche delle perdite nel filtro a quarzo viene richiesto al front-end un guadagno considerevole per «mascherare» la cifra di rumore della FI. Tenendo conto delle tolleranze ammesse per i semiconduttori impiegati nel front-end potrebbe essere necessario un ulteriore stadio amplificatore FI fra l'uscita del front-end e il filtro a quarzo.

Agendo sul contatore programmabile è possibile impostare qualsiasi frequenza tra 50 kHz e 159,987 MHz. I circuiti accordati a varicap del VCO e del front-end limitano la gamma sintonizzabile a circa 25 MHz attorno a 140 MHz.

Darò un esempio di programmazione del contatore per ricevere la sola banda 144 ÷ 146 MHz, spero che voi lettori saprete da questo esempio programmare da soli il contatore per le vostre esigenze. Per ricevere la gamma 144 ÷ 146 MHz, media frequenza a 9 MHz, è necessario per la conversione un segnale compre-

so tra 135 e 137 MHz. Il contatore delle decine di MHz (il 4029 più a destra in figura 5) verrà perciò sempre presettato sulla cifra 13 (130 MHz), in binario «1101». Collegheremo perciò J_1 , J_3 e J_4 del rispettivo 4029 a +12 V, J_2 va lasciato libero, la resistenza da 100 k Ω lo tiene a massa. L'escursione del sintetizzatore sarà da 135,000 MHz fino a 136,987 MHz. Il contatore 4029 (unità di MHz) verrà perciò presettato su 5 o su 6, in binario «0101» e «0110» rispettivamente. Collegheremo perciò J_3 a +12 V, J_4 va lasciato libero. Useremo un commutatore una via — due posizioni per dare i +12 V a J_1 , oppure a J_2 , per ottenere rispettivamente le due sottogamme da 1 MHz.

Per le centinaia di kHz possiamo impiegare un commutatore «contraves» collegato al rispettivo 4029 oppure impiegare un normale commutatore una via — 10 posizioni collegato come in figura 6. Per i salti da 12,5 kHz possiamo utilizzare la stessa soluzione che per le centinaia di kHz, purtroppo è però difficile trovare in commercio il contraves con la stampigliatura adatta. Notate che il contatore 4029 dei passi da 12,5 kHz ha solo tre ingressi impiegati per il presettaggio. I passi di sintonia 0, 12,5, 25, 37,5 fino a 87,5 kHz corrispondono rispettivamente in binario alle combinazioni 000, 001, 010, 011 fino a 111 da presentare agli ingressi J_3 , J_2 e J_1 . Anche qui si può impiegare il circuito di figura 6, naturalmente si impiega un commutatore a otto posizioni cancellando i collegamenti 8, 9 e J_4 e i rispettivi diodi. Per ricevere la sola gamma dei 144 MHz non sono neanche necessari i varicap nel front-end, i circuiti vanno accordati una volta per tutte con i trimmer capacitivi. Anche nel VCO basta in questo caso un solo BB105 e non due in parallelo data la limitata escursione.

L'unica taratura che richiede un po' di pazienza è l'allineamento del VCO con il front-end. Sulla frequenza del VCO si può influire sia col nucleo di L_1 che col trimmer capacitivo. Agendo su entrambi si può aggiustare sia la frequenza centrale che la larghezza di banda coperta dal VCO.

Non aggiungo altro sulla taratura.

Chi mi ha seguito fino a qui saprà sicuramente tarare i rimanenti circuiti del ricevitore.

Spero anche sia chiaro a tutti che è necessario disporre di (e sapere usare) un grid-dip meter e di un frequenzimetro digitale durante la costruzione e la taratura. Altri strumenti (oscilloscopio, generatore di segnali) possono anche essere utili, non sono però strettamente necessari.

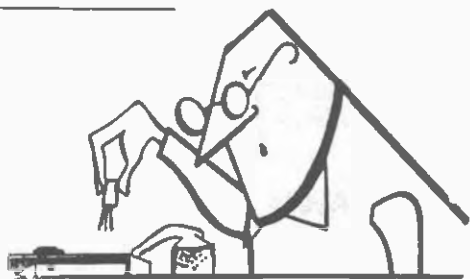
Personalmente ho impiegato il ricevitore oltre che nella gamma radioamatoriale dei 2 m anche per ricevere i satelliti meteorologici in banda 137 MHz e come media frequenza variabile per il Meteosat.

Impiegando gli stessi circuiti del sintetizzatore e del front-end ho anche costruito un ricetrasmittitore AM per la banda aeronautica 118 + 136 MHz.

Nei ricetrasmittitori si usa un solo PLL commutando la frequenza impostata quando si passa dalla ricezione alla trasmissione e viceversa. Non è possibile modulare in frequenza il VCO del PLL. Per ottenere la FM è necessario modulare in fase il segnale proveniente dal VCO e inviarlo a una catena di stadi moltiplicatori per ottenere la deviazione richiesta.

Scrivendo questo articolo ho presupposto che i principi di funzionamento di un sintetizzatore a PLL siano ormai noti a tutti, inoltre cq elettronica ha pubblicato già numerosi articoli sull'argomento. Per eventuali chiarimenti sono comunque a vostra disposizione.

18YZC, Antonio Ugliano
sperimentare
casella postale 65
80053 CASTELLAMMARE DI STABIA

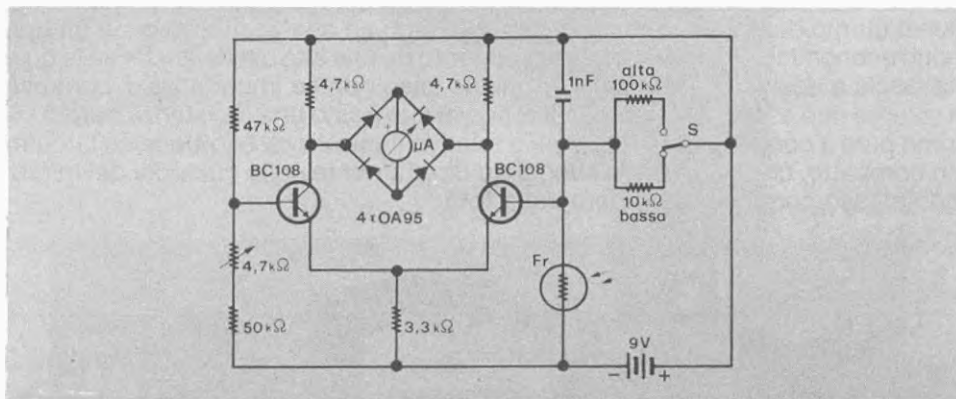


© copyright cq elettronica 1982

Nel corso degli anni sperimentare ha vantato centinaia di collaboratori di tutte le contrade italiane, e di alcune estere come Francia, Algeria, Germania, Jugoslavia e Inghilterra nonché Polonia e Stati Uniti ma non avevo neppure lontanamente immaginato che me ne arrivasse una

Dalla Russia con... stupore

Dopo che mia figlia Luisa ebbe fatto sparire una diecina di pittoreschi giganteschi francobolli dalla busta, e richiusi la bocca restatami aperta per lo shock, vidi che *sperimentare* era seguita pure in Russia, evviva; ma non solo, in un italiano scritto meglio di come lo scrive il mio amico Pásquale (italiano), trovai la pa-pocch... pardon, il progetto che segue:



Si tratta di un esposimetro per fotografi e allora, in onore del tovarisch, questa puntata la dedichiamo tutta alla fotografia.

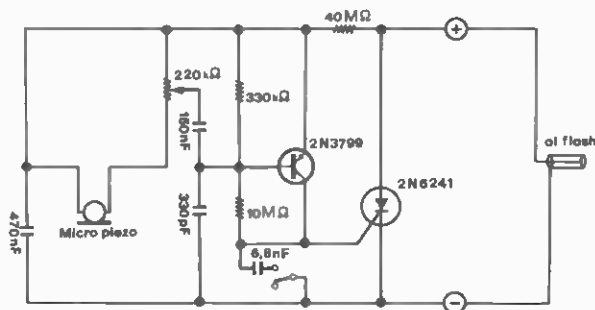
Innanzitutto non stupitevi neppure voi nel vedere che i transistori sono BC108, e i diodi 0A95: sono gli equivalenti di quelli che ho trovato riportati su di un pronuario che tratta appunto i transistori russi. Il circuito è classico, il microamperometro da 500 μ A indica l'intensità di luce che colpisce la fotoresistenza. Lo strumento può lavorare su due scale di sensibilità, una alta e una bassa. L'intero circuito costituisce un ponte bilanciato da un lato dalla fotoresistenza e dall'altro dal trimmer e dalla resistenza da 50 k Ω . Lo sbilanciamento provocato dalla variazione di resistenza della fotoresistenza quando è colpita dalla luce, viene indicata dal microamperometro. Mi viene indicato che ogni volta che si

cambia scala, dovrà riportarsi lo strumento a zero tramite il trimmer che a questo scopo, sarà bene sia a perno lungo. L'alimentazione è data da una pila a 9 V. Allora, fatto l'esposimetro, via con le fotografie.

Avete mai fotografato un rumore?

No? allora approfittate di farlo con questo simpatico circuitino:

novità!



Questo permette di far scattare il flash nell'istante in cui si verifica un rumore o un suono. Il circuito è molto semplice e per darvi un'idea della sensibilità si può provare a far schioccare le dita davanti al microfono. Il flash scatterà a una distanza compresa tra 10 e 60 cm secondo il tipo del flash usato e il microfono. Quest'ultimo deve essere del tipo piezoelettrico ad alta uscita, va bene un tipo molto economico che è caratterizzato appunto da una alta uscita anche se la qualità lascia a desiderare, cosa che in questo caso non ha importanza. Il controllo di volume può essere eliminato inserendo al suo posto una resistenza da 220 kΩ come pure il condensatore da 6,8 nF e relativo interruttore. Si ottiene un circuito più compatto, che può essere alloggiato direttamente nella custodia del microfono stesso come si può vedere dalla foto.

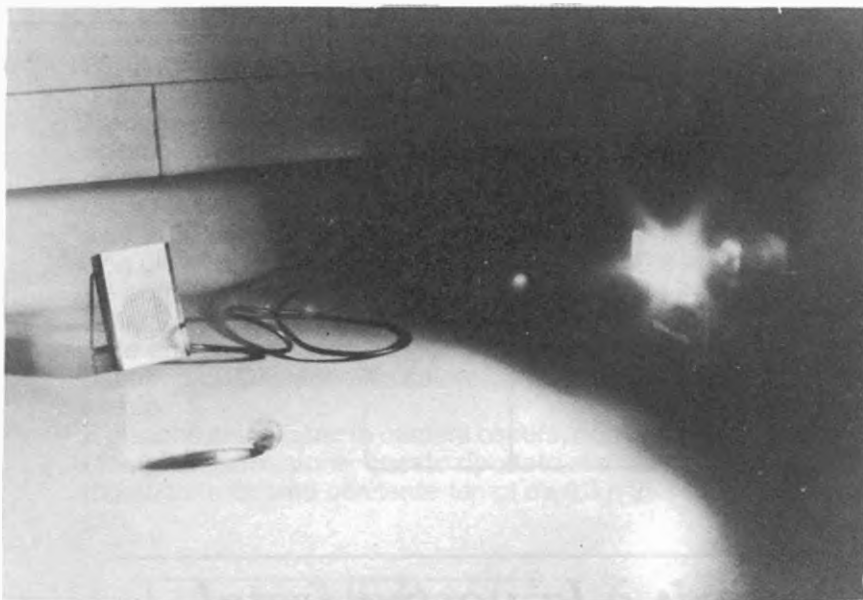


Ecco come si presenta il flash sonoro. È estremamente pratico e occupa pochissimo spazio.

Il condensatore detto serve a rimuovere le componenti a frequenza più alta che precedono di solito la maggior parte dei rumori, si ottiene così un certo ritardo d'intervento. L'altro condensatore da 330 pF serve a tagliare fuori i disturbi elettrici esterni e a diminuire il rumore di fondo dell'amplificatore. La resistenza da 40 M Ω può essere facilmente costruita con quattro resistenze da 10 M Ω in serie tra di loro. Questo circuito, inoltre, non ha bisogno di batterie in quanto l'alimentazione è presa direttamente dal flash. La corrente richiesta è molto bassa, circa 12 μ A.

L'Autore raccomanda l'uso dei componenti indicati ma penso che il tutto è aggirabile con delle equivalenze.

Per effettuare le foto dei rumori, si deve operare così: collegare il tutto regolarmente poi chiudere per avere un ambiente buio, aprire l'otturatore della macchina (posizione B), e provocare il rumore con conseguente scatto del flash. Ri-chiudere l'otturatore e la foto è fatta.

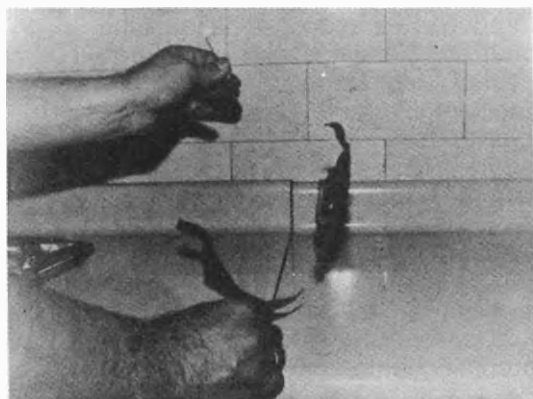


Il nostro flash sonoro in azione. Il rumore prodotto da una biglia di vetro che cade sul tavolo ha fatto scattare il flash.

divertente

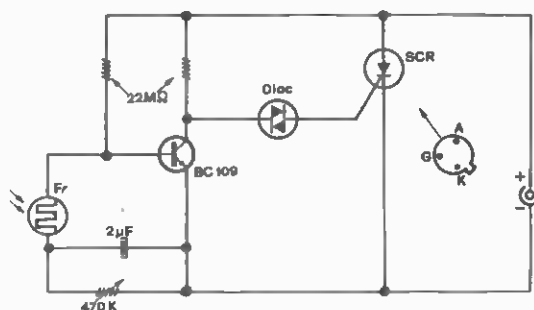
Lo scoppio del palloncino è appena avvenuto e le varie parti non si sono ancora separate.





Un altro palloncino, ma questa volta il volume è stato regolato a un livello appena sufficiente per farlo scattare, e il condensatore da $0,068 \mu\text{F}$ è stato inserito nel circuito. Il risultato netto è che il flash scatta con un certo ritardo.

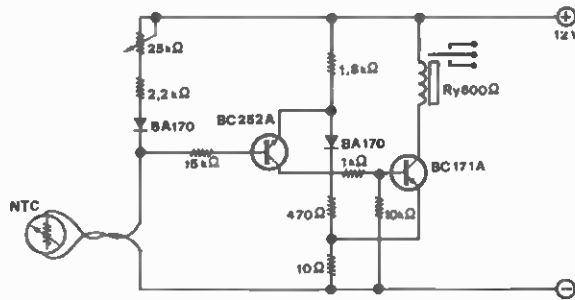
Se poi volete evitare delle foto piatte sparando il flash da sopra la macchina dove è montato, proprio in faccia al soggetto, costruitevi questo servoflash:



fotoamatori: è la vostra festa!

L'ingrediente base è la solita fotoresistenza che, colpita dal lampo principale, manda in conduzione il transistor in un circuito un po' duro di luce cioè che agisce solo in presenza di una certa intensità luminosa. Il transistor pilota un diac che pilota uno SCR che pilota il flash. Come funziona? semplice. In stato di calma il condensatore da $2 \mu\text{F}$ è scarico perchè non riceve tensione dal partitore trimmer-fotoresistenza e quindi anche il diac e lo SCR non conducono. Quando ci sarà un forte lampo, la fotoresistenza andrà in conduzione e il condensatore verrà a trovarsi ai capi del diodo formato dall'emettitore e dalla base del transistor e quindi, con la sua bassa impedenza, annullerà la tensione presente in modo che il potenziale di collettore salirà bruscamente provocando l'innesco del diac che piloterà lo SCR facendo scattare, con la sua chiusura, il flash. Il trimmer da $470 \text{ k}\Omega$ deve essere regolato in modo che il tutto inneschi solo in presenza di un lampo provocato da un altro flash. L'alimentazione del tutto viene prelevata direttamente dal flash principale o da una batteria di soli 3 V.

Ora, dopo scattate le foto, logicamente dovremo svilupparle e allora vi servo un termometro per bagni di sviluppo:

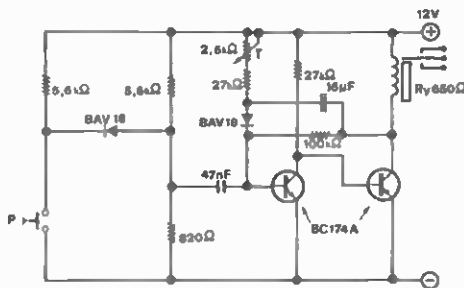


Il solito ponte di Wheatstone viene sbilanciato dal termistore NTC (10 kΩ a 25°C) che pilota l'amplificatore complementare a due stadi a cui è asservito un relay.

Tramite il potenziometro da 25 kΩ si regola la soglia di intervento o, meglio, lo sbilanciamento del ponte, a cui segue lo scatto del relay. Detto potenziometro dovrà essere munito di una scala graduata che, con una certa approssimazione, circa il 3%, indicherà le varie temperature di servizio che, con i valori indicati, avrà un campo di estensione da +35 a quasi +95°C.

Con un valore di impedenza del relay di 600 Ω l'alimentazione sarà di 12 V mentre potrà alimentarsi il tutto a 24 V sostituendo il valore di questo con uno da 2.000 Ω. Al relay andrà collegato l'elemento riscaldante del bagno di sviluppo. Utile anche per acquari o per radioamatori; esempio: allorché le bagnarole di Sabatino I8TQX vanno «in calore», il relay farà azionare la ventola del raffreddamento.

E giacché ci troviamo in camera oscura, non può mancare il timer per segnalare i tempi di esposizione; questo riportato si presta ottimamente per il servizio fotografico in quanto consente tempi da 0,3 a 25 secondi con i componenti indicati.



*facile
e utilissimo*

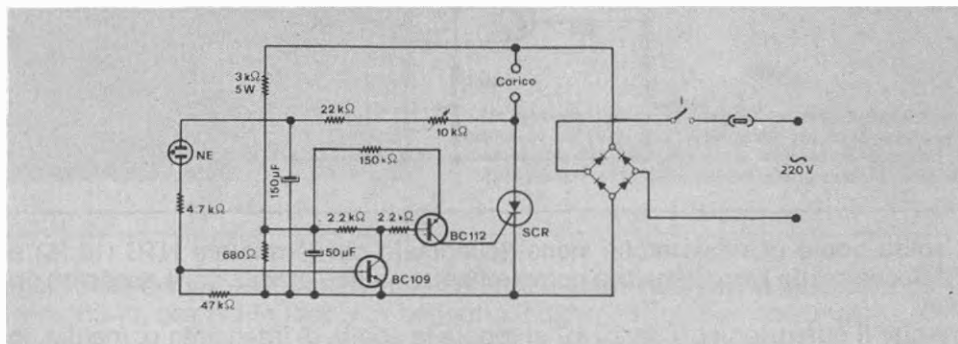
Il tutto non è eccessivamente complicato, si basa su di un circuito monostabile con pochi componenti in uso.

Allorché viene premuto il pulsante P, una tensione di circa 5 V piloterà la base del primo transistor che, passando in conduzione, farà condurre il secondo con conseguente scatto del relay. La carica del condensatore da 16 μF regolata dal potenziometro T da 2,5 kΩ, determinerà il tempo di eccitazione, gruppo BAV18, 16 μF e resistenza da 100 kΩ.

La graduazione della manopola del potenziometro T v'è determinata per campionatura sugli effettivi tempi di intervento. Il circuito assicura una tolleranza dell'ordine del 5% se scrupolosamente eseguito e con materiali nuovi.

Al relay è collegata la lampada dell'ingranditore nell'uso fotografico ma il circuito si presta a molteplici applicazioni.

Non poteva mancare, a chiusura, un accessorio utile per foto per studio di movimento: un lampeggiatore stroboscopico.



Alimentato direttamente dalla rete consente di essere utilizzato con lampade sovratte o normali, sino a un carico di 250 W.

I componenti utilizzati sono normalissimi del commercio, tutte le resistenze, ad eccezione di una, sono da 1/2 W.



La frequenza del lampeggio può essere variata agendo sul potenziometro da 10 k Ω . Il tempo minimo è sul mezzo secondo, dipende dal tempo richiesto dal condensatore da 150 μ F di ricaricarsi e di scaricarsi attraverso la lampada al neon. Il tempo di carica dipende appunto dal valore del potenziometro da 10 k Ω . Quando il tutto viene acceso, dipendendo dal valore del detto potenziometro, la tensione caricherà il condensatore che, carico, si scaricherà attraverso la lampadina al neon e la resistenza da 4,7 k Ω che piloterà l'amplificatore di corrente BC 109/BC 112 che piloterà lo SCR che, innescando, accenderà la lampada sul carico.

La lampadina al neon, NE2 o simili, deve poter innescare a tensioni < 80 V.

* * *

Hanno collaborato a questa puntata:

D. DI MARIO viale Zara 114 - MILANO che vince il premio di lire 30.000 in componenti elettronici offerti dal mecenate dei radioamatori italiani **Giovanni LANZONI** via Comelico 10 MILANO, sempre prodigo.

Giovanni LANGREO (o LANORIO) via P. Cella 82 - PIACENZA che vince il premio di lire 30.000 di sconto su acquisti offerto dalla **General Processor** via Pian dei Carpini 1 FIRENZE, produttrice di sistemi di elaborazione.

Marcello DELLA VALENTINA viale delle Milizie 106 - ROMA che vince una antenna 18AVQ (per estrazione a sorte) offerta dalla **QST ELETTRONICA** di Ottavio CARUSO via Fava 33 NOCERA INFERIORE.

Francesco PUPPINATO via Postumia 6 - QUINTO DI TREVISO e **Lorenzo BAGGIO** via Mazzini 40 - ROSA' (VI) che vincono ciascuno un alimentatore stabilizzato 220/12V, 3 A (Trio Kenwood) offerti sempre dalla munifica **QST ELETTRONICA** di OTTAVIO CARUSO.

Infine manderò **due dischi long playing** (come richiestomi) a:

Vassili V. STEPANOV P.O. Box n. 88 - MOSCA.

* * *

Inoltre rammento, come sempre, che a tutti i collaboratori mensilmente verranno sempre assegnati dei ricchi premi.

Profittatene! *****

cq elettronica e XÉLECTRON

... e se gli altri copiano, pazienza!

i fratelli della costa

GESTA e AZIONI di MODERNI PIRATI
"ALLINEATI e... SCOPERTI" da... **alfa4**



Alfa 4... alias Pino Zàmboli

Di incontri fra «grandi» nel corso dei secoli se ne sono avuti parecchi; la storia ce ne ha tramandati tanti... e ancora continuerà a tramandarcene perché il mondo, come è tanto grande, a volte diventa così piccolo e ci si ritrova faccia a faccia con chi nemmeno si crede! L'incontro c'è stato e si sono travati di fronte baffi contro baffi nientepodimeno che, udite, udite:

CAN CARBONE e ALFA 4

Quale tremendo destino, quali paurose sciagure si presentano all'orizzonte degli amici CB!

Scongiri ed esorcismi a parte, la cosa doveva «pur» succedere... ed è stato meglio che sia successa così senza colpo ferire! Oltremodo i «due» hanno scoperto di avere in comune tanta simpatia e di lottare per la stessa causa: la CB. Questo fenomeno che a detta di molti doveva essere passeggero, contro tutte le previsioni, ha avuto un incremento notevole; molti CB, soffrendo la ristrettezza

di frequenza, hanno «scoperto» volontariamente o involontariamente altri «spazi» di traffico leggi 45, 88, 23 metri & affini! Ma qual'è la spiegazione per questo fenomeno? Eccola.

Da qualche tempo molte persone hanno avuto il piacere di scoprire l'hobby della radio per «colpa» della famigerata 27 MHz familiarmente chiamata Banda Cittadina o CB (da «Citizen Band»).

Questo fenomeno è facilmente riscontrabile dalla miriade di antenne, semplici o composte, che hanno popolato tantissimi tetti e automobili. Tanto forte è stato l'effetto da provocare interminabili guerre, oserei dire «stellari» (visto che si tratta di oggetti abbastanza «spaziali»... (fra i CB e i condòmini non sempre disposti a vedere una non naturale danza del ventre provocata dalle distorsioni-video, ottenute per effetto del TVI...! D'altra parte loro accetterebbero sicuramente di buon grado la... Giusti, ma per un Baudo «conturbante»... credo che non sono proprio d'accordo!

Tanto importante e popolare è il fenomeno CB che se vi capita di girare con un'antenna un po' strana, diciamo un po' fuori dal normale sulla vostra quattroelementi, vi sentirete chiamare con un BREAK, BREAK e tantissimi vi chiederanno il vostro QRZ...

È indiscutibile la popolarità che si è creata intorno alla CB, anche se questa porta spesso a fare delle grandi confusioni. Non solamente i CB, ma anche altri «moderni pirati» o OM parlano per radio; purtroppo oggi radioamatore è sinonimo di baracchino e questo onestamente non è esatto... dobbiamo dare a Cesare quel che è di Cesare! I CB possono operare solo sulla 27 MHz e hanno dovuto ottenere solamente una concessione; gli OM hanno dovuto sostenere degli esami e possono operare su diverse bande di frequenza. I «pirati» in barba a tutto operano dove fa... loro comodo! Vanto degli OM è stato per molti lustri il fatto che loro riuscivano a fare QSO internazionali, mentre i CB solo a livello locale. Oggi questa regola non vale più: gli 11 metri offrono delle possibilità di QSO-DX eccezionali! La famosa differenza fra CB e OM almeno sotto questo profilo... non esiste più.

Ma come si arriva alla CB?

S'inizia sempre così, per caso, con i ricetrasmittitori-giocattolo comprati per il bambino e ci si trova impelagati in un baillamme terribile con una completa stazione ricetrasmittente, immersi fino al collo fra numeri, espressioni uniche e canali sempre «meno navigabili»! Si esaurisce la prima euforia del QSO e poi... Dopo il primo impatto con la frequenza e «contorni», i CB, «gli operatori della Banda Cittadina» subiscono una metamorfosi.

Si possono identificare in quattro categorie così suddivise:

1) Alla prima appartengono quelle persone che, superata la curiosità e l'euforia del momento, si scocciano e fanno subito QRT definitivo (amen...!).

2) Alla seconda appartengono quelle persone che, da «buoni e modesti CB», continuano a fare QSO locali senza grandi pretese (e sono quelli sempre pronti per una QSY in verticale — specialmente se ci sono gringhelle... —, carica batterie, riunioni, clubs CB, ecc.).

3) Alla terza appartengono quelle persone che, esauriti gli argomenti dei QSO-locali, si preparano per gli esami per la patente di radioamatore e si ritrovano, dopo, sulle bande OM.

4) Alla quarta categoria appartengono quelli che, fortemente appassionati e presi da uno spirito agonistico non indifferente, si dedicano alla ricerca del collegamento a lunga distanza!

Dei CB delle prime tre categorie il CAN BARBONE ha ampiamente trattato in lungo e in largo nelle sue interessantissime «puntate». Ma dei FRATELLI DELLA COSTA di questi moderni «pirati» che «navigano» giorno e notte all'arrembaggio di ambite prede (DX), mai una parola è stata spesa...



HI - JAF - 201

Più pirata di così...

È di queste persone che io vi voglio parlare perché costituiscono un fenomeno non più trascurabile, ma sono una realtà che non si può ignorare, come pure il traffico che si svolge sui 45 metri e altre frequenze simili. Oggi molti shak sono pieni di moltissimi diplomi e molti possono dimostrare con relativa cartolina QSL di aver collegato paesi quali la Mongolia, l'Antartica, le isole del Pacifico e un'infinità di altre Countries da fare gola ai migliori DX'r decametrici... naturalmente in 27 MHz! Questi amici si dedicano con vero HAM SPIRIT al perfezionamento di apparecchiature e antenne per raggiungere risultati sempre più apprezzabili, su di una banda che ufficialmente dovrebbe rendere ben poco, se non il solito QSO locale con tutto il baillame che ne deriva fra splatters, portanti, intermodulazioni, e chi più ne ha più ne metta.

Oltre questo poi c'è da tener presente che mentre sulle bande decametriche le possibilità di QSO-DX sono decisamente maggiori e in qualsiasi ora del giorno e della notte (eccetto eccezionali giorni dell'anno), in 27 MHz bisogna tener conto di particolari mesi, giorni, anzi a volte oserei dire anche poche ore nelle quali è possibile sfruttare gli effetti e le aperture di propagazione.

Poi immaginatevi l'affollamento: i CB tutti in una sola banda (sempre più stretta..) gli OM su diverse frequenze; questi ultimi hanno a disposizione nominativi internazionali che permettono di individuare subito la nazione di appartenenza. Provate ad ascoltare in 27 MHz: cinquantamila fra lettere e numeri vi «gireranno» intorno e sinceramente oltre che a sentirsi come «asini in mezzo ai suoni», ci vuole veramente orecchio e... tantissimo MANICO per riuscire a individuare i segnalini DX! Poi bisogna aggiungere gli splatters dei canali adiacenti, le intermodulazioni da parte di «amici» che, senza permesso o regola, si mettono a chiamare sulla stessa frequenza, il QRN statico tipico della frequenza, il QRM-auto particolarmente sensibile, la propagazione che ti fa ascoltare contemporaneamente segnali locali e DX o da diverse direzioni o che li fa scomparire di colpo facendoti rimanere con un bel pugno di mosche in mano! Vi assicuro amici, veramente è pazzesco!

Eppure si fa, si riescono a portare avanti QSO meravigliosi e si ricevono le relative QSL di conferma senza l'aiuto di managaers o burò internazionali. *



*Un amico del Brasile,
 e la sua stazione.*

Un pirata invasore...

La possibilità di DX in 27 MHz si sapeva già da molto tempo; da diversi anni si sono sempre ascoltate emissioni e segnali con parlate «stranger» che arrivavano senza problemi. Nei primi tempi ci si limitava al solo ascolto più per curiosità che per altro; poi con un poco di coraggio e bella «faccia tosta», si cercò di contattare, anche se in modo molto arrangistico, la voce sconosciuta dall'altra parte...

Qual'è la realtà d'oggi?

Io penso (e molti sono d'accordo con me...) che si possono fare, sulla 27 MHz, QSO con qualsiasi parte del mondo. E i fatti lo dimostrano: giornalmente si ascoltano stazioni lontanissime: senza problemi si collegano gli USA o il Giappone come se fossero stazioni locali e con segnali fortissimi.

Questo è dovuto principalmente alla propagazione, ma anche al fatto che si usano apparati ricetrasmittenti altamente professionali in SSB e antenne direttive a più elementi ad alto guadagno.

Come vedete c'erano ancora molte cose da «scoprire» in questa benedetta 27 e bande simili!

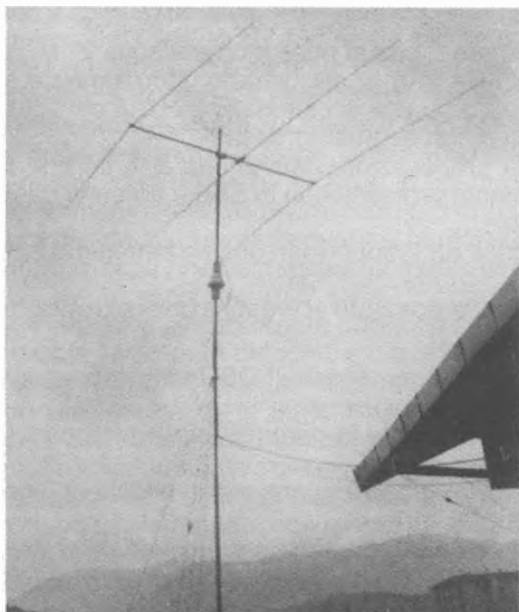
A questo punto vi sarete resi conto che l'argomento si presta a diverse trattazioni quali:

- Propagazione e fasce orarie ovvero ore per possibili QSO e direzioni per il puntamento delle antenne.
- Segnalazioni di stazioni importanti ascoltate in gamma, relative frequenze, orari, QSL informazione.
- Lista dei paesi attivi e lavorati in 27 MHz con aggiornamenti notizie utili per contattarli.
- Paesi MUST WANTED cioè attivi, ma particolarmente difficili da lavorare o più richiesti per un futuro QSO.
- Paesi collegati per la prima volta (NEW-COUNTRY).

- QSL ricevute per conferme di QSO.
- Attività dei gruppi e clubs italiani e stranieri con notizie circa l'attività e regolamenti di contests nazionali e internazionali.



La QSL di un gruppo DX importante: il World 11 m, di Padova.



L'antenna di un noto DXer: «Lima Mike», di Avellino.

- Manifestazioni, meetings, incontri, fiel-days, cacce all'antenna ecc.
- Descrizione di apparecchiature autocostruite, modifiche ad apparati commerciali, costruzione di antenne e di vari «ammennicoli ausiliari» per la stazione.
- Istituzione di trofei e diplomi.

Queste sono solamente alcune delle tantissime cose che «offrono» i 27 MHz e le «altre» bande. E tantissimi gruppi DX sono presenti sul territorio nazionale, ma forse conosciuti più all'estero che in ...casa!

Quanti «eroi sconosciuti» che combattono la loro battaglia all'ombra di una bandiera pirata...

FRATELLI DELLA COSTA... dove siete?

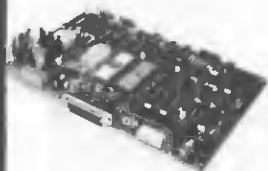
ALFA 4 vi chiama...

In attesa, continuerò il mio solitario al sole, sospeso sull'amaca attaccata fra il riflettore e l'ultimo direttore della mia 16 elementi sistemata sul terrazzo a 152 metri di altezza...

ACROBATICAMENTE vostro

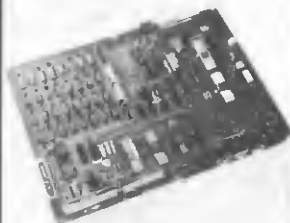
ALFA 4

Piastra terminale
video 80x24 ABACO TVZ



grifo 40016 S.Giorgio
V.Dante,1 (BO)
Tel. (051) 892052
Vers. c/c postale n. 11489408
aggiungere L.1000 per spese p.

Calcolatore ABACO 8



Z80A - 64KRAM - 4 floppy -
I/O RS232 - Stampante ecc. -
CP/M2.2 - Fortran - Pascal -
ecc.

STAMPANTI ANADEX
Centro assistenza
Riparazioni



Terminale video
tipo TVZ

La linea
di prodotti ABACO
è anche costruita
e commercializzata
dalla ditta

S & H s.n.c.
PESCHIERA
BORROMEO (MI)
via 1° maggio
Tel. 02 - 5472435

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

TRANSVERTER 11/45 mt. COSTRUZIONE PROFESSIONALE!

Potenza d'uscita: 4W AM FM 12W p.e.p. SSB
Potenza pilotaggio: 3 ÷ 5W AM 9 ÷ 15W p.e.p. SSB
Tensione d'alimentazione: 13,8V nom. 12 ÷ 15V eff. fet.
Corrente assorbita: inferiore a 2 A (13,8V)
Dimensioni: 65 x 210 x 220 mm
Semiconduttori impiegati: 3 Mosfet 8 Transistors 14 Diodi
Stadio finale in classe AB per un'ottima modulazione
CLARIFIER con escursione minima 20KHz



CERCASI DISTRIBUTORI

ERL di L. Bagaglia via U. Bassi 4 06100 PERUGIA Loc. Montebello
SPEDIZIONI CONTRASSEGNO OVUNQUE Tel. 075/38106