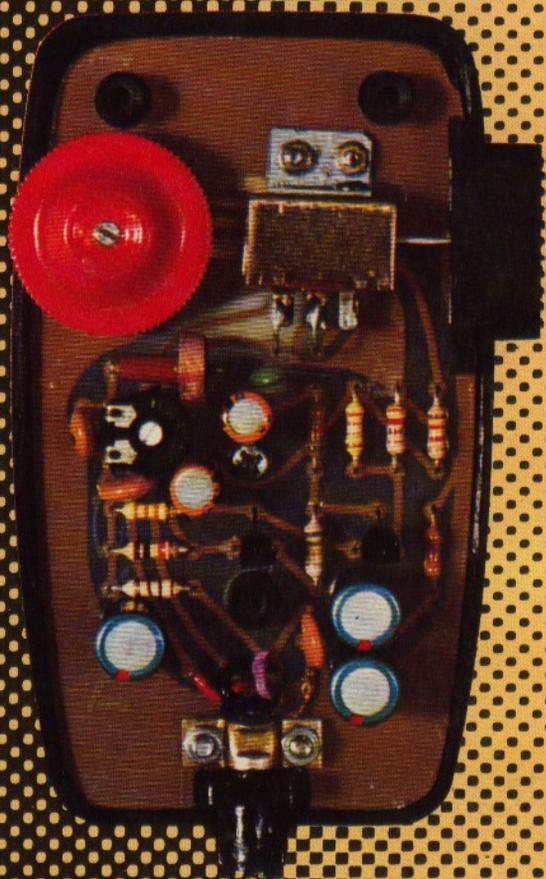


L. 1500

# XELECTRON

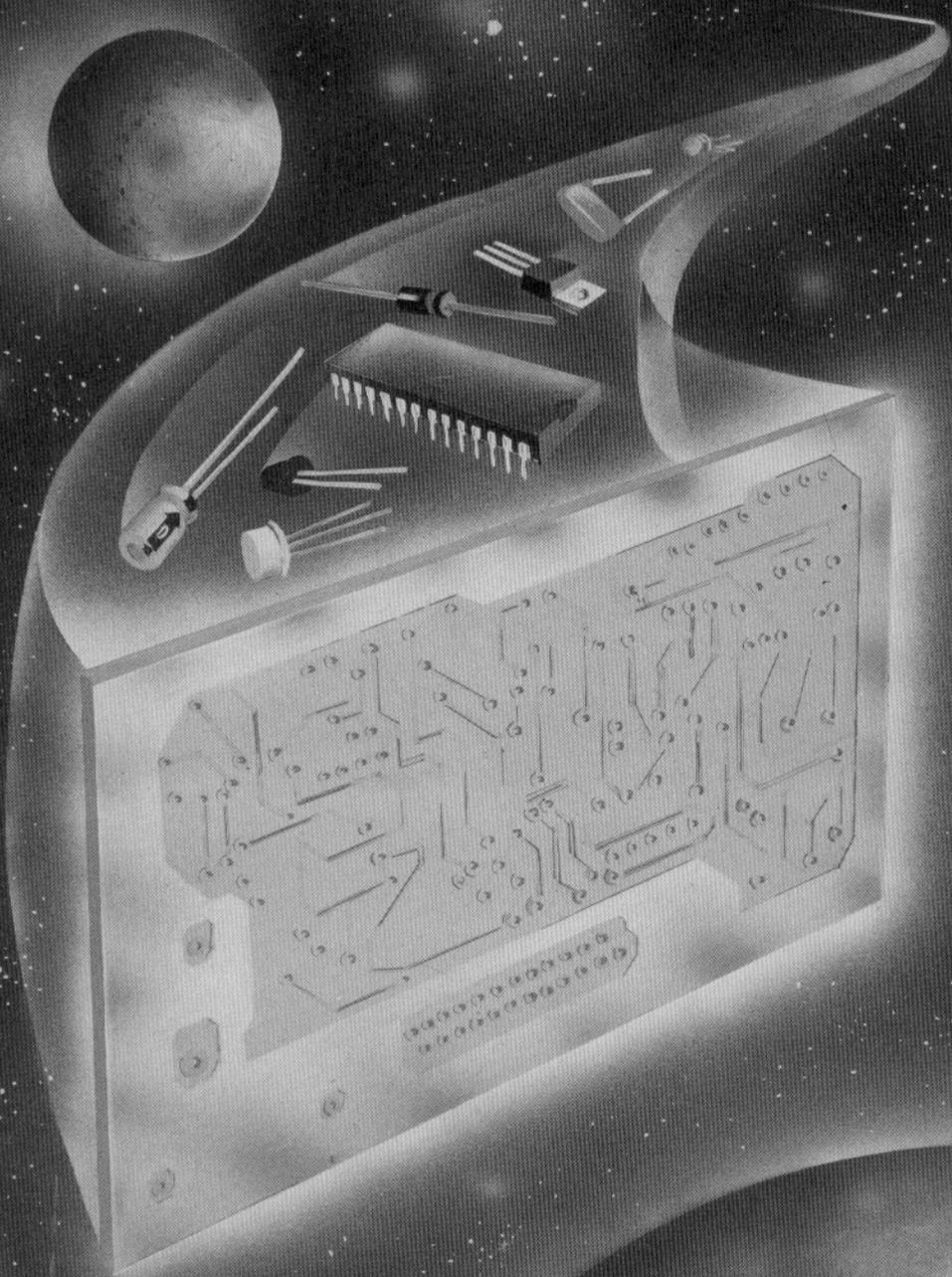
SUPPLEMENTO A **EE** ELETTRONICA N. 10



sped. in abb. post. g. III

- ricevere le telefoto dei satelliti ● sincrodina "n.4" ●
- micro preamplificato ● capacimetro analogico ●

Panari G.



# FALCONKIT SCATOLE DI MONTAGGIO... DELL' ALTRO MONDO

COSTRUZIONI ELETTRONICHE  
di PANCIROLI & C. S.N.C.  
Via Samoggia, 68-42100 REGGIO EMILIA  
Tel. (0522) 34974

# XELECTRON

SUPPLEMENTO  ELETTRONICA

ottobre 1980

## sommario

- 2 **Ricevere le telefoto dai satelliti** (Porrini)
- 6 **ECONOMICA Ground Plane per i 2 metri** (Tripodi)
- 10 **un semplice ma pratico cronometro digitale con memoria** (Ficara)
- 14 **sinicrodina "numero 4"** (Miglio)
- 22 **CAPACIMETRO ANALOGICO** (Caracausi)
- 40 **Micro preamplificato per ALAN K 350 BC** (Michienzi)
- 44 **L'adattamento di impedenza e il ROS** (Cherubini)
- 52 **mini-termometro digitale** (Venè)
- 60 **multimetro digitale** (Giaconia)
- 76 **Addenda al "Quasi tutto sul 741"** (Erra)

EDITORE s.n.c. edizioni CD  
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Totti

REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE  
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ  
40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - ☎ 55 27 06 - 55 12 02

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 - ☎ 6967  
00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37

DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO  
Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano  
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli  
Manoscritti, disegni, fotografie,  
anche se non pubblicati, non si restituiscono

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 17.000 (nuovi)  
L. 16.000 (rinnovi)  
ARRETRATI L. 1.500 cadauno  
Raccoglitori per annate L. 6.500 (abbonati L. 6.000).

TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

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

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

ABBONAMENTI ESTERO L. 20.000  
Mandat de Poste International  
Postanweisung für das Ausland  
payable à / zahlbar an

edizioni CD  
40121 Bologna  
via Boldrini, 22  
Italia

Ricevere le

# telefoto dai satelliti

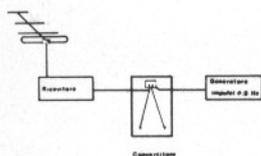
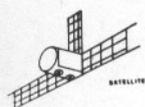
Maurizio e Sergio Porrini

Il convertitore che descriviamo ha ottenuto, per la sua semplicità, un secondo premio a un Concorso Philips.

Potrà essere costruito anche da chi non possiede attrezzature meccaniche, essendo di semplicissima concezione.

Non è però adatto a scansioni orizzontali superiori a 2 Hz.

E' stato usato per convertire le telefoto inviate dai NOAA e METEOR.



Satellite	NOAA
Frequenza	138.6 MHz
Scansione	0.5 Hz

FIG. 1 ORGANIZZAZIONE DEL RICEVITORE

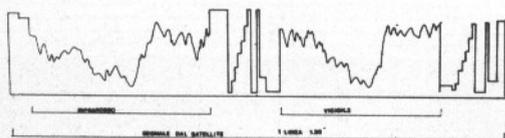


FIG. 2  
SEGNALE  
CORRENTE LE  
SINTONIZZAZIONE



FIG. 3 SCHEMATICO IN FOTO

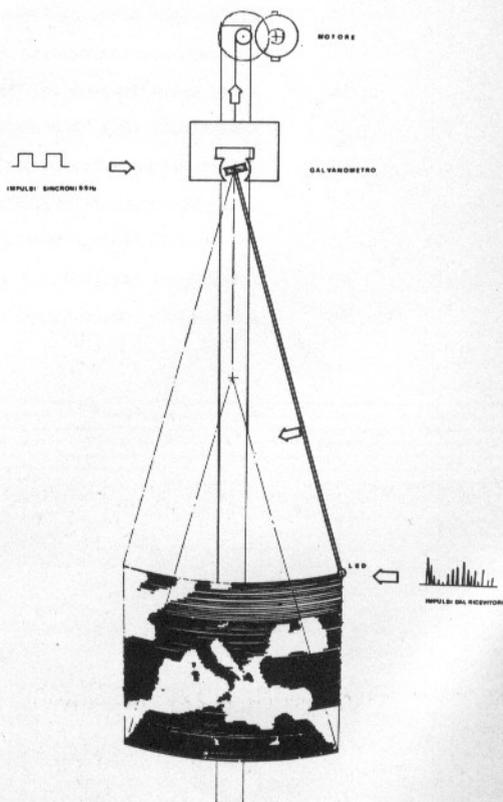


figura 1

figura 2

E' costituito essenzialmente da un pendolo mantenuto in oscillazione sincrona da un galvanometro (scansione orizzontale). La scansione verticale è ottenuta facendo scorrere il dispositivo mediante un motorino.

Un led sospeso all'estremità inferiore del braccio oscillante si illumina proporzionalmente al segnale inviato dal satellite.

Una macchina fotografica con l'otturatore sempre aperto registra il puntino luminoso del led, ricomponendo l'immagine sul negativo.

In figura 1 potete vedere lo schema a blocchi. L'antenna adatta a ricevere 137,5 MHz è simile a quella descritta dal Professor Medri su **cq elettronica**.

Sono stati eliminati tutti gli elementi direttori, mantenendo solo i dipoli e i riflettori, per diminuire la direttività e quindi evitare di seguire il satellite durante il suo percorso. Il segnale è amplificato mediante l'integrato per VFO OM335 della Philips e inviato, mediante il cavo RG8, al convertitore 137,5 → 27 MHz della STE di Milano.

Da questo passa al ricevitore BC603 modificato (**cq** 4/76). Il segnale amplificato viene prelevato dal secondario del trasformatore di BF, radriizzato da un diodo e inviato al led.

Per concentrare la luce del led e ottenere quindi righe sottili, praticate sulla superficie frontale una piccola cavità, levigata con liquido per lucidare carrozzerie. Controllate durante l'operazione la luce del led, dovrà risultare puntiforme e brillante.

I terminali del led, isolati e saldati, sono infilati in un tubetto di alluminio, che costituisce il braccio oscillante del pendolo (foto 3).

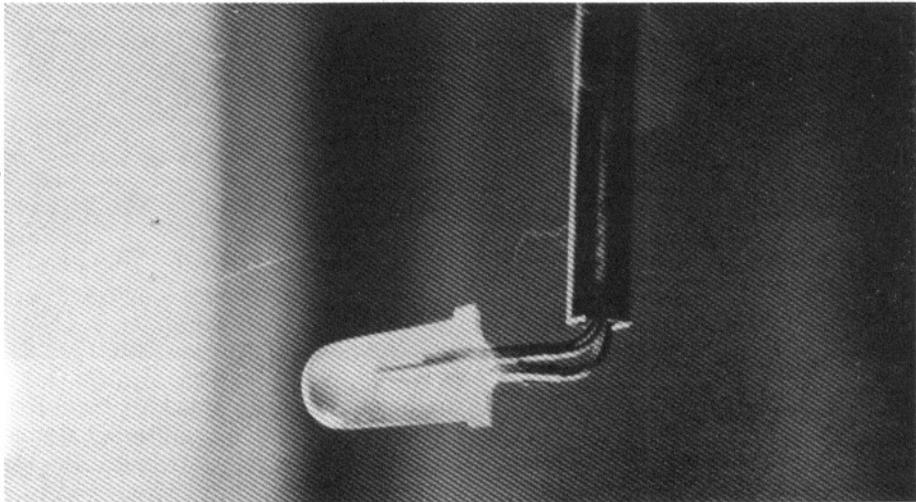


foto 3

La parte superiore del tubetto è incollata con resina epossidica per aeromodelli all'indice di un milliamperometro da 1 mA fondo scala.

I due conduttori passano all'interno del tubetto, fuoriescono dall'estremità superiore e sono lasciati laschi per circa 60 mm per permettere al tubetto di oscillare liberamente; sono saldati a due capicorda fissi. A questi farà capo il cavetto schermato di BF.

Prima di fissare il led occorrerà trovare il giusto periodo di oscillazione del braccio costituito dal tubetto.

Alimentando i morsetti dello strumento con il generatore di impulsi, dovrete ottenere la massima ampiezza di oscillazione (circa 25 cm) accorciando il tubetto. A questo punto il pendolo sarà quasi in sincronismo con gli impulsi del generatore.

In serie allo strumento dovrete porre una resistenza per ridurre l'assorbimento a circa 20 mA.

Troverete lo schema del generatore di impulsi su **cq** 7/80, dovrete solo aggiungere due divisori, a partire dal punto segnato 100 Hz.

Il milliamperometro sarà fissato a un supportino scorrevole in una guida a C in alluminio anodizzato (foto 4).

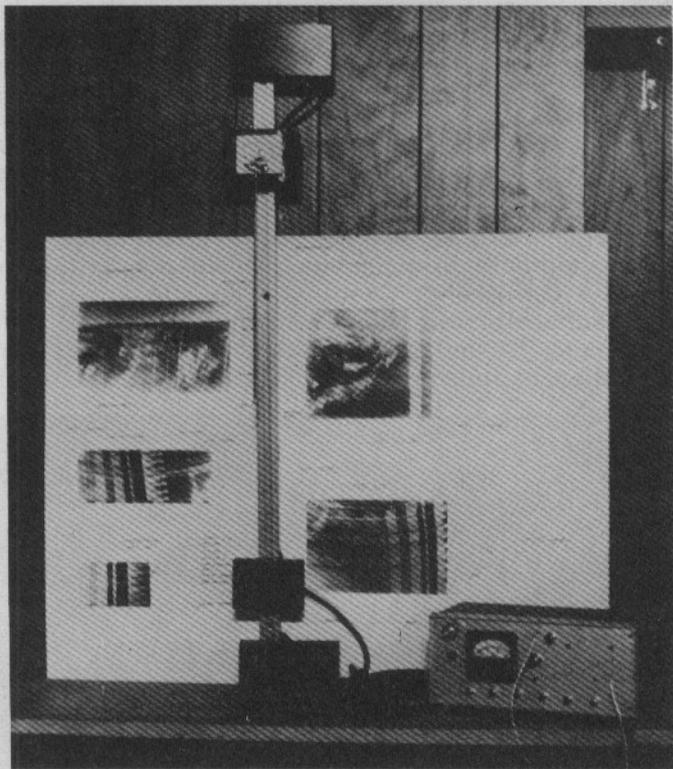


foto 4

Sarà sospeso con una funicella in acciaio, che troverete tra i ricambi per le sintonie dei ricevitori. La funicella passerà sopra un rullino di gomma alla sommità della guida (foto 5) e porterà all'altra estremità un contrappeso.

Il rullino avrà  $d = 250/n t \pi$ , dove  $n$  sono i giri di uscita del riduttore e  $t$  è la durata di una scansione verticale. E' incollato con resina epossidica all'alberino di uscita del riduttore Crouzet ruotante a un giro al primo (1 g/1'). Il diametro sarà tale da far percorrere allo strumento 25 cm in 3,5 minuti primi per una scansione di 2 Hz del satellite Meteor.

Il pendolo oscilla a 1 Hz, perché deve essere cancellata la traccia di ritorno, spegnendo il led col relay di cancellazione. Per la scansione di 1,6 Hz dei satelliti NOAA, l'oscillazione sarà di 0,8 Hz, e verrà cancellata una delle due foto trasmesse, una per il visibile e una per l'infrarosso. In questo caso, la scansione verticale avverrà in 5' su una altezza di 25 cm.

Controllate ora il perfetto sincronismo tra il pendolo e il generatore, alzate il volume del ricevitore fino ad accendere il led, collegate lo strumento al generatore, l'oscillazione massima sarà raggiunta in pochi secondi. L'accensione e lo spegnimento del led dovranno avvenire all'estremità della corsa; se si spegne dopo aver superato il punto di massima decelerazione, dovrete accorciare il braccio, inserendo il led nel tubetto, nel caso contrario aggriungete un peso piccolissimo che farete scorrere sul tubetto, ricercando il miglior sincronismo.

Lo schema elettrico è stato pubblicato su **cq** 7/80, dovrete solo aggungere due decadi 7490 per ottenere 1 Hz, a partire dal punto segnato 100 Hz. Al posto dello stepper motor sono inseriti due piccoli relais da 200  $\Omega$ . Uno per l'azionamento del galvanometro, l'altro per interrompere la corrente del led, e cancellare la traccia di ritorno.

I filamenti del BC603 devono essere alimentati con 12 V stabilizzati, pena la formazione di barre sulla foto.

La riproduzione dell'immagine è eseguita direttamente durante il passaggio del satellite, saltando la registrazione magnetica per semplificare il procedimento. La qualità della foto ricevuta sarà proporzionale al rapporto segnale/rumore; sarà determinante la qualità dell'antenna, del preamplificatore e la lunghezza del cavo coassiale.

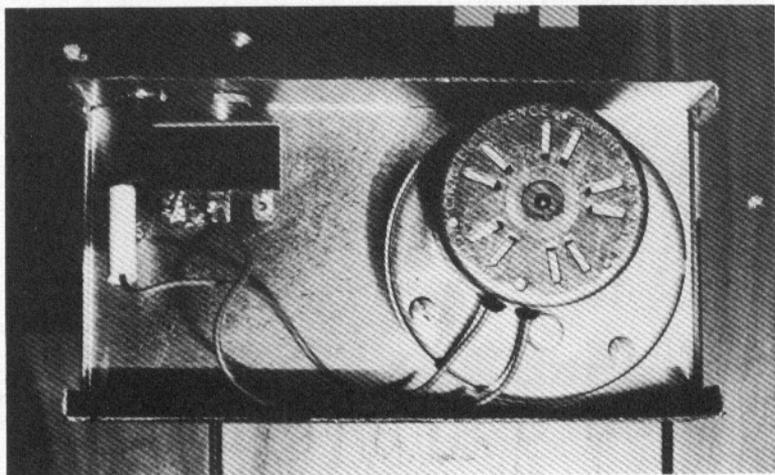
E' stata usata una macchina fotografica 24 x 36, con diaframma aperto a 2,7. La pellicola era la Kodak 2475 Recording, sensibile al rosso.

Negative di altri tipi non hanno sensibilità sufficiente, e lo spettro di sensibilità al colore non adatto ai led che si trovano in commercio.

Terminata la scansione, con l'obiettivo aperto in posa, aprite in camera oscura il serbatoio porta pellicola e tagliate il fotogramma, impressionato. Introducete nel contenitore in plastica, che in precedenza conteneva la pellicola e sviluppatelo per 8 o 9 minuti, per ottenere una sensibilità di 800 o 1000 ASA, fissate per 5 minuti.

\*\*\*\*\*

foto 5



# ECONOMICA

# Ground Plane

per i 2 m

---

*I2TRP, Piero Tripodi*

---

Una delle antenne maggiormente conosciute e usate in campo radiantistico è la **Ground-Plane**.

Come si sa, questa è un'antenna a polarizzazione verticale avente un basso angolo di radiazione e quindi ottima per i DX.

E' costituita da un radiatore verticale che si erge su un piano di terra artificiale.

L'altezza dell'antenna da terra non ha assolutamente alcuna importanza: ciò che conta è che non vi siano oggetti metallici o riflettenti vicino al radiatore verticale.

Chi non volesse spendere per l'acquisto di una tale antenna una cifra che va dalle 30 alle 60.000 lire potrà realizzare questa da me presentata che, a differenza di tante altre antenne simili pubblicate, non richiede alcuna lavorazione meccanica particolare. Nella realizzazione di tale antenna mi ero infatti prefisso di ottenere un bassissimo costo di tutto l'insieme, e una gran semplicità meccanica oltre che naturalmente una grande robustezza.

## descrizione

Nelle figure 1 e 2 è visibile l'antenna nel suo insieme, nella figura 3 è riportato invece il disegno costruttivo della stessa; sempre con riferimento al disegno costruttivo riporto qui sotto la descrizione dei vari pezzi:

- 1 - Connettore da pannello doppia femmina serie UHF. Lo si potrà reperire presso i migliori rivenditori di materiale OM, il suo numero di catalogo GBC è: GQ - 3120-00.
- 2 - Disco di ottone del diametro di circa 8 cm e 2 mm di spessore.
- 3 - 4 radiali in tondino di ottone del diametro di 4 mm, piegati come è visibile nel disegno e saldati sul disco di ottone descritto al punto precedente.
- 4 - Elemento radiante dell'antenna in tondino di ottone del diametro di 4 mm.
- 5 - Connettore PL259.
- 6 - Dischetto di vetronite del diametro di circa 2 cm recante al centro un foro del diametro di 4 mm. Si realizzerà utilizzando della vetronite per circuito stampato asportando con l'apposito acido lo strato di rame escluso un piccolo anello al centro intorno al foro; questo anellino in rame lo si utilizzerà per saldare il dischetto all'elemento radiante. La funzione di questo pezzo è quella di impedire che l'acqua piovana scor-

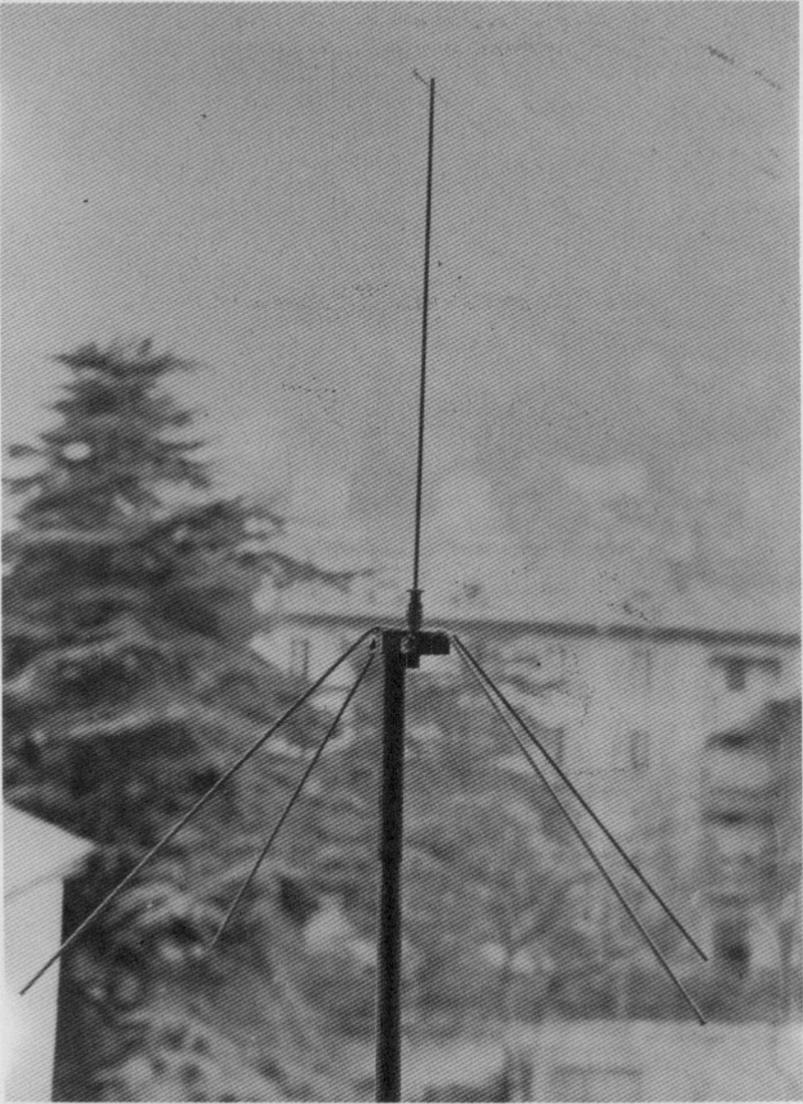


figura 1

rendo lungo il radiatore si infiltri all'interno del PL259 compromettendo il collegamento elettrico.

- 7 - Squadretta metallica ripiegata a L; serve per supportare l'antenna al palo.
- 8 - Manicotto di plastica o di alluminio; serve per proteggere dagli agenti atmosferici la giunzione cavo di alimentazione e antenna. Lo si potrà realizzare utilizzando un piccolo bicchiere di plastica o un fondo di bottiglia di alluminio (tipo quelle usate per le bombolette spray) avente però il fondo piano. Chi lo desiderasse può eliminare tale pezzo e proteggere la giunzione cavo-antenna con del nastro isolante.

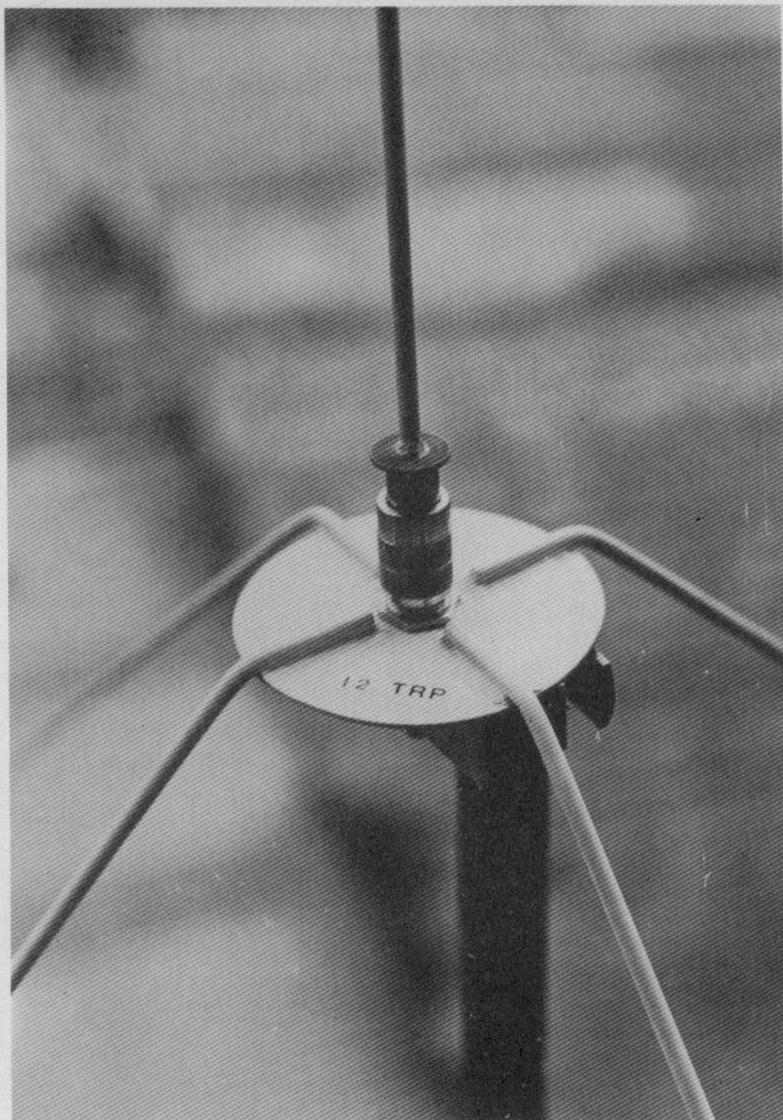


figura 2

## realizzazione

Con l'ausilio del disegno costruttivo riportato nella figura 3 e con la descrizione dei vari pezzi sopra riportata la realizzazione dell'antenna si presenta notevolmente semplice.

L'unica operazione complessa potrebbe essere la saldatura degli elementi radiali sul disco di ottone; disponendo infatti di un normale saldatore con circa 40 W di potenza sarà pressoché impossibile riuscire a scaldare sufficientemente le parti da saldare portando lo stagno alla temperatura di fusione; non disponendo di un saldatore di  $200 \div 300$  W si potrà egual-

mente aggirare l'ostacolo ponendo il disco di ottone sulla piastra calda di un ferro da stiro e quando questo si sarà arroventato sufficientemente si provvederà a eseguire la saldatura servendosi del solito saldatore di cui si è in possesso.

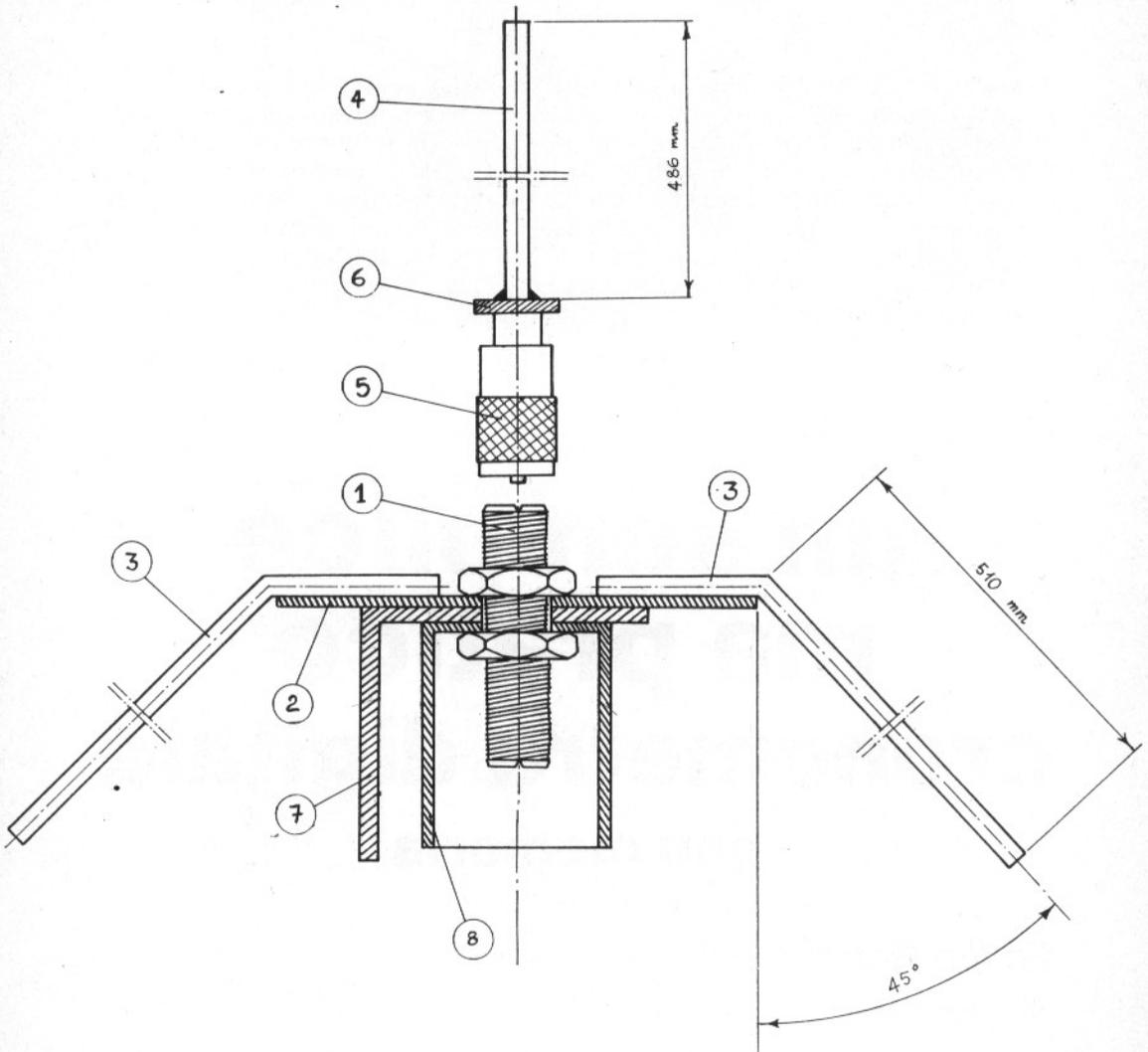


figura 3

Si osservi inoltre che per collegare l'elemento radiante — pezzo 4 — con il PL259 — pezzo 5 — sarà necessario (servendosi di una lima) ridurre il diametro del tondino di ottone a una estremità fintanto che il primo pezzo non entrerà nel secondo.

Sempre a proposito dell'elemento radiante si osservi che occorrerà costruirlo un paio di centimetri più lungo rispetto alla misura teorica riportata nella figura 3, si provvederà poi in fase di taratura a ridurne opportunamente la lunghezza.

Terminata la realizzazione dell'antenna, prima di avvitare tra di loro i vari pezzi, si potranno verniciare tutte le parti di ottone, cosicché si otterrà con poche migliaia di lire un'antenna che anche dal lato estetico non ha niente da invidiare a tante altre di gran lunga più costose.

## taratura

Avendo realizzato l'elemento radiante di qualche centimetro più lungo del normale, misurando le onde stazionarie ai due estremi della gamma (144 ÷ 146 MHz), noteremo che queste sono più alte sulla frequenza alta. L'operazione di taratura consiste nell'accorciare di pochi millimetri alla volta l'elemento radiante fintantoché non si otterrà lo stesso valore di onde stazionarie agli estremi della gamma e minimo a centro gamma.

Nel prototipo da me realizzato ho ottenuto i seguenti valori di ROS:

144 MHz: 1,35;

145 MHz: 1,15;

146 MHz: 1,30. \*\*\*\*\*

---

# un semplice ma pratico cronometro digitale con memoria

---

*Emilio Ficara*

---

Vi sono in commercio degli integrati capaci di costituire con la sola aggiunta del display e dei pulsanti un completo cronometro digitale; non tutti riescono a trovarli e quindi per questi Lettori ho pensato di progettarne uno « alternativo » con pezzi che sono riuscito a trovare sulla piazza di Milano.

Le caratteristiche di questo cronometro sono:

- 1) oscillatore quarzato a 32.768 Hz con un quarzo da orologio da polso;
- 2) display a quattro cifre che possono visualizzare un massimo di 9 minuti 59 secondi e 9 decimi con possibilità di arrivare a 40 minuti con l'aggiunta di un altro integrato e sfruttando i punti decimali presenti nel display;
- 3) comandi di reset, start, stop, scrittura memoria (MW), lettura memoria (MR), display on e comando di acceso-spento;
- 4) alimentazione a 9 V.

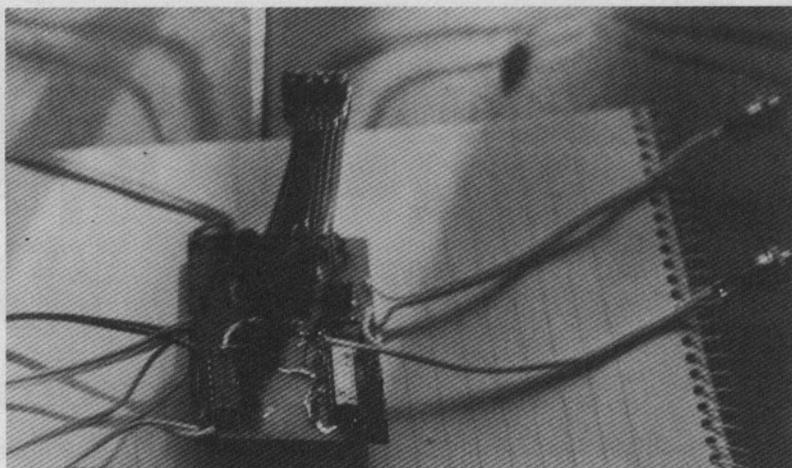


figura 1

Foto del prototipo senza il quarzo.

## COME FUNZIONA

L'oscillatore costituito da una porta del 4011 collegata al quarzo fornisce un'uscita a 32.768 Hz variabile tramite il compensatore; questa frequenza viene poi inviata a un'altra porta di tipo NAND; l'altro ingresso di questa porta di tipo NAND è collegato a una memoria che mantiene il valore 1 dopo aver premuto il comando di start (e permette quindi il passaggio della frequenza) e il valore 0 quando si preme lo stop (e quindi blocca i 32.768 Hz).

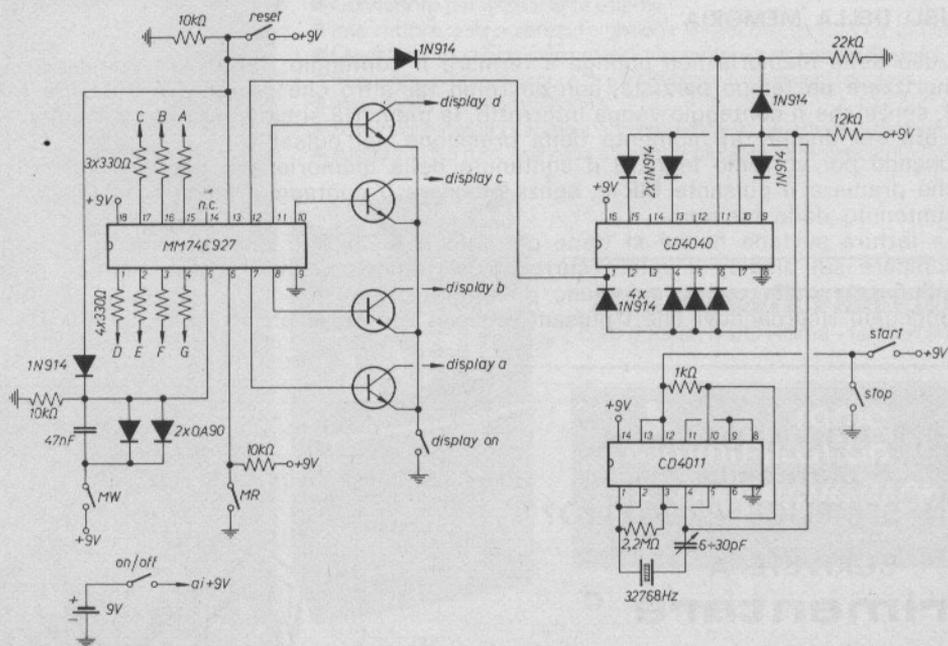


figura 2

Schema elettrico del cronometro nella versione che conta fino a 9 min, 59 sec, 9 decimi.

un semplice ma pratico cronometro digitale con memoria

Il segnale proveniente dalla precedente sezione arriva poi a un 4040 (divisore con 12 uscite) collegato in modo da offrire una divisione per 3277 e da qui esce ridotto a 10 Hz. La frequenza di 10 Hz arriva quindi all'integrato MM74C927 della National il quale è un contatore a quattro cifre con uscite multiplexate per il display; la seconda cifra da sinistra è già organizzata internamente per resettarsi al numero 6. Questo integrato è già provvisto di memoria.

## COSTRUZIONE

La costruzione può essere effettuata su una piastrina forata a passo degli integrati e non presenta particolari difficoltà. Unica attenzione dovrà essere quella di curare bene le saldature. Il circuito, se ben costruito, deve funzionare immediatamente. L'unica taratura da eseguire è quella dell'oscillatore quarzato che deve funzionare a 32.770 Hz.

## USO

Una volta montato l'apparecchio si può procedere alla sua utilizzazione come segue:

- 1) accendere l'apparecchio tramite l'interruttore on/off;
- 2) premere lo stop;
- 3) premere il reset.

A questo punto l'apparecchio è pronto per funzionare e basterà premere lo start per farlo partire e lo stop per farlo bloccare e ovviamente il reset per riportarlo a zero (attenzione: il reset agisce anche sulla memoria). Nei momenti in cui non serve leggere il display è buona norma mettere l'interruttore « display on » in posizione off in modo da spegnere il display mentre l'apparecchio continua a contare economizzando così sul consumo delle pile.

## USO DELLA MEMORIA

L'uso della memoria non obbliga a fermare il conteggio; infatti, se vogliamo memorizzare un tempo parziale, non dovremo far altro che premere il pulsante MW e, senza che il conteggio venga interrotto, la memoria si caricherà con il valore che c'era sul display al momento della pressione del pulsante.

Quando poi vorremo leggere il contenuto della memoria non dovremo fare altro che premere il pulsante MR e, senza bloccare il conteggio, leggere sul display il contenuto della memoria.

La lettura avviene finché si tiene premuto il tasto MR; quando lo si rilascia, ricompare sul display il valore corretto del tempo che non è stato minimamente influenzato dalle operazioni d'uso della memoria.

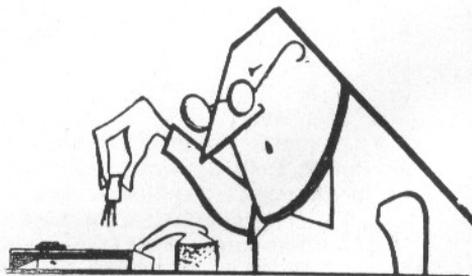
Concludo ricordandovi che i pulsanti devono essere di ottima qualità!\*\*\*\*\*:

**VOLETE COLLABORARE A  
cq elettronica  
CON UN SEMPLICE PROGETTO?**

**SCRIVETE A  
sperimentare ©**

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

*18YZC, Antonio Ugliano*  
corso De Gasperi 70  
CASTELLAMMARE DI STABIA



# Il portatile King-Size ricetrans ICOM IC 2E



- Connettore BNC per antenna flessibile in gomma o altre antenne esterne
- Controllo dello squelch
- Controllo del volume
- Interruttore del  $\pm 5$  KHz/0
- Selettore di frequenza a passi di 5 KHz da 144 a 148 con una copertura di 800 canali in FM
- Connettore per microfono esterno
- Connettore per altoparlante esterno
- Interruttore della potenza d'emissione "High-Low" da 1,5 W a 150 mW
- Deviatore "Dup/Sim" permette di trasmettere e ricevere sulla stessa frequenza (simplex) oppure  $\pm 600$  KHz per trasmissioni (duplex)
- Impedenza d'antenna 50 ohms
- Fornito di batterie ricaricabili, antenna flessibile, caricatore di batterie
- Altezza 116,5 mm, larghezza 65 mm, profondità 35 mm, peso 450 gr

**ALTA FEDELTA' FEDERICI**

c.so d'Italia, 34/C Roma - tel. 857942



radio  
communication

di **F. ARMENGHI 14LCK**

Via Sigonio, 2 - Tel. (051) 345697 - 40137 BOLOGNA

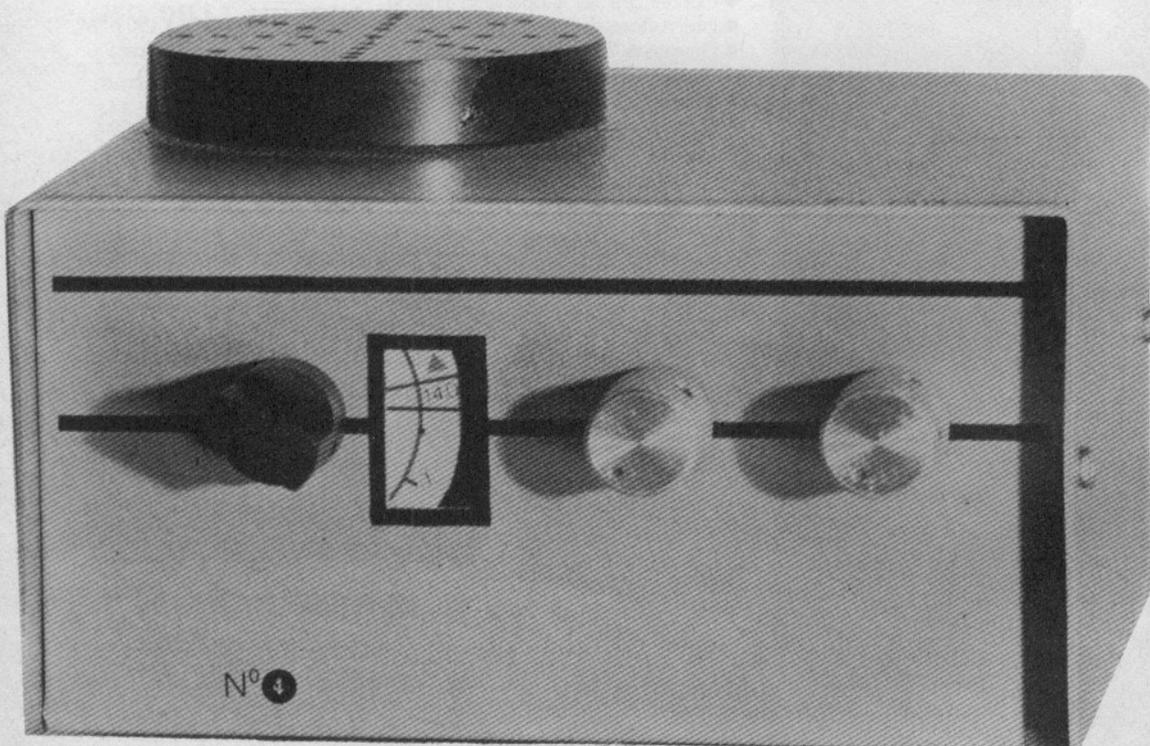
# sincrodina

“numero 4”

*14MGA, Gianni Miglio*

Certamente la sincrodina non è più una novità anche in Italia, e su molte riviste sono apparsi buoni schemi di ricevitori di tal tipo; a titolo di esempio basti ricordare il semplicissimo RX per i 20 m apparso su **cq** 3/'77 a opera di I1MHR, e all'opposto il poderoso RX per gli 80 m di I1BN a partire dal n. 1/'79. Una buona occhiata ai due articoli può dire molto sulla « evoluzione della specie » nel breve giro di qualche anno.

Sbaglia però chi crede che l'argomento « sincrodina » possa considerarsi così esaurito; se è vero infatti che le versioni « base » di tali RX sono assai semplici, è anche vero che esse presentano difetti a volte molto gravi (vedi il mio articolo sui numeri 3 e 4 di **cq**, 1979), mentre al contrario un ricevitore più complesso e costoso di una supereterodina può forse rappresentare una eccellente prova delle cognizioni tecniche di un bravo OM, ma non sarà mai un progetto competitivo.





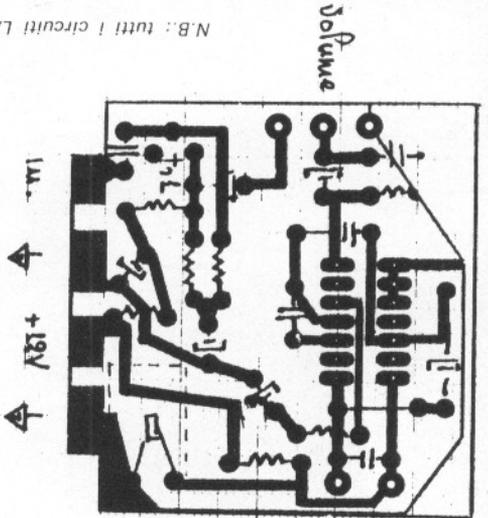
Manca insomma una sincronina di classe « media », in grado di competere con una discreta supereterodina pur mantenendo le caratteristiche di semplicità, economia e praticità proprie della sua famiglia.

**Il progetto che presento cerca di colmare tale lacuna.**

Si tratta di un RX sui 20 m, a struttura completamente modulare, semplice, economico, costruibile da chiunque sappia fare un circuito stampato, di piccolissime dimensioni e assoluta portatilità.

N.B.: tutti i circuiti LATO RAME.

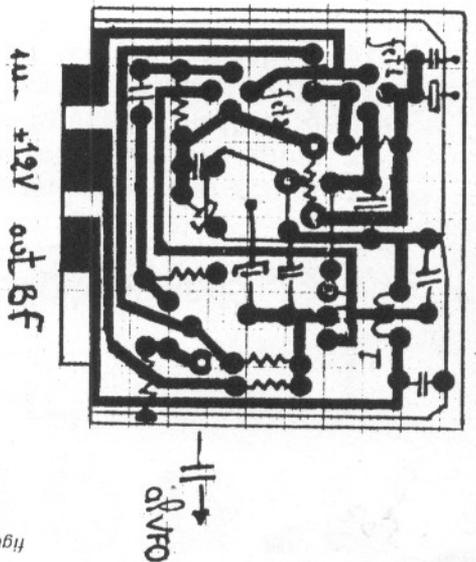
1. Amplificatore BF



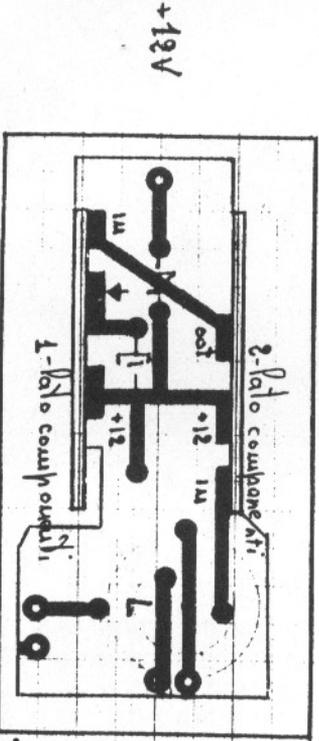
software

altoparlante

2. Rivelatore a prodotto



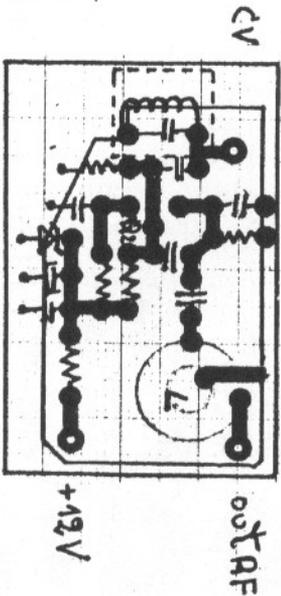
3. Supporto moduli 1 e 2



antenna

sincrodina n. 4 .

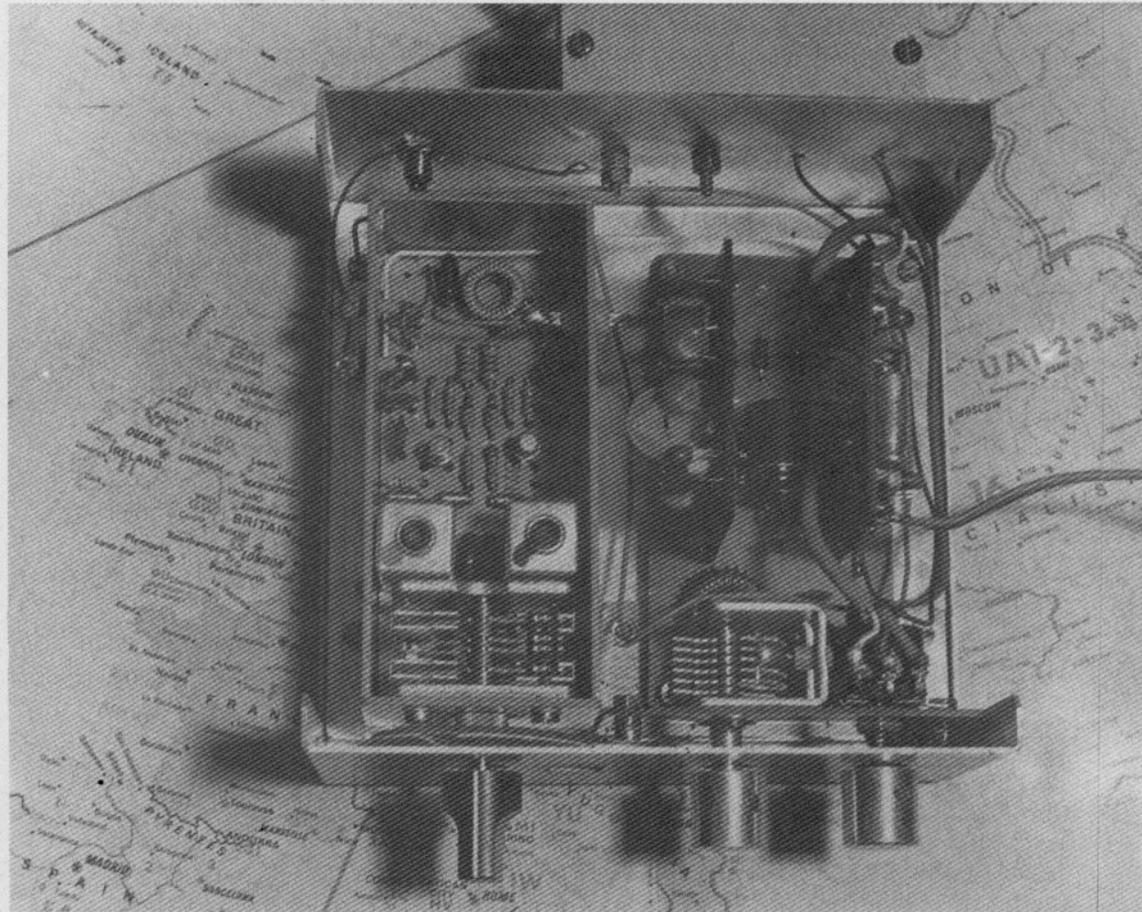
figura 2



compens. accetzo

4. VFO

Le sue caratteristiche lo rendono ideale tanto per i giovani SWL che vogliono avventurarsi sulle onde corte senza potersi permettere il lusso di un RX professionale, tanto per gli OM smaliziati che sentono il bisogno di un apparecchietto portatile ovunque, e immune ai black-out...



## Descrizione tecnica

La struttura del ricevitore si compone di tre moduli, i quali hanno le seguenti funzioni:

- 1°) Bassa frequenza ad alto guadagno;
- 2°) Rivelatore a prodotto;
- 3°) VFO.

1°) La **BF** è abbastanza simile a quella che a suo tempo presentai su **cq** del marzo '79. Si tratta di un ottimo circuito, molto sensibile, stabile e in grado di pilotare ottimamente un altoparlante; *dulcis in fundo*, le dimensioni sono minime:  $5,5 \times 5,5$  cm. Per tali ragioni credo che questo amplificatore sia ottimo non solo per il progetto che presento, ma anche in generale per qualunque sincrodina i lettori vogliano realizzare per proprio conto.

2°) Il **rivelatore a prodotto** è stato costruito al fine di minimizzare gli inconvenienti più tipici delle sincrodine, ossia la rivelazione dei forti segnali

AM e la tendenza ad autooscillare. Molti mesi addietro avevo realizzato un ottimo rivelatore a fet che ritenevo ideale per i miei fini.

Avevo ormai impiegato tale circuito nella prima versione del mio RX quando mi ricordai di un progetto di transceiver CW a firma I1UW.

Devo riconoscere che tale rivelatore si è dimostrato migliore del mio: la dinamica è elevatissima, la reiezione dei segnali AM notevole e la stabilità assoluta. Per questo ho approntato una nuova versione di tale modulo rivelatore, con valori dei componenti ottimizzati ai miei scopi, circuito di entrata modificato e, ovviamente, dimensioni minime.

Il tutto funziona talmente bene che non credo si possa ottenere di meglio a eguali costi e complessità circuitali.

3°) **VFO**: si tratta di un classicissimo Colpitts mon transistor, sul genere di quelli che vengono relegati a impieghi modesti, quali BFO in media frequenza o generatori economici a 455 kHz per tarature. La scarsa considerazione di cui in genere gode tale circuito suona tuttavia ingiusta, soprattutto se si pensa che usando componenti ottimi, vetronite a doppia faccia e cablaggio molto rigido e robusto, si possono ottenere stabilità eccellenti, non inferiori a quelle dei più quotati VFO a fet o mosfet.

Secondo taluni gli oscillatori a transistori avrebbero il difetto di generare un segnale « sporco » o comunque con qualche frequenza parassita in VHF; la cosa è probabilmente vera, poiché ho constatato personalmente che nel TX - QRP con VFO a transistori bipolari il TVI è lievemente superiore che in quelli con VFO a fet. Nell'uso con ricevitori tuttavia il problema è trascurabile, e l'oscillatore a transistor funziona benissimo.

## Considerazioni di carattere meccanico

Nel progettare questo RX mi ero proposto di raggiungere alcuni scopi, tra cui dimensioni del complesso ricevente minime, nell'ordine degli  $8 \times 8$  cm e possibilità di intervenire per riparazioni su qualunque componente dei moduli RX senza bisogno di estrarli dal contenitore, o di eseguire qualsivoglia manovra.

Lo scopo è stato raggiunto ricorrendo a una disposizione circuitale un po' originale.

Le due « schede » della BF e del rivelatore, in vetronite a doppia faccia, sono inserite verticalmente su un'altra piastra che ha funzione di supporto, e che reca anche la bobina di ingresso, un diodo di protezione contro le inversioni di po-

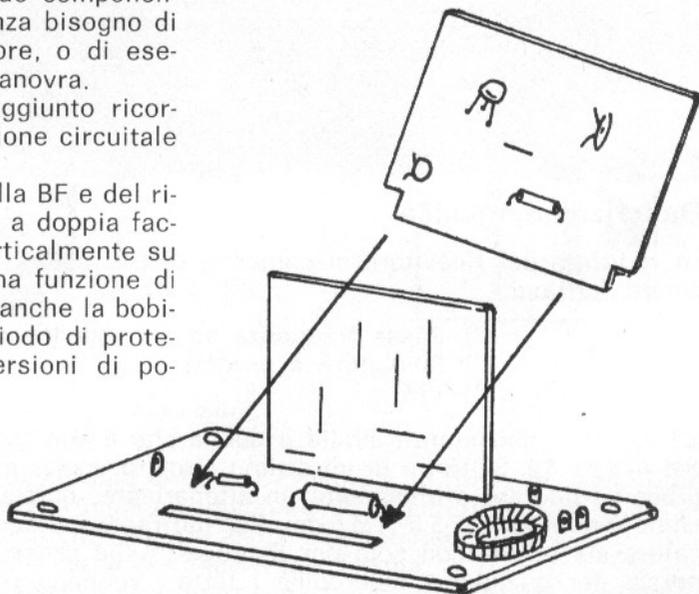


figura 3

Disposizione dei moduli rivelatore e BF sulla basetta di supporto.

Le sottili fessure nella base si ricavano con seghetto da traforo, limando eventuali sbavature con una lima piatta sul tipo di quelle usate per le unghie.

larità e un elettrolitico da  $470 \mu\text{F}$ , 12 V come by-pass sull'alimentazione non mostrate negli schemi.

Le schede sono incastrate in due fessure a misura ricavate nel supporto, saldate rame contro rame del supporto medesimo, e collegate l'una con l'altra dal lato opposto tramite piste opportunamente tracciate sulla base. L'astratta descrizione diventerà comprensibilissima osservando le foto, il disegno di figura 3 e il tracciato dei circuiti stampati.

Altro discorso speciale merita il VFO. Esso è inserito in una scatoletta tagliata a misura su vetronite a doppio rame, con facce saldate ai bordi e opportunamente verniciata.

Il fissaggio del modulo oscillatore alla scatola avviene parimenti per saldatura, ottenendosi così un complesso di estrema rigidezza che garantisce stabilità pari e forse migliore a quella ottenibile con minibox commerciali. Moduli vari e VFO sono infine avvitati su una piastrina di alluminio da 2 mm opportunamente forata.

L'esploso di figura 4 mostra l'intero assemblaggio.

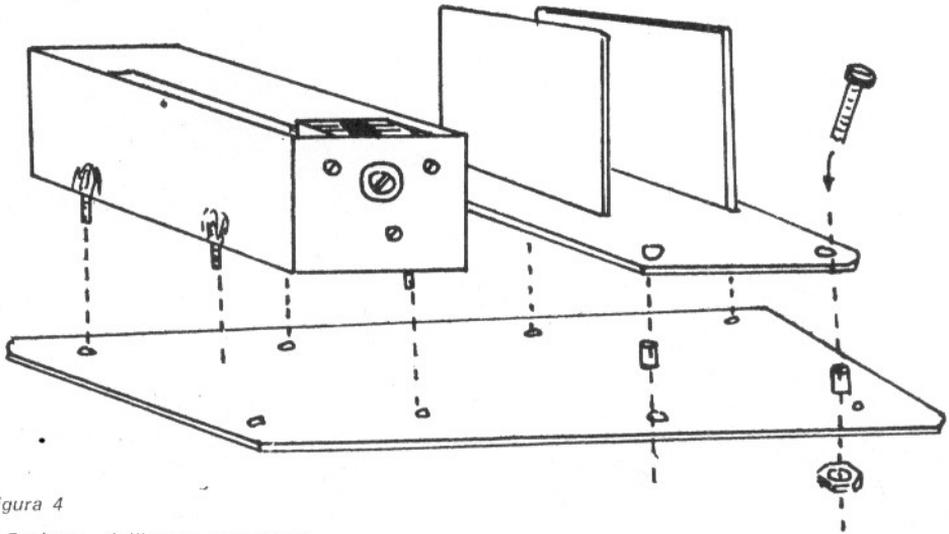


figura 4

« Esploso » dell'intero montaggio.

## Consigli realizzativi

Poiché voglio assicurare anche ai meno esperti buone possibilità di riuscita, darò qualche consiglio che potrà far sorridere gli autocostruttori più smaliziati.

I tre moduli VFO, BF e rivelatore **devono** essere realizzati in vetronite doppia. Taluni dei componenti che vanno a massa devono avere i reofori saldati da entrambi i lati: si realizza così la continuità elettrica tra « masse » isolate e il piano massa vero e proprio, costituito dalla faccia continua del doppio rame.

Nei disegni dei circuiti stampati le zone ramate di grande superficie non sono segnate in neretto per le difficoltà che si creerebbero nello spandere la china: è ovvio tuttavia che entro i relativi profili si intende esistente il metallo...

Infine il grosso by-pass da  $470 \mu\text{F}$  sul modulo BF è un elettrolitico a montaggio verticale sistemato orizzontalmente, a tutto vantaggio del profilo del modulo stesso.

## Reperibilità dei componenti e arrangiamenti vari

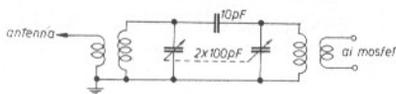


figura 5

Le due bobine devono essere ottimamente schermate e piuttosto « quadrate » per aver un alto « Q », nonché essere dotate di nucleo per una corretta messa in passo. Si potranno avvolgere 15 spire di filo Ø 0,7 mm su un supporto Ø 1 mm circa, con link di 3 spire lato antenna e 5 spire lato mosfets.

Il toroide del VFO serve come trasformatore di impedenza, e al limite si può eliminare collegando direttamente con un condensatore da 33 pF l'emittore di Q<sub>2</sub> al feti.

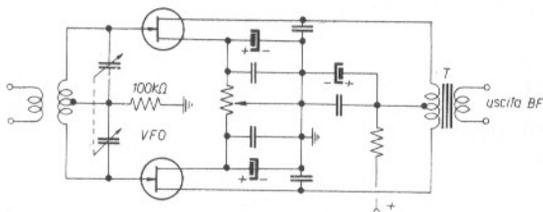


figura 6

NPO o in polistirolo. Questi ultimi componenti, infatti, pur essendo poco apprezzati, sono spesso di buone caratteristiche, tanto che a volte rivaleggiano in stabilità con gli NPO stessi.

Il trasformatore T di accoppiamento dovrebbe presentare un primario a impedenza di circa  $(10.000 + 10.000) \Omega$ , e secondario sui 2.000  $\Omega$ . Trasformatori di tal genere potrebbero ancora trovarsi come pezzi di ricambio dai grandi rivenditori di articoli radio. In caso estremo bisognerà estrarne il componente da una vecchia radiolina giapponese fuori uso, ricordandosi bene di non confondere il nostro trasformatore (che è quello pilota) con un trasformatore di uscita.

Quest'ultimo si riconosce perché è collegato all'altoparlante, e ha secondario a resistenza molto bassa: sugli 1 : 2 contro i 10  $\Omega$  e più del secondario del pilota.

### Taratura

E' semplicissima, e richiede un cacciavite e un ricevitore che riceva i 14 MHz, oppure un frequenzimetro.

Si colleghi il nostro RX a una sorgente continua a circa 12 V molto ben livellati (possibilmente pile anziché un alimentatore) e si porti il volume al massimo: un certo fruscio avvertirà che la BF funziona bene.

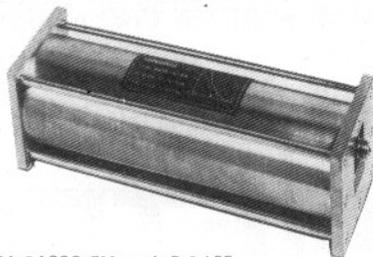
Si chiuda poi il variabile di sintonia, e agendo molto lentamente sul nucleo della bobina del VFO si porti in gamma l'oscillatore servendosi del frequenzimetro o del ricevitore. A questo punto la sincrodina dovrebbe già ricevere i primi segnali CW e SSB misti a interferenze di broadcastings in AM. Regolando il preselettore, i segnali desiderati « verranno fuori » molto forti e chiari. Eventuali residui di AM si eliminano giocando sul trimmer del modulo RX, portandolo sulla posizione di massima reiezione dell'AM e minima interferenza.

\*\*\*\*\*

Mentre transistori e fet vari si trovano ormai anche dai droghieri, guai seri si possono avere per i supporti toroidali e i condensatori a mica argentata. Relativamente al circuito di entrata, una possibile sostituzione con bobine cilindriche è possibile, come si vede in figura 5.

Quanto ai condensatori del VFO, essi devono essere **tutti** di eccellente qualità. Non trovando le miche, il C di accordo dovrà essere ceramico NPO, mentre gli altri condensatori (quelli di reazione da 360 pF e quelli di accoppiamento) saranno

## SOTTOASSIEMI PER RADIODIFFUSIONE

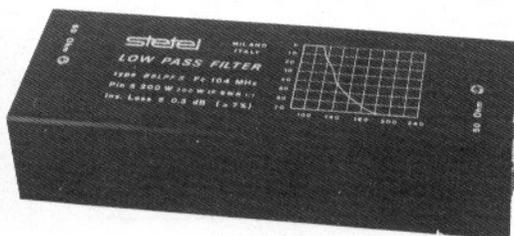


**FILTRO PASSA BASSO FM mod. B 8 LPF**

Appositamente concepito per ridurre drasticamente l'emissione di armoniche (seconda, terza, ...) presenti in uscita nei trasmettitori FM o nei relativi amplificatori di potenza evitando così di disturbare altri servizi radio (telediffusione aeronautica, ...). Non necessita di alcuna regolazione o taratura: deve essere semplicemente interposto tra il trasmettitore e l'antenna. Soppoporta potenze fino 1 kW e la perdita d'inserzione è trascurabile.

**Caratteristiche principali:**

Frequenza di taglio	> 104 MHz
Attenuaz. fuori banda	v. grafico foto
Perdita d'inserzione	0,05 dB ≤ IL ≤ 0,2 dB (ripple 0,15 dB)
Potenza max ingr.	1 kW
Impedenza ingr./usc.	50 Ω
Coeff. di riuessione	-19 dB ≤ RL ≤ -13,5 dB
Dimensioni	300 x 100 x 100 mm
Peso	6,700 kg



**Caratteristiche principali:**

Frequenza di taglio	> 104 MHz
Attenuazione fuori banda	v. grafico foto
Perdita d'inserzione	0,1 dB ≤ IL ≤ 0,3 dB (ripple 0,2 dB)
Potenza massima ingresso	300 W con SWR = 1 : 1, 200 W in ogni condizione
Impedenza ingr./usc.	50 Ω
Dimensioni	170 x 40 x 60 mm
Peso	0,45 kg

**FILTRO PASSA BASSO FM mod. B8 LPF S**

Appositamente concepito per ridurre drasticamente l'emissione di armoniche (seconda, terza, ...) presenti in uscita nei trasmettitori FM o nei relativi amplificatori di potenza evitando così di disturbare altri servizi radio (telediffusione, aeronautica, ...). Non necessita di alcuna regolazione o taratura: deve essere semplicemente interposto tra il trasmettitore e l'antenna. Soppoporta potenze di 200 W (aumentabili fino a 300 W nel caso di adattamento perfetto di impedenza) e la perdita di inserzione è compresa tra il 2% e il 7% massimo.

**Caratteristiche principali:**

Frequenza	80-120 MHz
Potenza massima ingresso/uscita	1 kW
Impedenza	50 Ω
Separazione minima e tipica	18 dB, 25 dB
Perdita di inserzione massima e tipica	0,05 dB, 0,15 dB
Dimensioni	40 x 80 x 765 mm



**ACCOPIATORE IBRIDO IN QUADRATURA mod. 058004**

Gli accoppiatori ibridi a 3 dB 90° sono la soluzione migliore per combinare due, quattro o otto amplificatori di potenza senza incorrere nel rischio di rottura a catena degli amplificatori. Il modello 058004 copre l'intera banda 88-104 MHz senza necessità di regolazione o tarature. Oltre che come sommatore o divisore di potenza può essere utilizzato per combinare più antenne. Alla uscita ISO va collegata una terminazione antiinduttiva da 50 ohm che sopporti una potenza pari ad un quarto della potenza totale (es. il ns. mod. 058007 oppure 058034).

**Caratteristiche principali:**

	058007	058034
Potenza massima dissipabile	100 W	250 W
Frequenza	1 GHz	1 GHz
Resistenza	50 Ω	50 Ω
Disadattamento mass. (VSWR)	1,2 : 1	1,25 : 1
Dimensioni	140x100x140 mm	140x100x220 mm
Peso	3,0 Kg	2,0 Kg



**TERMINAZIONI DI POTENZA mod. 058007 e 058034**

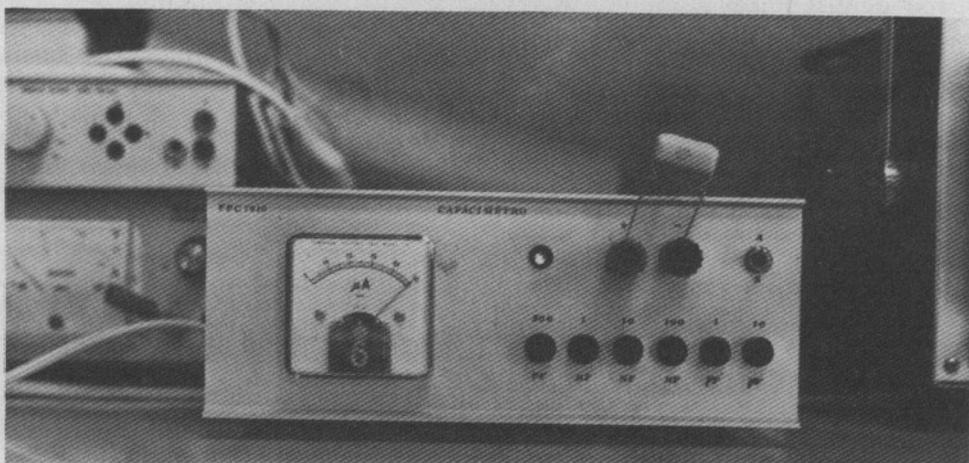
Oltre che come terminazioni per i ns. accoppiatori ibridi in quadratura possono essere utilizzate come antenne mute per prove di trasmissione o come carichi fittizi da laboratorio per misure di potenza. Non necessitano di ventilazione forzata.

E' strano che oggi ci sia ancora qualche incosciente disposto a proporre un capacimetro analogico subendo le ire dei digitalizzatori ad ogni costo ma, come noterete, la proposta è del tutto giustificata.

Prima di tutto la semplicità circuitale, poi il costo in rapporto alle prestazioni e poi, consentitemi di cogliere l'occasione per parlare (specialmente con chi comincia) di quei concetti che stanno alla base di questo tipo di applicazione.

# CAPACIMETRO ANALOGICO

*Francesco Paolo Caracausi*



Il capacimetro che mi appresto a descrivere trae spunto da un circuito apparso su « Costruire Diverte » 9/65 ad opera di G. Terenzi (figura 1).

Che tale circuito fosse ottimo lo si verificò ancor più quando sul numero 11/69 di **cq elettronica** G. Liuzzi presentò una versione del capacimetro Terenzi modificata e adattata a misure di livello di liquidi (figura 2).

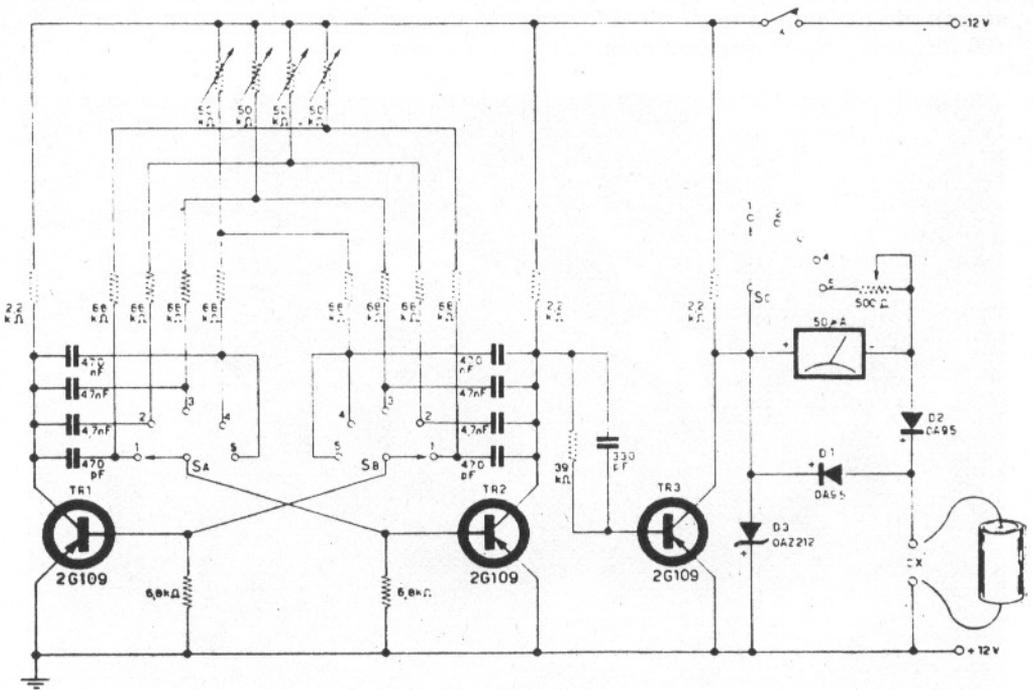


figura 1  
Capacimetro Terenzi.

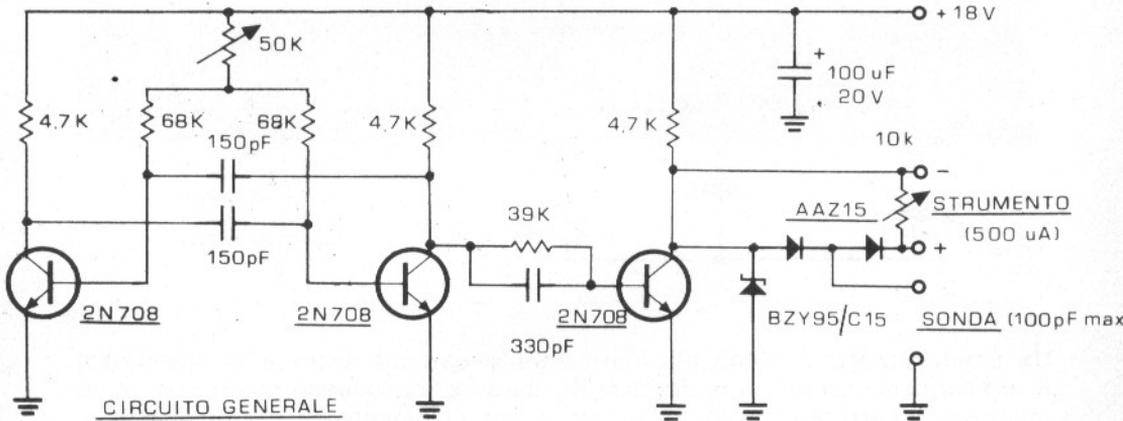
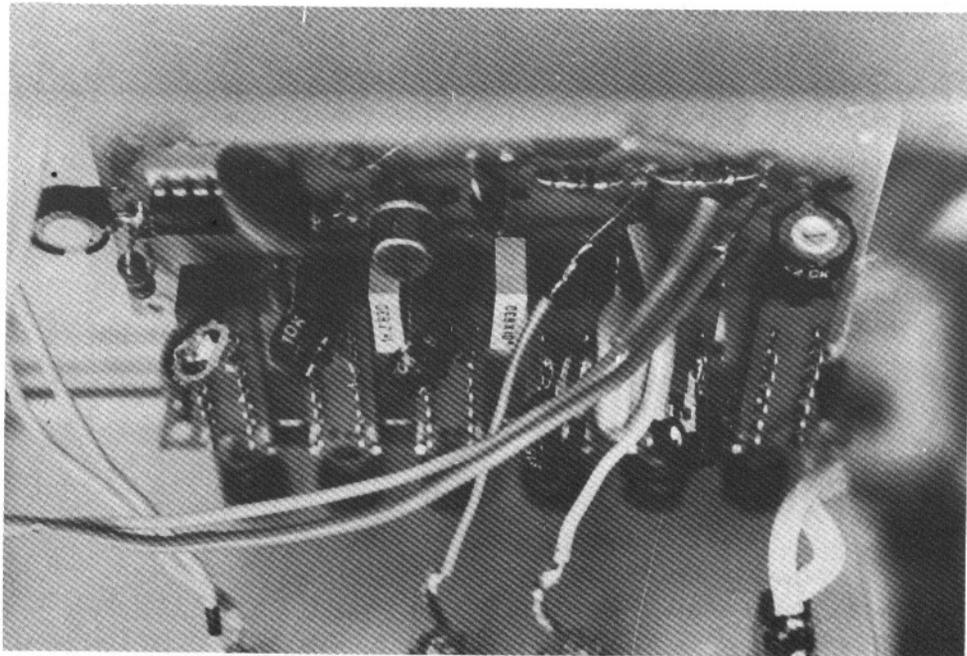


figura 2  
« Capacimetro » Liuzzi.

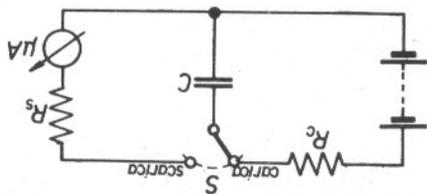
Non descriverò il funzionamento e le prestazioni dei circuiti di figura 1 e 2, il lettore accorto li capirà da sé e si accorgerà delle differenze fra la versione originaria e la nuova versione non appena si inoltrerà nella descrizione.

La caratteristica dello strumento è quella di misurare con una linearità sorprendente, capacità di condensatori in sei scale: 500 pF, 1.000 pF, 10 nF, 100 nF, 1 µF, 10 µF fondo scala.



*Interno dello strumento.*

Il principio su cui si basa il capacimetro è quello schematizzato in figura 3.



*figura 3*  
Circuito elementare  
di carica e scarica  
di un condensatore.

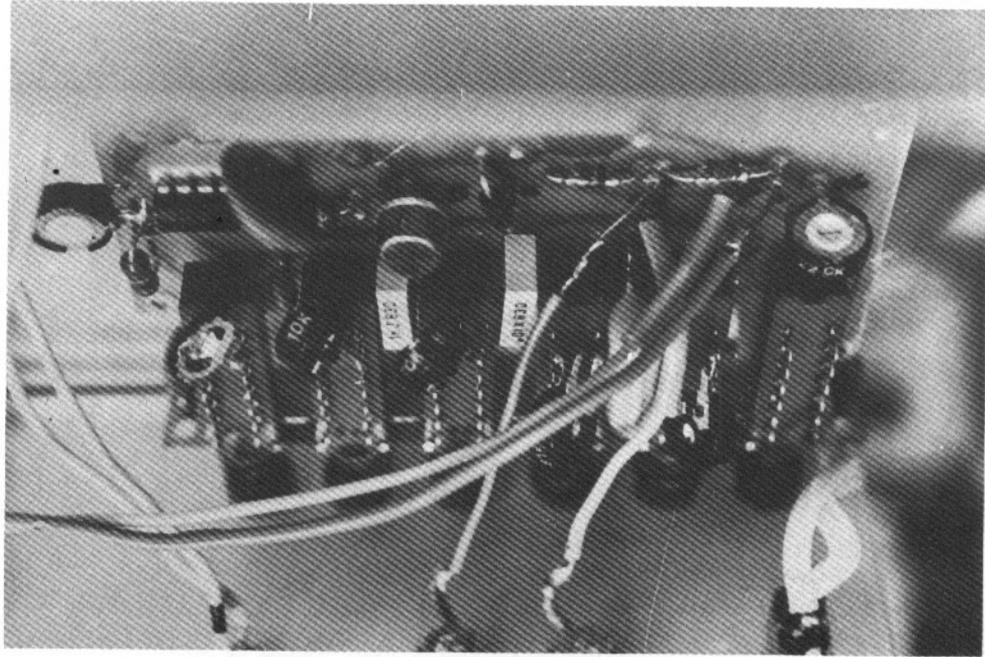
Un condensatore C viene alternativamente caricato tramite la resistenza  $R_c$  e scaricato tramite la resistenza  $R_s$ ; durante il processo di scarica viene misurata la corrente media per mezzo di uno strumento microamperometro. Se l'alternanza carica/scarica è regolata in modo che non inizia la carica se non è terminata completamente la scarica e viceversa, allora, con buona approssimazione, la corrente media  $I_m$  che circola nel circuito di scarica è esprimibile mediante la formula

$$I_m = f \cdot V_s \cdot C_s \quad (1)$$

ove  $f$  è la frequenza (in hertz) di scarica o, se preferite, la frequenza con la quale viene commutato S in figura 3,  $V_s$  è la tensione (in volt) ai capi del condensatore prima che inizi la scarica,  $C_s$  la capacità (in farad)

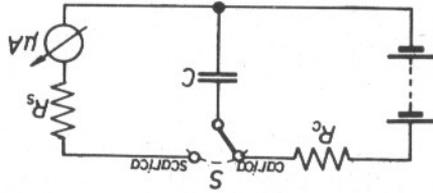
La caratteristica dello strumento è quella di misurare con una linearità sorprendente, capacità di condensatori in sei scale: 500 pF, 1.000 pF, 10 nF, 100 nF, 1 µF, 10 µF fondo scala.

CAPACIMETRO ANALOGICO



*Interno dello strumento.*

Il principio su cui si basa il capacimetro è quello schematizzato in figura 3.



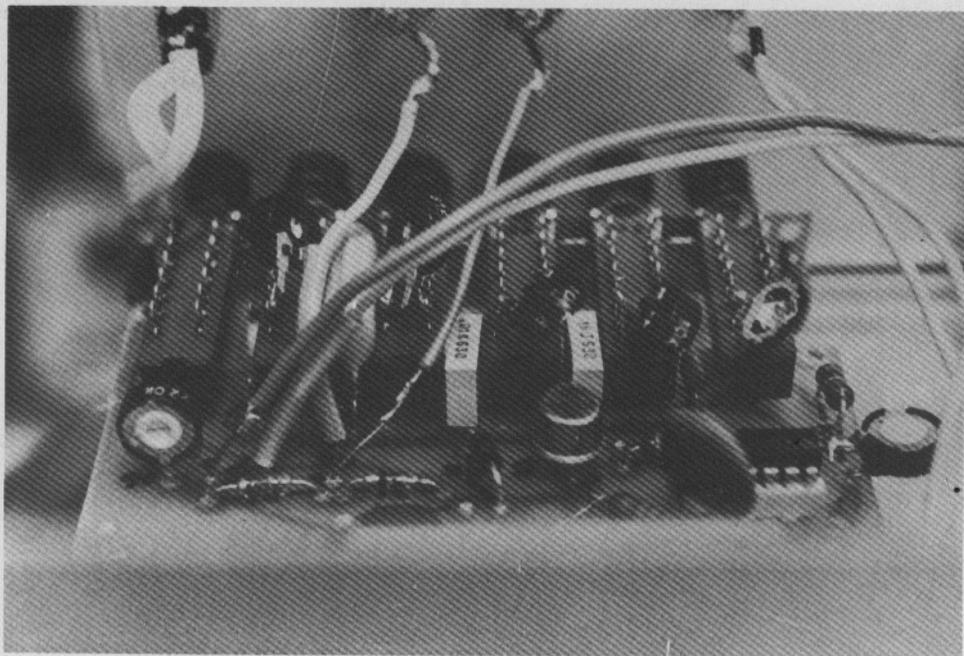
*figura 3*  
*Circuito elementare*  
*di carica e scarica*  
*di un condensatore.*

ove  $f$  è la frequenza (in hertz) di scarica o, se preferite, la frequenza con la quale viene commutato  $S$  in figura 3,  $V_z$  è la tensione (in volt) ai capi del condensatore prima che inizi la scarica,  $C_x$  la capacità (in farad)

$$I_m = f \cdot V_z \cdot C_x \quad (1)$$

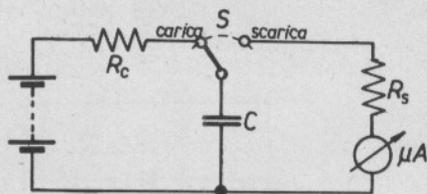
Un condensatore  $C$  viene alternativamente caricato tramite la resistenza  $R_c$  e scaricato tramite la resistenza  $R_s$ ; durante il processo di scarica viene misurata la corrente media per mezzo di uno strumento microampometro. Se l'alternanza carica/scarica è regolata in modo che non inizia la carica se non è terminata completamente la scarica e viceversa, allora, con buona approssimazione, la corrente media  $I_m$  che circola nel circuito di scarica è esprimibile mediante la formula

La caratteristica dello strumento è quella di misurare **con una linearità sorprendente**, capacità di condensatori in sei scale: 500 pF, 1.000 pF, 10 nF, 100 nF, 1  $\mu$ F, 10  $\mu$ F fondo scala.



*Interno dello strumento.*

Il principio su cui si basa il capacimetro è quello schematizzato in figura 3.



*figura 3*

*Circuito elementare di carica e scarica di un condensatore.*

Un condensatore  $C$  viene alternativamente caricato tramite la resistenza  $R_C$  e scaricato tramite la resistenza  $R_S$ ; durante il processo di scarica viene misurata la corrente media per mezzo di uno strumento microamperometro. Se l'alternanza carica/scarica è regolare e regolata in modo che non inizia la carica se non è terminata completamente la scarica e viceversa, allora, con buona approssimazione, la corrente media  $I_m$  che circola nel circuito di scarica è esprimibile mediante la formula

$$I_m = f \cdot V_z \cdot C_x \quad (1)$$

ove  $f$  è la frequenza (in hertz) di scarica o, se preferite, la frequenza con la quale viene commutato  $S$  in figura 3,  $V_z$  è la tensione (in volt) ai capi del condensatore prima che inizi la scarica,  $C_x$  la capacità (in farad)

del condensatore incognito,  $I_m$  risulta così in ampere. Si noti nella formula (1) che  $I_m$  dipende linearmente da  $C_x$  se  $V_z$  è costante a ogni inizio di ciclo di scarica. In **appendice A** troverete qualcosa sul concetto di valor medio e come ricavare la formula (1).

Il passo successivo alla figura 3 è quello di realizzare un dispositivo elettronico che sostituisca il commutatore elettromeccanico S, qualcosa che ci assicuri stabilmente il funzionamento di tale dispositivo di commutazione o, se preferite, che lo piloti, e qualcosa ancora che ci assicuri la costanza di  $V_z$ .

Il tutto, dato che la perfezione non è di questo mondo, con un margine di errore accettabile.

Riferiamoci allora alla figura 4 che riporta il circuito del nuovo capacimetro.

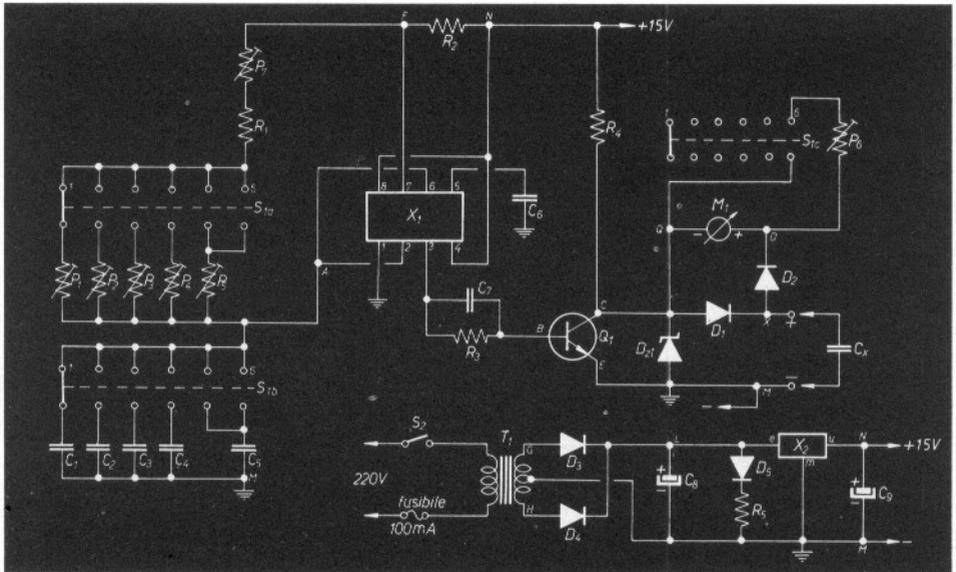


figura 4

Circuito del capacimetro.

$R_1$  33 k $\Omega$   
 $R_2$  1 k $\Omega$   
 $R_3$  10 k $\Omega$   
 $R_4, R_5$  2,2 k $\Omega$   
 $P_1 \div P_7$  tutti 10 k $\Omega$  tranne  $P_6$  250  $\Omega$

$D_1, D_2$  0A95  
 $D_3, D_4$  1N4007  
 $D_5$  led

$X_1$  NE555  
 $X_2$  7815 (stabilizzatore a 15 V)

$Q_1$  2N2218  
 $D_{z1}$  zener a 3,3 V

$T_1$  trasformatore 15 + 15 V, 10 W

$S_1$  commutatore a 6 tasti mutuamente esclusivi, 3 o piú vie, 2 posizioni  
 $S_2$  interruttore unipolare

$M_1$  microamperometro 50  $\mu$ A fondo scala

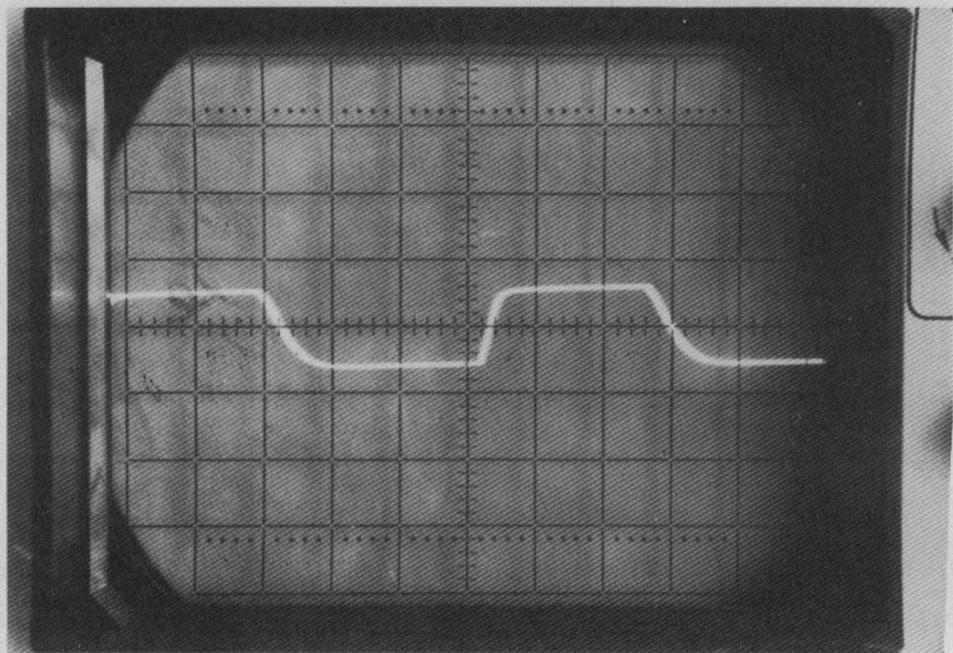
$C_1$  150 pF  
 $C_2$  1 nF  
 $C_3$  10 nF  
 $C_4$  0,1  $\mu$ F  
 $C_5$  1  $\mu$ F  
 $C_6$  10 nF  
 $C_7$  3,3 pF (si può omettere)  
 $C_8, C_9$  2.200  $\mu$ F

2 boccole serrafili  
zoccolo a 8 piedini (per NE555)  
contenitore metallico

Il commutatore elettronico è costituito dal transistor  $Q_1$  e dai diodi  $D_1$  e  $D_2$ , il circuito che pilota tale commutatore è costituito dallo NE555 con tutta una serie di componenti di contorno per il cambio scala, la costanza di  $V_z$  viene assicurata dal diodo zener  $D_{z1}$ .

Vediamo il funzionamento non curando, per il momento, la parte con lo NE555; ci basti sapere intanto che in questa parte viene generata una onda quadra (con un rapporto pieno/vuoto pari quasi al 50 %) che pilota  $Q_1$  per portarlo alternativamente in conduzione (per la precisione in saturazione) e in non conduzione (per la precisione in interdizione). Quando  $Q_1$  è nello stato di non conduzione il condensatore incognito  $C_x$  è in grado di essere caricato dalla corrente che fluisce entro  $R_4$  e  $D_1$ ;  $Q_1$  rappresenta quasi un circuito aperto,  $D_2$  non è in grado di condurre per ragioni di polarizzazione. Il processo di carica continua fino a che  $C_x$  non raggiunge una tensione ( $V_z$  della formula (1)) uguale a quella del diodo zener  $D_{z1}$ .

Quando  $Q_1$  è in conduzione, la tensione fra collettore ed emettitore è molto piccola (tensione di saturazione,  $V_{CE\text{ sat}}$ ) e la configurazione circuitale che ne segue è costituita dal condensatore  $C_x$  che si scarica tramite  $D_2$  e lo strumento microamperometro;  $Q_1$  rappresenta quasi un corto circuito,  $D_1$  non è in grado di condurre per ragioni di polarizzazione.



Andamento della tensione ai capi di  $C_x$ .

Come avete notato, entro lo strumento circola corrente solo durante il processo di scarica. Tale strumento misura quindi la corrente media che circola nel circuito di scarica secondo la formula (1).

Torniamo adesso al pilotaggio di  $Q_1$ , al circuito oscillatore con NE555. Il circuito base di un oscillatore con tale integrato lo si può trovare in figura 5, mentre le relative formule le troviamo qui appresso.

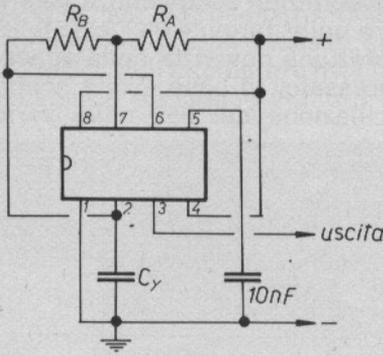


figura 5

Oscillatore con NE555, schema base.

$$f \cong \frac{1,44}{(R_a + 2R_b) C_1} \quad (2)$$

$$R_b \cong \frac{\frac{1,44}{C \cdot f} - R_a}{2} \quad (3)$$

Duty Cycle  
(rapporto pieno/vuoto)

$$= \frac{R_b}{R_a + 2R_b} \quad (4)$$

A quale frequenza dobbiamo pilotare  $Q_1$ , ovvero a quale frequenza facciamo oscillare il 555 se vogliamo, ad esempio, misurare un condensatore (incognito?!) di 500 pF? Fissiamo a priori che lo strumento microamperometro a fondo scala misuri 50  $\mu$ A, e che a tale fondo scala corrispondano 500 pF. Dalla (1) ricaviamo:

$$f = \frac{I_m}{V_z \cdot C_x} \quad (5)$$

sostituendo i valori:

$$f = \frac{50 \mu A}{V_z \cdot 500 \text{ pF}} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{V_z \cdot 500 \cdot 10^{-12}} = \frac{100.000}{V_z} \quad (5 \text{ bis})$$

Variando  $V_z$  otteniamo diversi valori di  $f$  (vedi figura 6).

figura 6

Frequenza dell'oscillatore in funzione di  $V_z$ .

$V_z$ [V]	1	2	3	3.3	4	5
$f$ [Hz] per $C_x = 500 \text{ pF}$	100.000	50.000	33.333	30.303	25.000	20.000

Ma non tutto è definito se non scegliamo  $V_z$  ovvero non scegliamo il valore da assegnare al diodo zener  $D_{z1}$  e da sostituire nelle formule (1) e (5). La scelta viene effettuata in base a una argomentazione descritta nella **appendice B**, e alla quale si rimanda il lettore interessato. In base a tale scelta ( $V_z = 3,3 \text{ V}$ ) i valori delle frequenze di oscillazione del 555 nelle varie scale risultano essere quelle di figura 7.

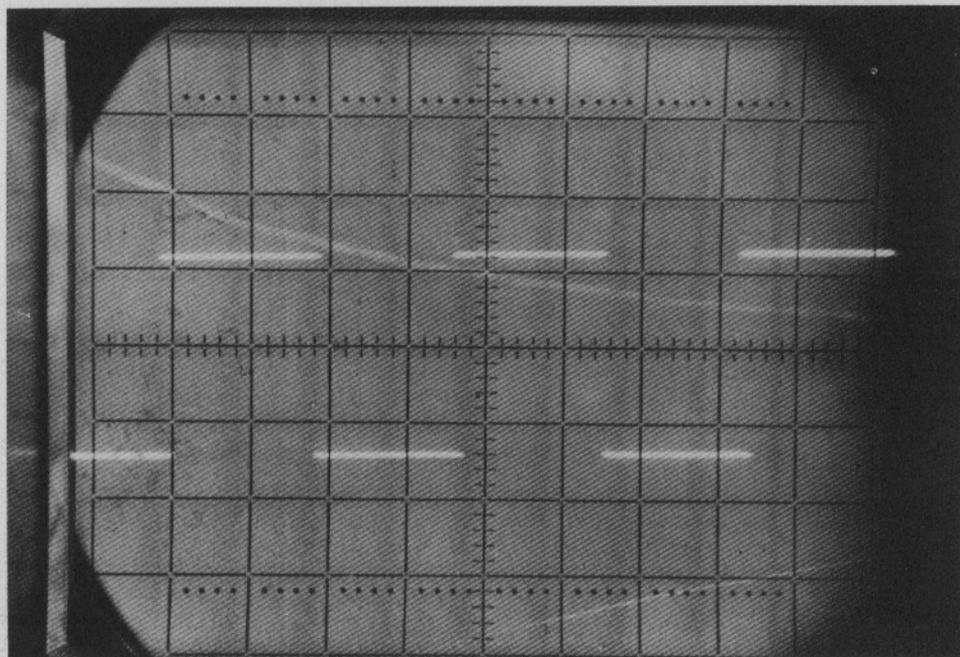
figura 7

Valori teorici dei componenti l'oscillatore per  $V_z = 3,3 \text{ V}$  e  $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ .

scala	1	2	3	4	5	
$C_x$						
fondo scala	$500 \times 10^{-12}$	$1000 \times 10^{-12}$	$10 \times 10^{-9}$	$100 \times 10^{-9}$	$1 \times 10^{-6}$	F
f	30303	15151	1515	151	15,1	Hz
$R_B$	47020	47020	47020	47020	47020	$\Omega$
$C_y$	$500 \times 10^{-12}$	$1000 \times 10^{-12}$	$10 \times 10^{-9}$	$100 \times 10^{-9}$	$1 \times 10^{-6}$	F
rapporto pieno/vuoto	0,4947	0,4947	0,4947	0,4947	0,4947	

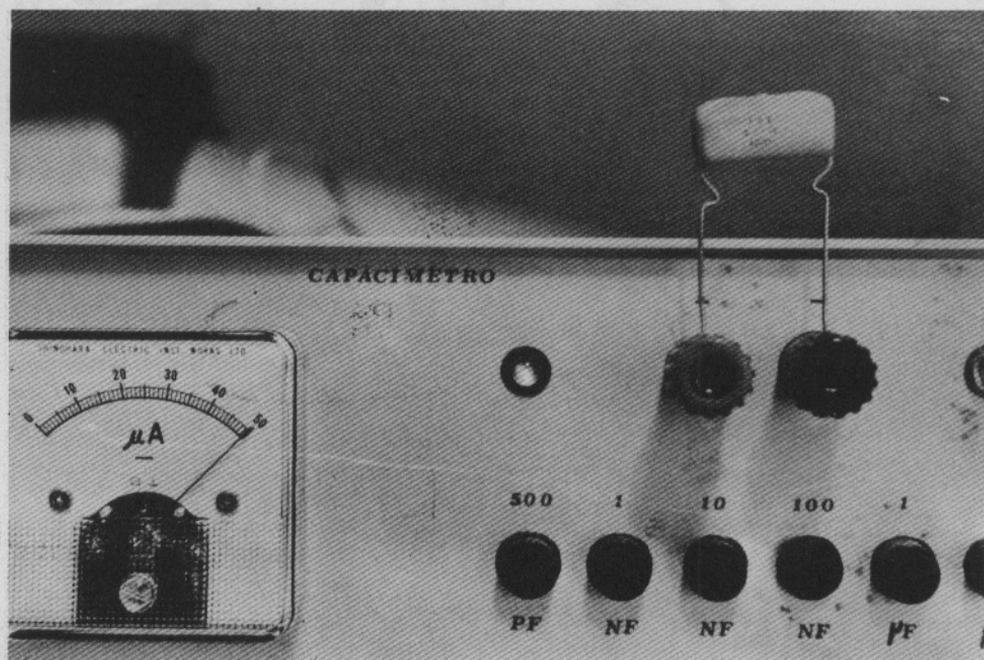
In figura 7 anche i valori di  $R_a$  (corrispondente a  $R_2$  di figura 4) e di  $R_b$  (corrispondente a  $R_1 + P_7 + P_1 \dots P_5$  di figura 4) calcolati tramite le formule (3) e (4) in modo da ottenere il massimo rapporto pieno/vuoto.

A questo punto qualcuno si chiederà perché mancano in figura 7 le indicazioni relative alla sesta scala. Tale scala viene ottenuta shuntando lo strumento microamperometro (tramite  $P_6$ ) in modo da simulare un microampero-



Andamento della tensione sul collettore di  $Q_1$ .

metro da 500 microampere fondo scala. Questo artificio si è reso necessario in quanto se non si facesse così la misura sarebbe inattuabile perché la frequenza dell'oscillatore risulterebbe di 1,51 Hz (un po' di vibrazione si percepisce comunque verso il fondo della quinta e sesta scala).



Misura di un condensatore da 100 nF.

Fin qui abbiamo fatto calcoli teorici, infatti per tener conto della tolleranza dei condensatori  $C_1 \div C_5$  ci sono i potenziometri semifissi  $P_1 \div P_5$  e, ove non bastasse, il semifisso  $P_7$  che serve per la centratura della gamma.

In figura 8 il circuito stampato previsto per il montaggio con commutatore a sei tasti. Chi non riesce a trovarlo (io ho visitato 7 negozi), può montare un commutatore rotativo a 3 vie, 6 posizioni oppure un 2 vie, 6 posizioni + un interruttore per shuntare  $P_6$  sullo strumento nella sesta scala. Le lettere alfabetiche che trovate in figura 4 si ritrovano come riferimenti sul circuito stampato. I semifissi  $P_1 \div P_5$  sono stati saldati direttamente ai terminali del commutatore a tasti dal lato componenti. Il diodo  $D_5$ , che è un led, viene montato sul pannello previo portaled, e funge da lampadina spia. Un discorso a parte lo meritano i condensatori  $C_1 \div C_5$  che, insieme a  $P_1 \div P_5$  e a  $R_1$  e  $P_7$  regolano la frequenza di oscillazione dello NE555.

Non è tanto importante la tolleranza ma la stabilità in funzione della temperatura e del tempo poiché la tolleranza di fabbricazione (differenza fra la capacità nominale e capacità reale) provoca differenti frequenze di oscillazione che possono essere regolate tramite  $P_1 \div P_5$ ; ma, una volta effettuata la taratura, è bene che la capacità vari poco in funzione dei fattori ambientali e di tempo, evitando così frequenti tarature. Condensatori stabili nel tempo e in funzione della temperatura sono i condensatori al poliestere, poliestere metallizzato, polipropilene metallizzato, styroflex, policarbonato, ceramici a coefficiente di temperatura controllato NP0 (vedi figura 10); montate quelli che trovate.

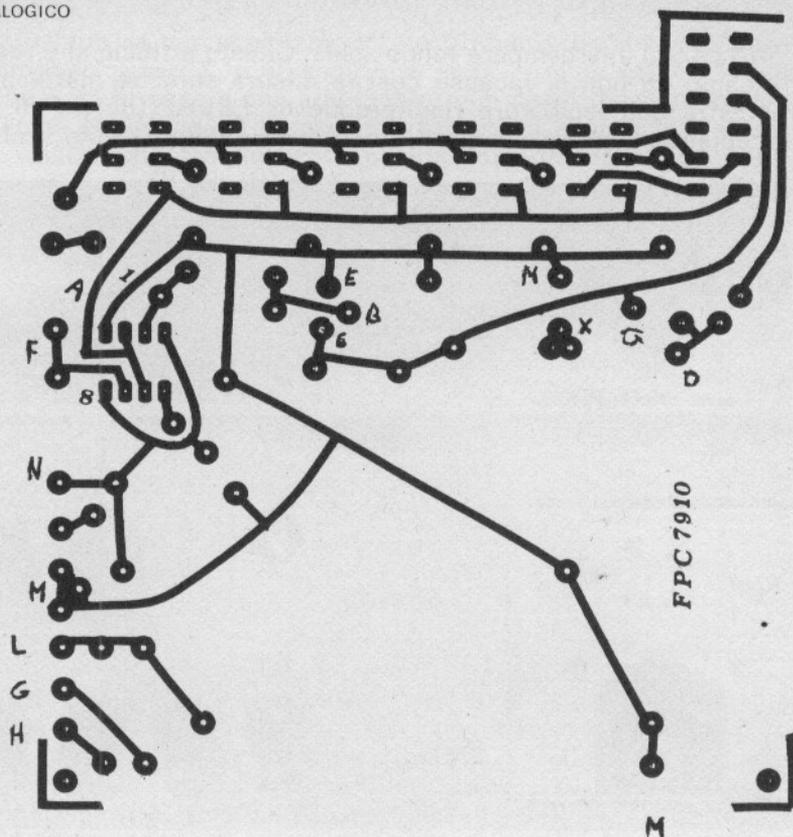
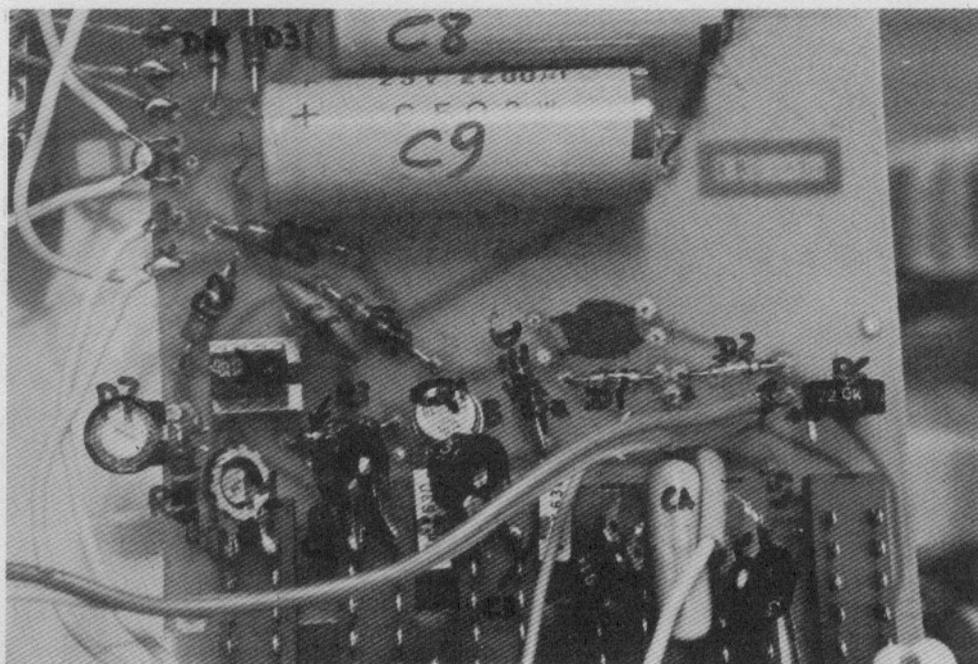


figura 8

Circuito stampato lato rame.



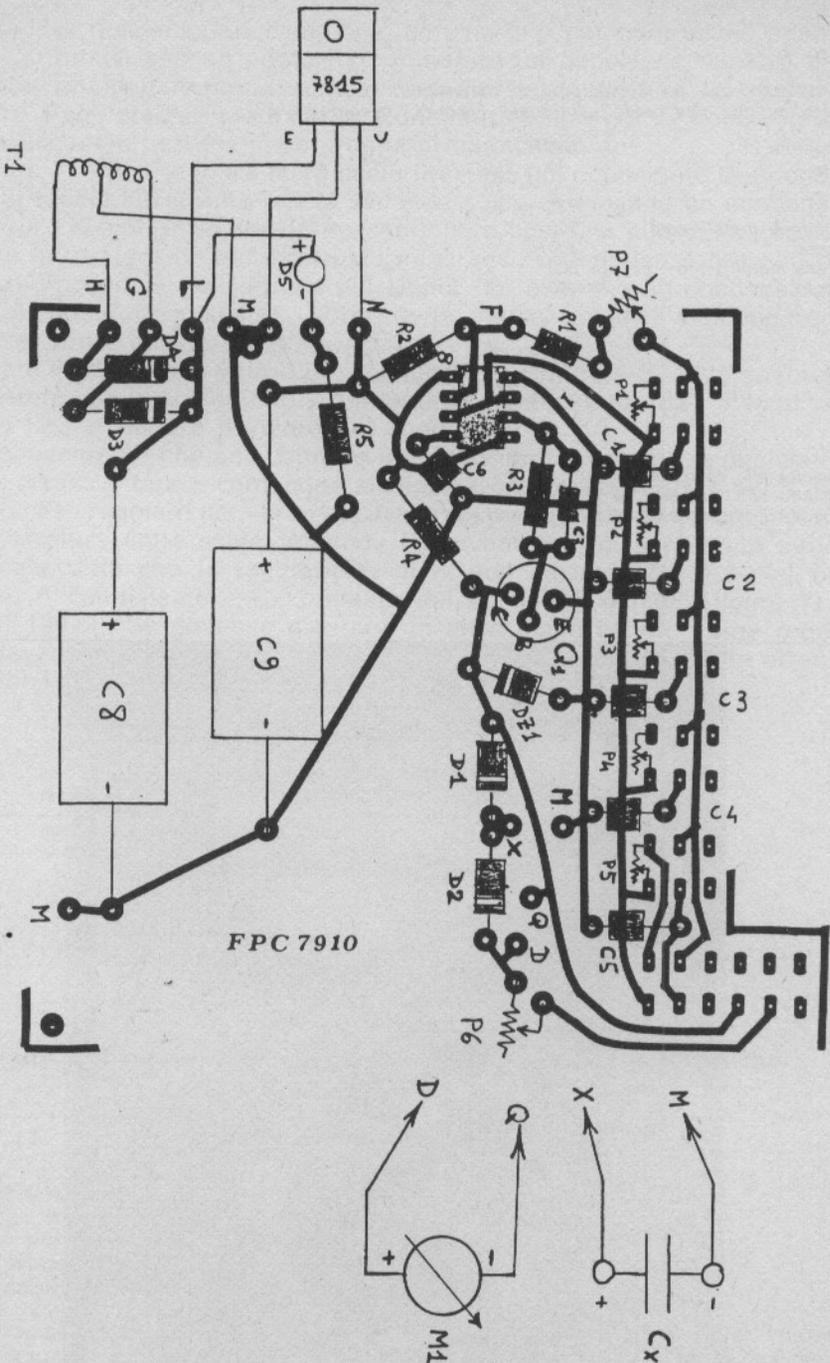


figura 9

Disposizione dei componenti (visti dal lato rame).

A questo punto, se i condensatori elettrolitici, i diodi, il transistor sono montati correttamente, l'apparecchio funzionerà subito e l'unica cosa da fare è la taratura.

figura 10

ordine di grandezza del coefficiente di temperatura  $\alpha_c$  di alcuni tipi di condensatori espresso in parti per milione per grado centigrado (ppm/°C ovvero  $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ )

polipropilene	— (200 ± 100)
styrolflex	— ( 50 ÷ 250)
mica	0 ÷ 70
vetro	140 ± 25
polipropilene metallizzato	— 200
poliestere	+ 300
poliestere metallizzato	+ 300
polistirolo	— 150

con

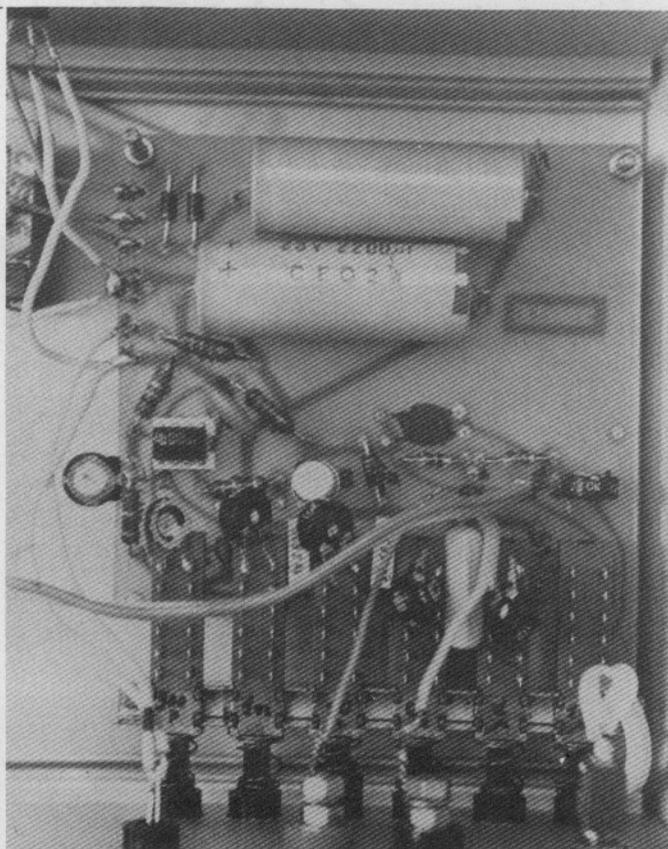
$$\alpha_c = \frac{C_2 - C_1}{C_3 \times (T_2 - T_1)}$$

ove:

$C_1$  capacità alla temperatura  $T_1$

$C_2$  capacità alla temperatura  $T_2$

$C_3$  capacità di riferimento alla temperatura di  $25 \pm 10^{\circ}\text{C}$



Interno dello strumento.

Munitevi di condensatori campione, almeno uno per ogni scala, oppure se avete un amico con un ponte RLC misurate un opportuno numero di condensatori che diventeranno così dei campioni per la taratura del nostro capacimetro. Regolate  $P_7$  a metà corsa. Collegate ai morsetti un condensatore di valore acconcio per una misura nella prima scala.

Regolate  $P_1$  fino a leggere sulla scala il valore già conosciuto del condensatore. Si faccia altrettanto per la seconda scala collegando un condensatore da 500 a 1.000 pF e regolando  $P_2$ ; continuate così fino alla quinta scala. Verificate la taratura fin qui effettuata misurando un condensatore non con la scala più acconcia ma con una più ampia (ad esempio un condensatore da 1.000 pF sulla terza scala); noterete la buona linearità dell'apparecchio. Occorre tarare adesso la sesta scala.

Regolate  $P_6$  al minimo valore di resistenza; commutate  $S_1$  sulla sesta scala; connettete alle boccole dello strumento un condensatore da 1 a 10  $\mu\text{F}$ . Regolate  $P_6$  fino a leggere il valore del condensatore.

Un inconveniente che può capitare in fase di taratura è che in qualche scala non si riesca a tarare comunque si regoli il relativo semifisso ( $P_1 \div P_5$ ); in questo caso regolare nel verso opportuno  $P_7$  ricominciando, purtroppo, daccapò la taratura delle scale. Analogo inconveniente mi è capitato nella prima scala, solo che la regolazione di  $P_7$  non ha condotto a nulla; ho sostituito il condensatore  $C_1$ , previsto dai calcoli di 500 pF (figura 7), con uno di 150 pF. Se dovesse capitarvi in altre scale sapete come regolarvi. Ove dovessero essere misurati dei condensatori polarizzati, fate attenzione alle polarità, il positivo è quello facente capo a  $D_1 - D_2$ .

scala	fondo scala	fattori di scala	
1	500 pF	$\times 10$	$\div 0,1$ pF
2	1000 pF	$\times 20$	$\div 50$ nF
3	10 nF	$\times 0,2$	$\div 5$ nF
4	100 nF	$\times 2$	$\div 0,5$ nF
• 5	1 $\mu\text{F}$	$\times 0,02$	$\div 50$ $\mu\text{F}$
6	10 $\mu\text{F}$	$\times 0,2$	$\div 5$ $\mu\text{F}$

figura 11

Scale e fattori di scala.

Vi auguro buon lavoro e Vi ringrazio per avermi seguito fin qui.

## Appendice A

### Calcolo della corrente media in un processo di scarica di un condensatore su una resistenza

Si definisce valor medio di una qualunque funzione periodica, quel valore che moltiplicato per il periodo dia un'area uguale a quella racchiusa fra la funzione e l'asse delle ascisse per una lunghezza pari al periodo; ovvero, con riferimento alla figura 12:

$$A_1 = A_2 \quad (6)$$

L'area racchiusa fra la funzione e l'asse delle ascisse per una lunghezza pari al periodo è, per definizione stessa di integrale, data dall'integrale definito della funzione fra 0 e T.

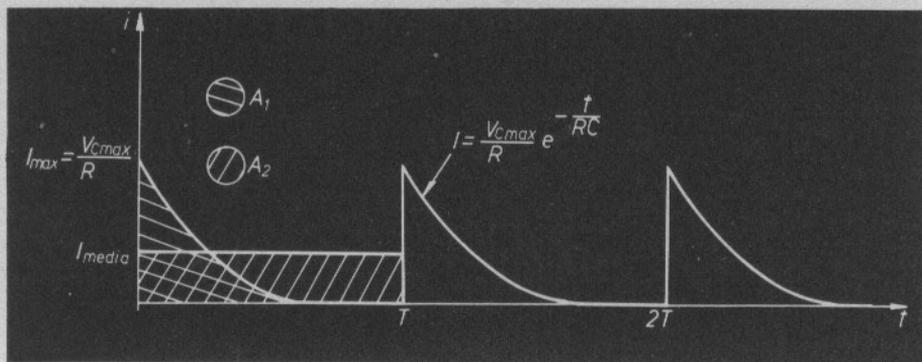


figura 12

Calcolo grafico del valor medio di una funzione periodica.

$$A_1 = \int_0^T \text{funzione} \, dt$$

La equazione (6) diventa quindi:

$$\text{Valor medio} \cdot T = \int_0^T \text{funzione} \, dt$$

cioè:

$$\text{Valor medio} = \frac{1}{T} \int_0^T \text{funzione} \, dt \quad (7)$$

La funzione di cui si vuole calcolare il valor medio è la corrente che circola in un circuito RC durante il processo di scarica del condensatore. Tale corrente ha l'andamento disegnato in figura 12 ed è rappresentato dalla funzione

$$i = \frac{V_{C \max}}{R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

dato che

$$V_C = V_{C \max} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

e che vale sempre la legge di Ohm, nel nostro caso  $i = V_C/R$ .

$V_{C \max}$  è la tensione massima di carica del condensatore, la indicheremo per semplicità  $V_z$ , il valor medio della corrente lo indicheremo  $I_m$ . Scriviamo quindi la (7) con i valori opportuni

$$I_m = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_z}{R} e^{-\frac{t}{RC}} dt$$

ma  $f = 1/T$  e  $V_z/R$  è costante, quindi:

$$I_m = \frac{f \cdot V_z}{R} \int_0^T e^{-\frac{t}{RC}} dt = \frac{f V_z}{R} (-RC) \left[ e^{-\frac{t}{RC}} \right]_0^T =$$

$$= -f V_z C \left[ e^{-\frac{T}{RC}} - e^{-\frac{0}{RC}} \right] = -f V_z C \left[ e^{-\frac{T}{RC}} - 1 \right]$$

Nel caso in cui  $T \gg RC$  (periodo  $T$  molto maggiore della costante di tempo  $RC$ ), ovvero quando il condensatore è proprio scarico prima che inizi un nuovo ciclo:

$$I_m = -f V_z C [0 - 1]$$

ovvero:

$$I_m = f V_z C \quad (8)$$

Da questa ultima formuletta sembra che il valor medio della corrente di scarica non dipenda dalla resistenza di scarica, è vero, ma ricordiamo che quello che ci ha permesso di arrivare alla (8) è l'imposizione  $T \gg RC$  ove, come si vede,  $R$  c'entra e come!

## Appendice B

Estraiamo dalla figura 4 i circuiti equivalenti approssimati di carica (figura 13) e di scarica (figura 14) corrispondenti agli stati di non conduzione e di conduzione di  $Q_1$ .

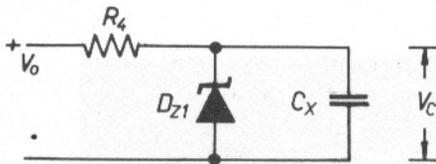


figura 13

Circuito equivalente di carica ( $Q_1$  non conduce).

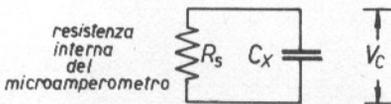


figura 14

Circuito equivalente di scarica ( $Q_1$  conduce).

In figura 15 l'andamento della tensione ai capi del condensatore incognito. Quello che si vuole ottenere è la tensione ottimale  $V_z$  dello zener  $D_{z1}$  affinché con buona approssimazione si possa dire che negli istanti di commutazione di  $Q_1$  da non conduzione a conduzione e viceversa, il condensatore  $C_x$  sia completamente carico e viceversa.

Si consideri l'istante  $t_x$  nel quale cessa la carica a causa del raggiungimento della uguaglianza fra la tensione ai capi del condensatore e la tensione dello zener. Tanto più piccolo sarà  $t_x$  rispetto a  $T/2$ , tanto più sicuri si è della avvenuta carica di  $C_x$ , e a maggior ragione della scarica poiché  $R_4 \cdot C_x > R_s \cdot C_x$  ( $R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_s =$  resistenza interna dello strumento, dell'ordine di  $1.500 \Omega$ ).

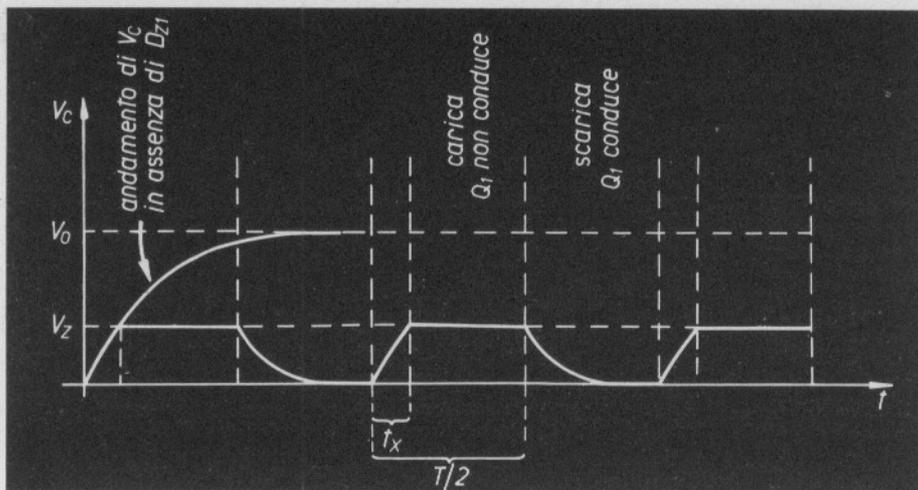


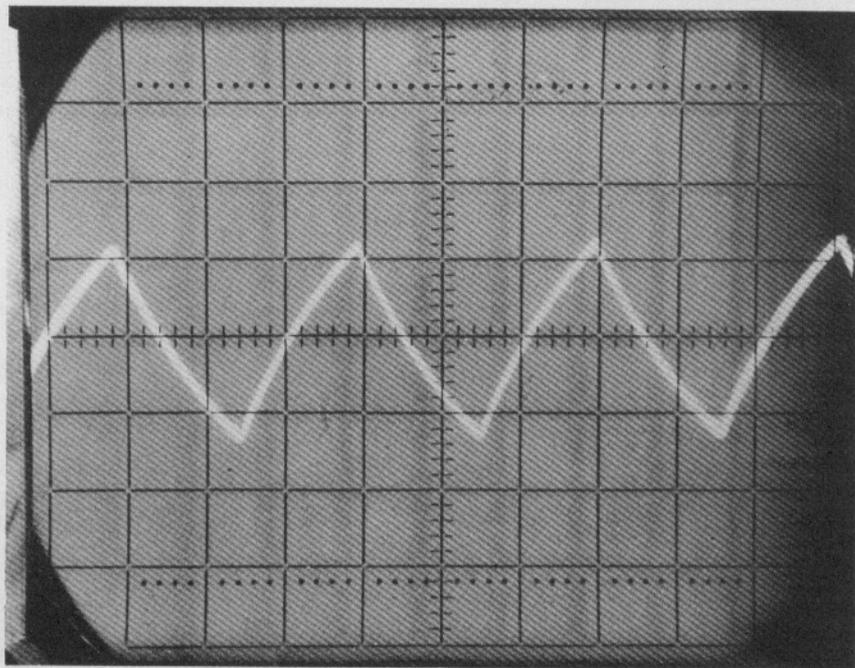
figura 15

Andamento della tensione ai capi del condensatore incognito.

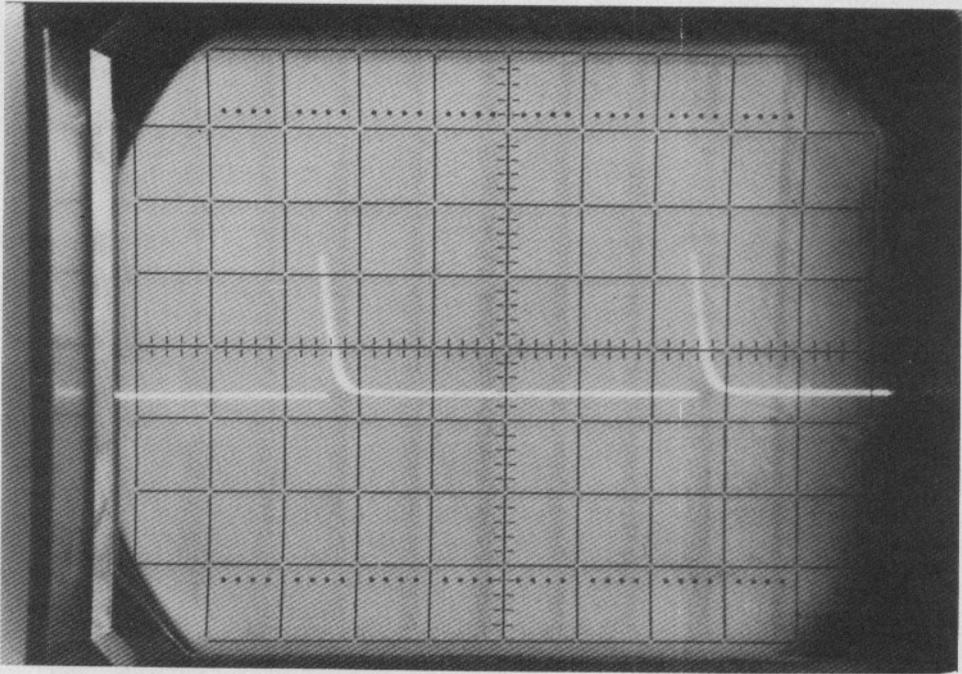
A questo punto si è inventato un pseudo coefficiente di bontà definito dal rapporto fra  $T/2$  e  $t_x$  dato dalla formula

$$B = \frac{\frac{T}{2}}{t_x} \quad (9)$$

e di cui si è studiato l'andamento.



Andamento della tensione sul piedino 2 di  $X_1$ .



Andamento della tensione ai capi di  $M_1$ .

Dalla formula (1) ricaviamo

$$\frac{1}{f} = \frac{C V_z}{I_m}; \quad \frac{1}{2f} = \frac{C V_z}{2 I_m}$$

ovvero:

$$\frac{T}{2} = \frac{C V_z}{2 I_m} \quad (10)$$

La formula che ci dà l'andamento della tensione ai capi di un condensatore durante la carica è in generale:

$$V_c = V_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \text{ove} \quad \tau = R_4 \cdot C \quad (11)$$

Volendo ricavare  $t_x$  cioè l'istante in cui  $V_c = V_z$ , la (11) diventa:

$$V_z = V_0 \left( 1 - e^{-\frac{t_x}{\tau}} \right) \quad (12)$$

da cui, e vi risparmio i passaggi:

$$t_x = -\tau \log \frac{V_0 - V_z}{V_0} \quad (13)$$

Sostituendo la (10) e la (13) nella (9) abbiamo:

$$B = \frac{C V_z}{2 I_m} = \frac{V_0}{\tau \log \frac{V_0 - V_z}{V_0}} = \frac{V_0}{2 I_m R_4 \log \frac{V_0 - V_z}{V_0}} \quad (14)$$

Sostituendo i valori,  $R_4 = 2,2 \cdot 10^3$  (2,2 k $\Omega$ );  $I_m = 50 \cdot 10^{-6}$  (50  $\mu$ A),

$$B = \frac{V_z}{0,22 \log \frac{V_0 - V_z}{V_0}} \quad (15)$$

Calcoliamo allora questo pseudo coefficiente di bontà in funzione di  $V_z$  (tensione dello zener) e di  $V_0$  (tensione di alimentazione), ottenendo i valori indicati in figura 16.

tensione di alimentazione

figura 16

Valori del pseudo-coefficiente di bontà B di cui alla formula (15).

tensione di zener di  $D_4$

$V_z \backslash V_0$	12	15	16	30
1	52	65	70	134
2	50	63,5	68	131,7
3	47,4	61,1	65	129,4
3,3	46,6	60,3	64,9	128,7
4	44,8	58,6	63	127,05
4,7	42,9	56,8	61,4	125,37
5	42	56	60	124
6	39,3	53,3	58	122,2
7	36,3	50,6	55	119,7
8	33	47,7	52	117,2
9	29,5	44,6	49	114
10	25	41,3	46	112
11	20	37,8	42	109
12	—	33,8	39	106,7
13	—	29,3	35	104
14	—	23,4	30	101,2
15	—	—	24	98
16	—	—	—	95,2

Come si può notare facilmente, più grande è il divario fra  $V_0$  e  $V_z$ , più grande è B; nell'ambito della stessa  $V_0$ , più piccola è  $V_z$  più grande è B. Più grande è B più grande è il rapporto fra  $T/2$  e  $t_x$ , più sicuri si è che il condensatore sia completamente scarico prima che inizi una nuova carica e viceversa (va notato che nella sesta scala i valori di B risultano quelli di figura 16 divisi per 10 poiché  $I_m$  risulta di 500  $\mu$ A e non 50  $\mu$ A).

A questo punto le scelte. Tensione di alimentazione a 15 V, abbastanza elevata ma non troppo, per avere un solo alimentatore (il 555 può essere alimentato con una tensione fino a 16 V).

Segue la scelta di  $V_z$  a 3,3 V, che è il valore commerciale minimo che ci consente il massimo valore di B. La scelta di  $Q_1$  è basata sul fatto di avere una bassissima tensione di saturazione (tensione collettore-emettitore nello stato di saturazione) affinché sia trascurabile la presenza del transistor nel circuito equivalente di scarica.

## Bibliografia

- Giorgio Terenzi - **Capacimetro a lettura diretta** - CD, 9/65, pagina 566.
- G. Liuzzi - **Misuratore capacitivo del livello di un liquido** - cq, 11/69, pagina 995.
- Emilio Romeo - **ER120, capacimetro** - cq, 3/77, pagina 448.
- Emilio Romeo - **Perfezionando il capacimetro** - cq, 7/78, pagina 1302.
- Piero Erra - **Quasi tutto sull'integrato 555** - cq, 5/77, pagina 913.
- Paolo Forlani - **Capacimetri (in generale), e un capacimetro (in particolare)** - cq, 3/71, pagina 274.
- Carlo Grippo - **Progetto di un capacimetro e sua realizzazione** - cq, 12/71, pagina 1334.
- Marino Miceli - **Un ponte per la misura di piccole capacità** - cq, 1/75, pagina 92.
- Francesco Cherubini - **Generatore di funzioni NE566 + capacimetro digitale** - cq, 8/78, pagina 1558.
- L. Olivieri, E. Ravelli - **Elettrotecnica**, volume 1 - C.E.D.A.M.
- Calisto Tanucci - **Tecnologia delle costruzioni elettroniche**.
- **Low Loss Capacitors** - Siemens Data Book.
- **Fixed capacitors, variable capacitors** - Philips Data Book CM2b.

La **sabtronics** INTERNATIONAL INC. leader nel settore della strumentazione digitale, vi presenta  
**DMM 2035**



### CARATTERISTICHE GENERALI

<b>Impedenza di ingresso</b>	: 10 MΩ su tutte le portate in ca 10 MΩ-10 pF
<b>Protezione a sovratensioni</b>	: 1000 Vcc o RMS su tutte le portate
<b>Protezione a sovraccarichi</b>	: con fusibile 2 A/250 V su tutte le portate
<b>Protezz. Ohm</b>	: 250 V cc o picco su tutte le portate
<b>Risposta in frequenza</b>	: da 40 Hz a 5 KHz
<b>Display</b>	: 3 cifre e 1/2 LCD da 13 mm.
<b>Alimentazione</b>	: pila 9 V o esterna
<b>Durata pila</b>	: 200 ore con tipo alcalino
<b>Dimensioni</b>	: mm 89x168x41
<b>Peso senza pila</b>	: 310 grammi

### FUNZIONE P. MISURE - Accuratezza

Volt cc	5 100 μV a 1000	V±(0,1% + 1 d.)
Volt ac	5 100 μV a 1000	V±(0,3% + 1 d.)
Corr. cc	5 0,1 μA a 2 A	±(0,3% + 1 d.)
Corr. ca	5 0,1 μA a 2 A	±(0,7% + 2 d.)
Low-Ohm	6 0,1 Ω a 20 MΩ	±(0,2% + 1 d.)
Hi-Ohm	6 0,1 Ω a 20 MΩ	±(0,2% + 1 d.)

**PREZZO IN KIT: L. 118.000**  
**ASSEMBLATO: L. 142.000**

**RICHIEDETELO AI RIVENDITORI  
O SCRIVENDO O TELEFONANDO  
DIRETTAMENTE A:**

**elcom**

**Via Angiolina, 23 - 34170 Gorizia - Tel. 0481/30.90.9**

# Micro preamplificato per ALAN K 350 BC

Francesco Michienzi

Ogni spiegazione è prolissa in quanto il circuito stampato parla da sé.

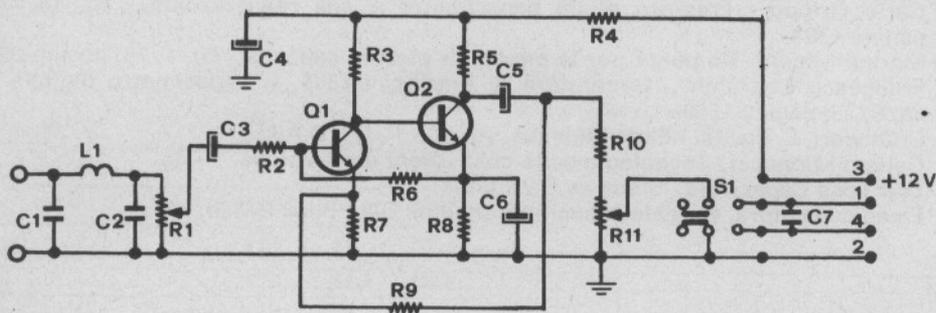


figura 1

$R_1$	47 k $\Omega$ , trimmer
$R_2$	5,6 k $\Omega$ , 1/2 W
$R_3$	33 k $\Omega$
$R_4$	100 $\Omega$
$R_5$	10 k $\Omega$
$R_6$	680 k $\Omega$
$R_7$	220 $\Omega$
$R_8$	3,3 k $\Omega$
$R_9$	22 k $\Omega$
$R_{10}$	3,3 k $\Omega$
$R_{11}$	potenziometro da 5 o 10 k $\Omega$ originale

$C_1$	1 nF, a disco
$C_2$	1,5 nF, a disco
$C_3$	10 $\mu$ F
$C_4$	100 $\mu$ F
$C_5$	10 $\mu$ F
$C_6$	220 $\mu$ F
$C_7$	100 pF, a disco
$L_1$	33 $\mu$ H
$Q_1, Q_2$	BC109 o equivalente
$S_1$	deviatore originale

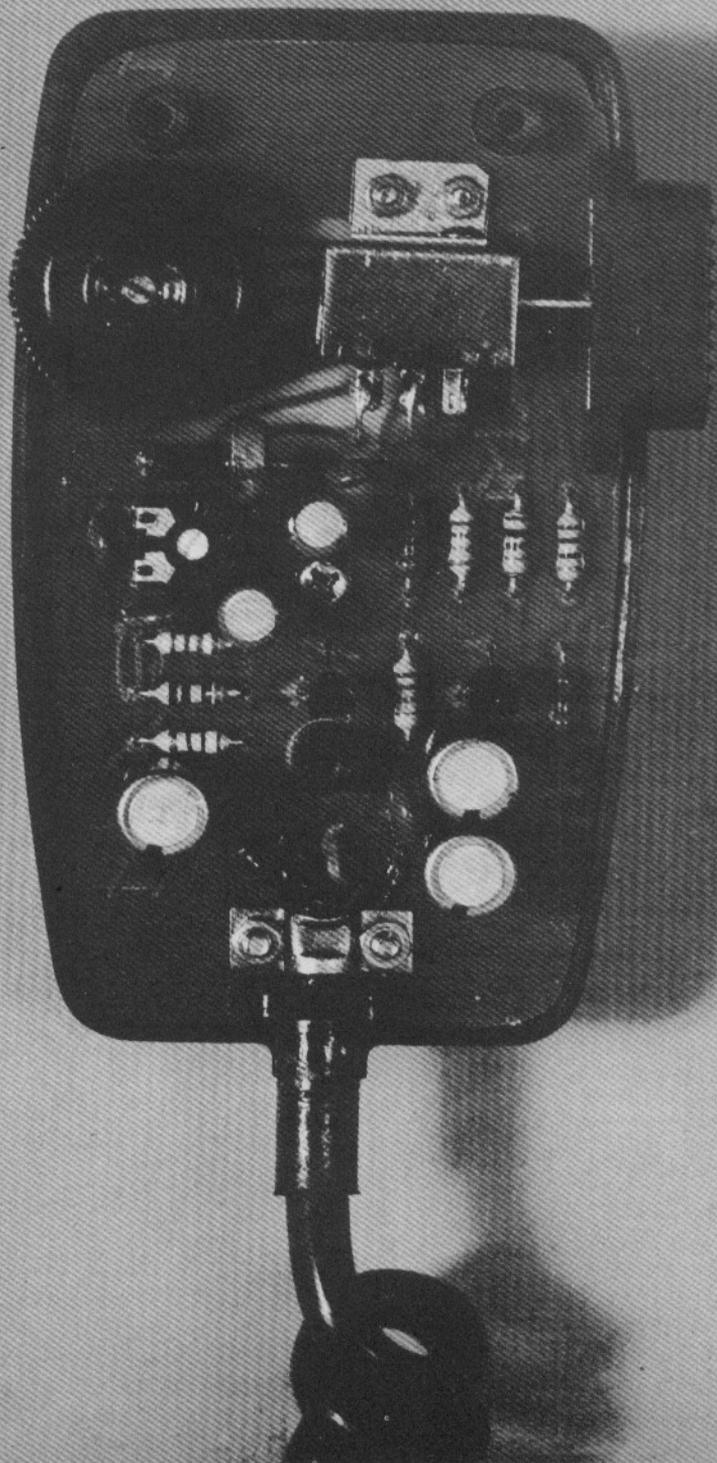
CERCATE QUALCOSA? DOVETE VENDERE?

offerte e richieste

© copyright cq elettronica

cq elettronica - ogni mese





Questa consiste nel modificare come illustrato le disposizioni ai terminali al jack del micro e nell'aggiunta di uno spezzoncino di filo tra questo e il potenziometro del volume.

\*\*\*\*\*

figura 3

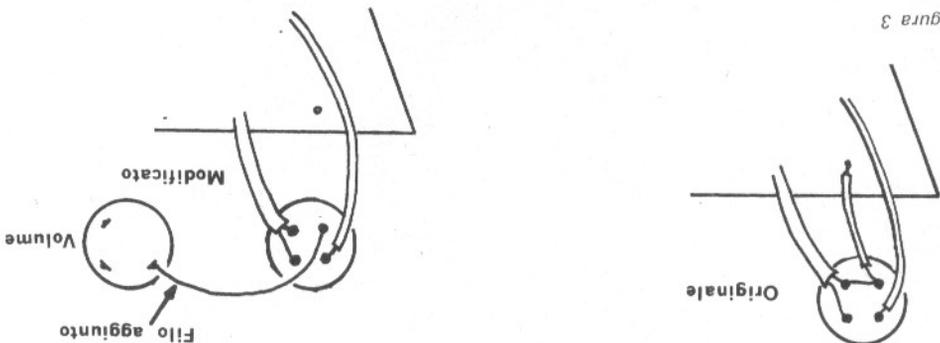
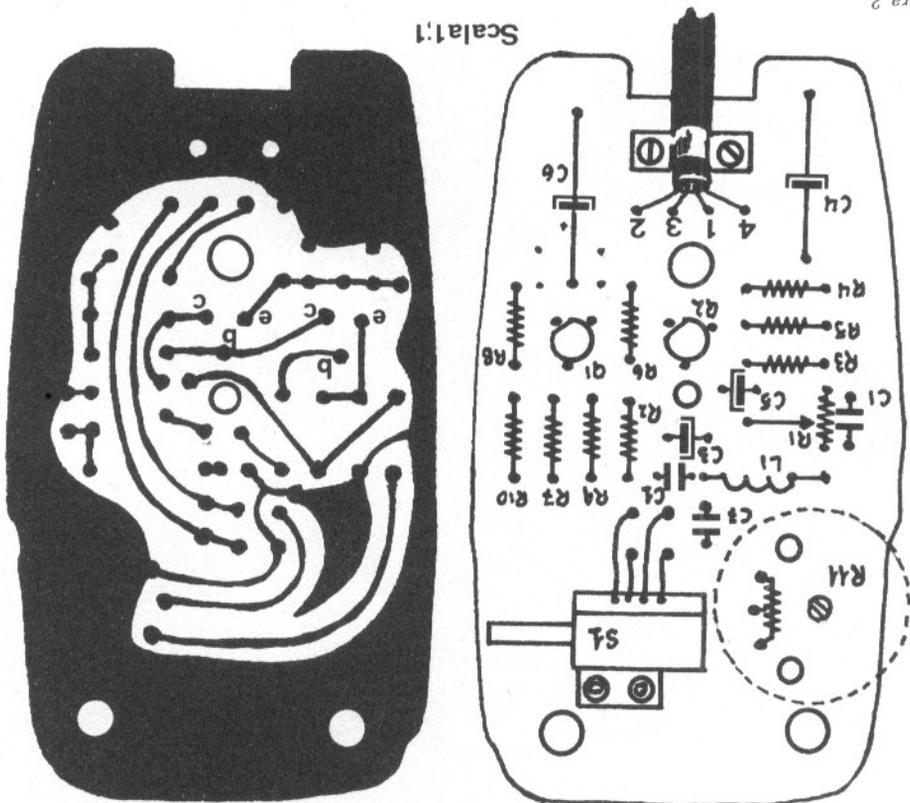


figura 2

Scala:1:1



Sul circuito vi è un doppio cablaggio per  $C_4$  e  $C_6$  che possono essere montati in posizione sia verticale che orizzontale. Per  $C_6$  sono stati utilizzati due da  $100 \mu F$  in posizione verticale. Un'unica modifica all'interno dell'apparato consente di eliminare il preamplificatore con la stessa alimentazione dell'apparato.

# Da sempre

# affidabilità

## AMPLIFICATORE DI POTENZA A VALVOLE 100/1500.

Completamente automatico.  
Protezione di tutte le funzioni.  
2° armonica - 65dB, tutte le altre assenti.  
Input 10W, 88 ÷ 108 MHz  
Output 1500/1600W RF  
Wattmetro incluso.  
Stabilizzatore di tensione compreso.  
Rete 220V ± 20% 3,2KW

### ALTRI PRODOTTI FM:

- Ponti VHF e 12 GHz
- Eccitatori fissi e portatili
- Antenne direttive e collineari in acciaio inox
- Encoder stereo, cavi coassiali, connettori, ricambi originali

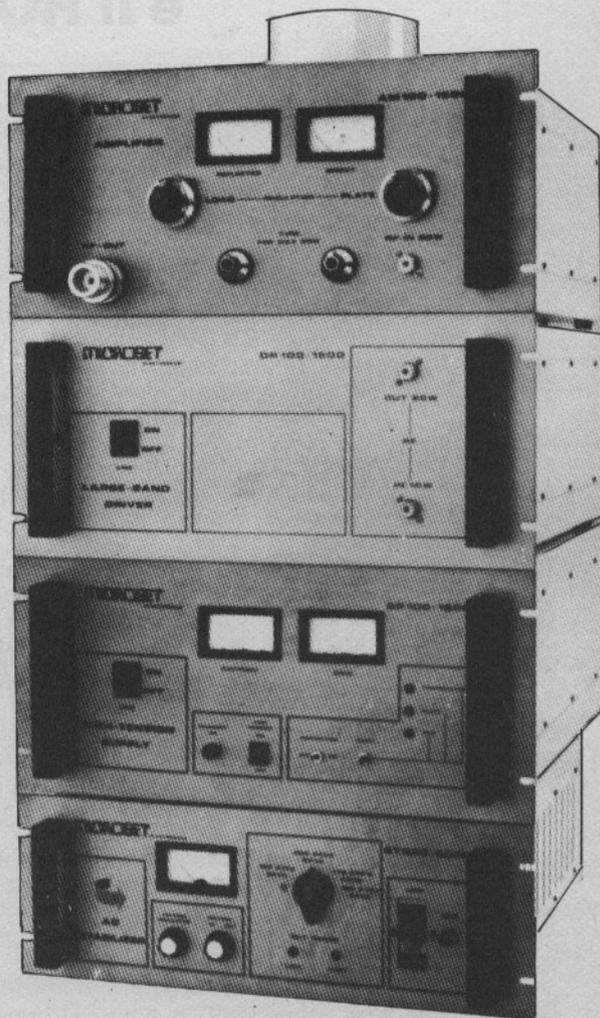
..e sempre persone amiche a darvi una mano.

### TRANSISTOR E NON CI PENSATE PIÙ.

100/100T 100W RF  
100/200T 200W RF  
100/400T 400W RF  
100/800T 800W RF  
100/1500T 1500W RF

Basta attaccare l'antenna e dare 10W di eccitazione, e il gioco è fatto.

Armoniche assenti.  
Protezioni su tutte le funzioni, comprese l'antenna.  
Rete 220V ± 10%  
Frequenza 88 ÷ 108MHz  
5MHz di banda.



Mod. 100/1500

### LINEA 80

- Stabilizzatori di tensione con controllo elettronico da 1 a 8KW monofasi.
- Alimentatori stabilizzati e frequenzimetri per uso professionale e semiprofessionale.
- Lineari a transistor fino a 150W per VHF, 144-156-160 MHz.

# MICROSET elettronica

di BRUNO GATTEL

33077 SACILE (PORDENONE)  
TEL. (0434) 72459 - Tlx 45270  
Via A. Peruch n. 64

# L'adattamento di impedenza e il ROS

10ZV, Francesco Cherubini

« Adattamento di impedenza » significa collegare, in maniera efficiente e valida, un generatore con un carico, allo scopo di ricavare il massimo risultato; in genere si cerca il massimo trasferimento di energia nel carico.

Volendo fare una similitudine meccanica, si può considerare, in campo automobilistico, la funzione svolta dal cambio di velocità. Esso adatta le condizioni del carico a quelle del motore, che eroga potenza entro un certo intervallo di giri, ad esempio tra 1.200 e 5.000 giri al minuto primo; per cui in « prima » noi possiamo affrontare bene le salite più ripide, ma troviamo che in pianura il motore è poco « caricato » e si imballa; mentre in « quarta » andiamo bene in pianura ma non riusciamo a superare le salite.

Tornando ai circuiti elettrici, possiamo esaminare ciò che accade in un determinato caso (vedi figura 1) in cui abbiamo un generatore caratterizzato da una resistenza interna uguale a  $50 \Omega$  ( $R_{int} = 50$ ) e che fornisce una tensione di 50 V; con un carico esterno di  $50 \Omega$  (facendo dei semplici calcoli), vediamo che otteniamo una tensione  $V_L$  in uscita, cioè sul carico  $R_L$ , pari a 25 V; la  $I_L$  sarà 0,5 A e abbiamo perciò  $25 \times 0,5 = 12,5$  W.

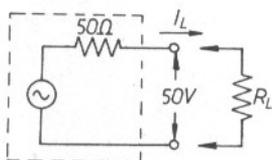


figura 1

Se  $R_L = 50$ , avremo il massimo di energia.

Con qualsiasi altro valore di  $R_L$  la potenza ottenibile è **inferiore**. Se infatti  $R_L$  ha un valore più elevato, si innalza  $V_L$  ma decresce  $I_L$  e il loro prodotto sarà inferiore; se  $R_L$  si abbassa, aumenta  $I_L$  ma decresce  $V_L$  e ancora otteniamo un prodotto inferiore. Al limite, se  $R_L = 0$ , avremo  $I$  pari a 1 A, ma  $V = 0$ ; se  $R_L$  è infinita, avremo  $V_L$  pari a 50 V ma la  $I_L$  sarà 0, e in entrambi i casi la potenza nel carico risulta zero. Tutto ciò è valido quando si desidera il massimo di uscita, indipendentemente da altre considerazioni; in molti casi però tali considerazioni vanno fatte. Ad esempio, se la sorgente è un trasformatore (vedi figura 2), la resistenza interna  $R_i$  rappresenta la resistenza ohmica del filo usato per il secondario, più l'effetto della resistenza del primario.

Se noi carichiamo il trasformatore sino a ottenere la massima potenza, il trasformatore prende fuoco!! Infatti la massima potenza in uscita ( $P_{out}$ ), si ottiene quando  $R_L = R_i$  e in tal caso si dissipa (in calore) nell'avvolgimento una potenza uguale a quella del carico. Però in questo caso l'assorbimento dalla rete è il **doppio**

della potenza in uscita e il « rendimento » del trasformatore è solo del 50 % (chiamiamo rendimento il rapporto tra potenza « resa » e potenza assorbita; tale rapporto, compreso tra 0 e 1, se viene moltiplicato per 100 ci dà la percentuale. Quindi se la potenza resa è la metà di quella assorbita, avremo:  $P_{out}/P_{in} = 1/2 = 0,5$  o anche = 50 %).

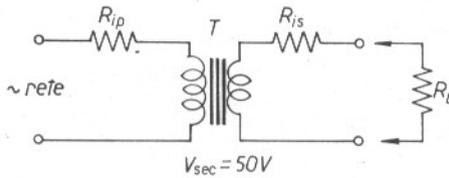


figura 2

Il carico su un trasformatore.

Esempio: sia ancora  $V$  pari a 50 V, se  $R_L = 50 \Omega$ , come nel caso di figura 1 i watt in uscita sono 12,5. Altrettanti sono dissipati nell'avvolgimento; quindi dalla rete sono assorbiti 25 W, di cui solo la metà vengono utilizzati nel carico.

A parte il calore dissipato nel trasformatore, e che darebbe luogo a inconvenienti, un rendimento del 50 % è certamente poco accettabile; perciò nel caso dei normali trasformatori di alimentazione si usa ridurre le  $R_{int}$  in modo che il rendimento sia almeno del 90 %; infatti un trasformatore da 50 W di uscita potrà assorbirne circa 55.

Nei trasformatori grossi il rendimento è anche più elevato, mentre in quelli piccoli scende. Tutto ciò per precisi calcoli economici.

Un altro caso in cui non si mira al massimo trasferimento di energia è quello degli alimentatori stabilizzati; essi infatti « mostrano » una  $R_i$  particolarmente bassa, e  $R_L$  deve essere molto, molto superiore. Esempio: tensione a vuoto 13 V; con assorbimento di 1 A la tensione scende a 12,8 V. Abbiamo una variazione di  $13 - 12,8 = 0,2$  V con  $I$  di 1 A: da cui  $R_i$  uguale a  $0,2 : 1 = 0,2 \Omega$ , con un carico di  $13 \Omega$ . Se analizziamo il comportamento di un alimentatore, vediamo che la tensione è tanto più stabile, quanto più è bassa  $R_i$  rispetto a  $R_L$ , il circuito riesce ad abbassare **artificialmente**  $R_i$  con l'uso della controreazione e a far rimanere  $V$  sostanzialmente stabile. La stessa cosa avviene negli amplificatori Hi-Fi, dove elevati tassi di controreazione riescono a mantenere la tensione in uscita sostanzialmente indipendente dal carico degli altoparlanti. Ciò viene fatto perché gli altoparlanti hanno una impedenza  $Z$  che varia con la frequenza, e dipende anche dalle casse entro cui sono montati; con un elevato tasso di controreazione questi effetti sono molto ridotti. Nel caso dell'alimentatore stabilizzato o dell'amplificatore Hi-Fi, la resistenza interna sembra molto bassa, abbiamo detto « artificialmente »; infatti il rendimento, inteso come rapporto tra potenza erogata e potenza assorbita ( $P_{out}/P_{in}$ ) è sempre ben lontano dal 90 % del trasformatore, e in alcuni casi è particolarmente basso.

L'adattamento è invece sempre rispettato nei circuiti RF poiché si desidera il massimo trasferimento di energia. Nel caso di una antenna, questa si comporta da generatore quando viene usata per ricevere; il carico è rappresentato dai circuiti di entrata del ricevitore. In trasmissione, invece, il Tx è il generatore, e l'antenna diviene il carico. Facendo un po' di conti, si vede che spostamenti relativamente piccoli di impedenza non causano grosse riduzioni di potenza, né in ricezione, né in trasmissione, se si immagina il carico collegato direttamente, cioè senza la linea di trasmissione, che però è quasi sempre presente. Torneremo dopo su ciò, e parleremo del famigerato ROS (cruccio soprattutto dei principianti). La questione dell'adattamento va tenuta ben presente anche negli accoppiamenti fra stadi. Ad esempio, è abbastanza comune vedere dei transistori collegati come in figura 3.

In questo circuito la  $Z$  ( $Z$  è simbolo dell'impedenza) in uscita da  $Q_1$  non è nota; essa è data da  $R_i$  in parallelo alla resistenza interna di  $Q_1$  che è però abbastanza alta; quindi la  $Z$  risulterà poco inferiore a  $R_i$ . Il carico è la base di  $Q_2$ , che ha un

comportamento assai variabile. Se  $Q_2$  non è in conduzione, la  $Z$  è alta; appena inizia a scorrere la corrente di base ( $I_b$ ) la  $Z$  scende a valori estremamente bassi.

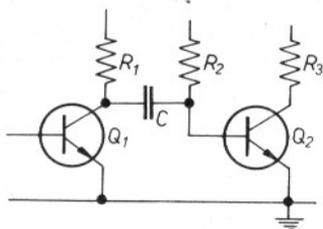


figura 3

Transistor in cascata.

Tale comportamento non lineare rende anche difficile i calcoli relativi, ed è per questo che i transistori si devono considerare pilotati in corrente, non in tensione. Infatti la corrente disponibile per la base di  $Q_2$  è, al limite, quella assorbita da  $Q_1$  tramite  $R_1$ , dato che  $Q_1$  può o essere interdetto, e in tal caso (trascurando  $C$ ), la base di  $Q_2$  riceve corrente tramite  $R_1$  oppure  $Q_2$  può arrivare alla saturazione e in tal caso la base di  $Q_2$  non riceve più corrente (a parte quella di polarizzazione tramite  $R_2$ ).

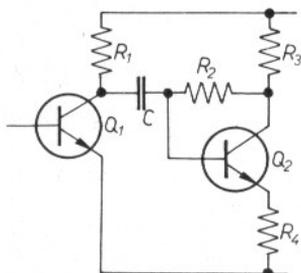


figura 4

Altro circuito tipico.

Passando al circuito di figura 4, ove è inserita  $R_4$  sul circuito di emettitore, la  $Z$  di ingresso di  $Q_2$  viene considerevolmente aumentata, e veniamo a trovare su  $R_4$  (circa) le variazioni di tensione presenti sul collettore di  $Q_1$ , dato che  $Q_2$  si comporta da « emitter follower » (si noti che manca, deliberatamente, qualsiasi condensatore in parallelo a  $R_4$ ). Ma poiché la  $I$  che transita in  $R_4$  transita anche in  $R_3$  (meno la trascurabile  $I_b$ ), avremo che il rapporto  $R_3/R_4$  determina anche il guadagno in tensione dello stadio  $Q_2$ . Naturalmente questo discorso è valido se si usano elementi circuitali normali. La polarizzazione di  $Q_2$ , tramite  $R_2$  collegata al collettore, è inferiore di quella ottenibile con  $R_2$  unita al positivo, perché è presente una controreazione in continua che tende a stabilizzare il punto di lavoro di  $Q_2$ .

## Adattamento e ROS

Torniamo ora al tema principale, con il traguardo del « ROS ».

Questa sigla significa « Rapporto Onde Stazionarie » e in inglese diviene « SWR » cioè « Standing Wave Ratio ».

Diciamo subito che la cosiddetta « onda riflessa » **non esiste**; è solo un'astrazione teorica cui i meno eruditi danno troppa importanza. Ho sentito una volta un OM che diceva che la potenza riflessa (dall'antenna) faceva arrossare le placche dei tubi finali. Questa è una vera aberrazione, perché non dobbiamo dimenticare che il Tx è un generatore, e il complesso cavo-antenna è il carico; punto e basta. Il carico potrà essere più o meno disadattato e quindi potrà assorbire più o meno potenza, **ma non la respinge indietro**. In uno scritto apparso su CQ americana nel mese di marzo '79 — W Vissers, K4KI, dice giustamente che parlare di onde in avanti e in ritorno è come pensare a un tubo pieno d'acqua; questa o va avanti o indietro, ma non può fare le due cose contemporaneamente!!

Vediamo adesso un piccolo esempio chiarificatore.

Torniamo alla figura 1, e supponiamo di applicare un carico diverso da  $50 \Omega$ . In figura 5 sono riportati i risultati dei calcoli (molto semplici); si vede che allontanandosi da  $50 \Omega$ , la potenza in uscita si riduce, ma non in modo eccessivo. Se poi il generatore è in qualche modo regolabile, si può compensare il minor trasferimento di energia.

$R_L$	$W_{out}$	ROS	$R_{L2}$	%
50	12,5	1	—	100
70	12,15	1,4	35,7	97
100	11,11	2	25	88,9
150	9,37	3	16,67	75

figura 5

Potenza in uscita al variare di  $R_L$  (i valori  $R_{L2}$  sono equivalenti ai fini del ROS e della potenza) nel circuito di figura 1.

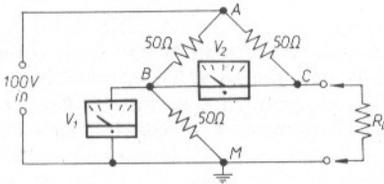


figura 6

Ponte di misura.

Esaminiamo ora la figura 6, ove è rappresentato un normale circuito ponte. Supponiamo di alimentarlo con 100 V all'entrata « in », cioè nel punto A; supponiamo anche che i due voltmetri abbiano alta resistenza interna e quindi il loro effetto viene trascurato. Il voltmetro  $V_1$  segnerà 50, dato che le resistenze tra A e B e B e M sono uguali; nel punto B avremo appunto 50 V. Se  $R_L = 50 \Omega$ , il voltmetro  $V_2$  segnerà 0, dato che anche nel punto C, per lo stesso motivo, la tensione è di 50 V. Con questo circuito, la potenza assorbita è divisa ugualmente fra le quattro resistenze; in pratica ognuna dissipa 50 W, mentre la potenza totale assorbita è di 200 W.

Se  $R_L$  è variata in  $150 \Omega$ , la tensione nel punto C diviene pari a:

$$\frac{V \times R_L}{R_L + 50} = 100 \times \frac{150}{150 + 50}, \text{ cioè } 75 \text{ V.}$$

$V_1$  seguita a segnare 50,  $V_2$  segna 25; in termini di ROS, ciò equivale a 3, e infatti 150 è tre volte maggiore di 50. Se  $R_L$  è fatta pari a 16,67, la tensione in C diviene:  $100 \times (16,67 : 50 + 16,67) = 25 \text{ V}$ ; e  $V_2$  segna ancora 25. Guarda caso, 16,67 è pari a un terzo di 50, e il ROS è ancora pari a 3. Quindi il nostro ponte di figura 6 ci permette di misurare quale scostamento ha  $R_L$  rispetto al valore di 50, per il quale il ponte è equilibrato e  $V_2$  segna zero. Rispetto al normale rosmetro,  $V_1$  misura la potenza in uscita (Forward) e  $V_2$  la potenza di « rientro » (Reflected), e il comportamento è equivalente. A questo punto, mi pare, risulta ben evidente che **non** c'è alcuna potenza riflessa; c'è solo una variazione di equilibrio e un minore assorbimento di potenza da parte di  $R_L$ . Per giunta, tutte le considerazioni fatte **valgono per la corrente continua**. Se ora immaginiamo di alimentare il ponte con RF, per esempio a 14 MHz, nulla cambia, a parte i voltmetri che devono essere in grado di funzionare in alternata. Mettendo al posto di  $R_L$  una reattanza, cioè un condensatore (o una induttanza), la tensione nel punto C viene ad essere sfasata e di livello tale che  $V_2$  segna 50 (come  $V_1$ ) con ROS infinito e, **si noti**, con assorbimento di potenza **zero** da parte di  $R_L$ , cioè del condensatore (o induttanza).

Per chi si chiede come mai  $V_2$  segna 50 **indipendentemente** dal valore della reattanza, si può dire che se il condensatore C è perfetto, la corrente circolante nel braccio di destra del ponte genera due tensioni, su R e su C, sfasate esattamente di  $90^\circ$  tra loro; e se la reattanza di C è pari a 50, le due tensioni sono in anticipo o ritardo di  $45^\circ$  rispetto alla tensione in A (vedi figura 7) e la loro somma vettoriale dà la tensione V.

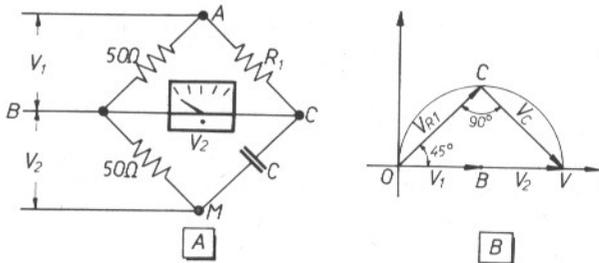


figura 7

Tensioni presenti su R e C.

Variando il valore della capacità, il punto C descrive la circonferenza  $OCV$ , e poiché il nostro strumento  $V_2$  è inserito tra il punto B e il punto C, la tensione indicata è **sempre** 50 qualunque sia il punto in cui C si viene a trovare. Infatti, la somma vettoriale delle due tensioni localizzate su  $R_1$  e su C è costante, con un angolo di  $90^\circ$  fra loro.

Tornando a discorsi più elementari, abbiamo così visto che le indicazioni di  $V_1$  e  $V_2$  sono **uguali** a quelle che dà il rosmetro; ma è per noi più facile ragionare sul circuito di figura 6 che non sul circuito (ignoto) del rosmetro, ove si parla sempre di potenza riflessa, che, dovrebbe essere chiaro, non esiste. Esiste invece una indicazione di  $V_2$  che ci dà una « misura » di quanto il carico si trova lontano dal valore ottimo di 50.

Se il carico non è troppo lontano da  $50 \Omega$ , oppure ha delle modeste componenti reattive, è possibile attuare un perfetto adattamento agendo sui comandi « Load » e « Plate » di cui sono forniti la grande maggioranza dei Tx valvolari. Nei più recenti apparati a stato solido questi comandi sono scomparsi e non è più possibile effettuare le regolazioni necessarie; si ricorre perciò agli « accordatori » o « adattatori » che sono in genere composti da un paio di variabili e una bobina di adeguate dimensioni. La semplificazione costruttiva del Tx si rivela perciò alquanto aleatoria; i due comandi soppressi nel Tx si ritrovano, aumentati a 3, nell'accordatore!

## ROS e linee

Abbiamo finora parlato di carichi non adattati, immaginando che questi siano collegati direttamente al ponte di misura o al Tx. In pratica, però, l'antenna è sul terrazzo, e il Tx a una sensibile distanza. Tra i due viene interposta una « linea di trasmissione », molto spesso in cavo coassiale. La linea, in teoria, non altera il disadattamento esistente, anche se il comportamento varia a seconda dei casi. Supponiamo, ad esempio, di operare su 14 MHz e di interporre un cavo lungo esattamente mezz'onda tra il ponte di figura 6 e  $R_L$  (vedi figura 8).

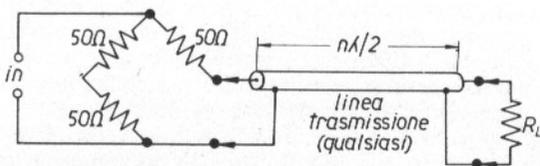


figura 8

Inserimento di una linea tra il ponte di figura 6 e carico.

Nulla varia, perché una linea lunga mezz'onda (o più multipli di mezz'onda) non cambia la situazione. Se la linea invece fosse solo di un quarto d'onda, essa si comporterebbe da trasformatore di impedenza; supponiamo di usare un cavo da  $50 \Omega$ , terminato su una  $R$  di  $150 \Omega$ . Chiamando  $Z_1$  e  $Z_2$  le impedenze agli estremi della linea e  $Z_c$  l'impedenza del cavo, vale la formula:

$$Z_1 \times Z_2 = Z_c^2$$

da cui:

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{Z_2} = \frac{50^2}{150} = 16,67.$$

Quindi un cavo lungo un quarto d'onda **trasforma** i  $150 \Omega$  in  $16,67 \Omega$  (o viceversa). In entrambi i casi il ROS è  $1 : 3$  e ciò conferma che la linea **non cambia** il ROS. Nei casi di lunghezze intermedie i calcoli sono molto più complessi e li lasciamo agli appassionati di matematica.

### Perdite nella linea

La linea di trasmissione presenta delle perdite, dovute sia alla resistenza dei conduttori (e all'effetto pelle nel caso di RF) sia alle perdite nel dielettrico (isolante). Le perdite sono normalmente indicate nelle tabelle, ma sono anche misurabili se si dispone di un wattmetro e di un carico fittizio.

Quando la linea è terminata su di un carico diverso da quello previsto si creano le famose onde stazionarie. Con questa frase si intende dire che la tensione (e la corrente) presente lungo la linea non è costante, ma presenta dei massimi e dei minimi, intervallati in funzione della lunghezza d'onda. Ad ogni massimo di tensione corrisponde un minimo di corrente e viceversa (vedi figura 9).

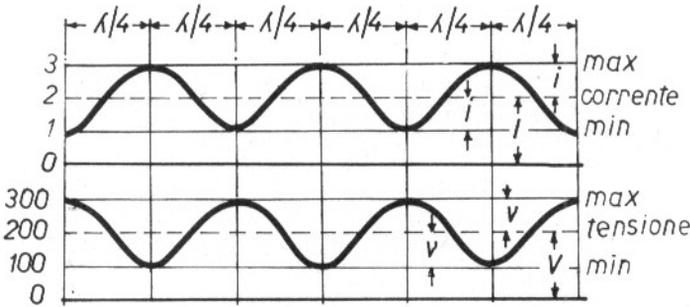


figura 9

Tensione e corrente su linea con ROS di  $1 : 3$ .

Il rapporto tra l'ampiezza del massimo e del minimo è quello che chiamiamo ROS. Quindi se il ROS è 1, vuol dire che  $V$  è costante. Se è  $1 : 3$  vuol dire che il rapporto tra il minimo e il massimo è 1 a 3, ecc. ... La presenza di queste ondulaioni fa aumentare le perdite nella linea in modo tanto più marcato quanto più elevato è il ROS; e poiché le perdite aumentano anche con la frequenza di lavoro, ne viene che soprattutto alle frequenze più elevate si deve tener d'occhio il ROS. Riepilogando, noi abbiamo in successione: Tx - linea - antenna.

Se la linea è da  $50 \Omega$  e l'antenna si scosta da questo valore, si creano delle onde stazionarie nella linea che fanno aumentare le perdite. Inoltre il Tx può avere difficoltà a erogare la potenza prevista. Se il rosmetro è inserito tra linea e antenna noi leggiamo il ROS esatto (ammesso che il rosmetro dica la verità), ma se lo inseriamo tra Tx e linea le indicazioni saranno, in genere, inferiori alla realtà, cioè più ottimistiche.

Il famoso accordatore dovrebbe essere inserito tra linea e antenna; in tal modo la linea verrebbe a lavorare senza onde stazionarie. Inserito invece tra Tx e linea, realizza un buon adattamento tra questi due elementi, ma le onde stazionarie lungo la linea restano **tali e quali**.

Se vogliamo verificare il funzionamento del rosmetro possiamo effettuare le due prove indicate in figura 10 e 11.

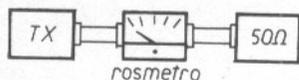


figura 10

Prova del rosmetro su carico di 50  $\Omega$ .

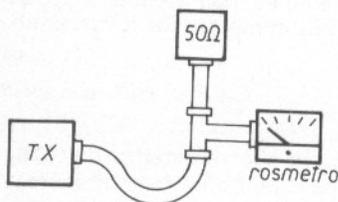


figura 11

Prova del rosmetro su circuito aperto.

In figura 10 inseriamo il rosmetro tra Tx e un carico fittizio da 50  $\Omega$ . La potenza « riflessa » deve risultare zero.

In figura 11 si usa una derivazione a T connessa a un attacco del rosmetro e anche al carico di 50  $\Omega$ . Nelle due posizioni (avanti-indietro) del rosmetro si dovrà ottenere la stessa deviazione dell'ago (a fondo scala, agendo sull'apposito comando); in tal caso, infatti, il ROS è infinito.

### NOTA (per i più esperti)

L'affermazione che non esiste l'onda riflessa potrebbe essere facilmente smentita dalla considerazione che, inviando un breve impulso in una linea, si riceve, di ritorno, un impulso, se la linea non è terminata correttamente; tale tecnica, impiegata correntemente in campo professionale nei collaudi dei cavi coassiali, permette sia di controllare eventuali discontinuità, anche modeste, sia di localizzare i guasti (misurando il tempo trascorso tra l'invio dell'impulso e il ritorno della riflessione).

La discordanza viene però meno se si tiene conto che tutti i discorsi fatti si riferiscono a tensioni alternate **sinusoidali**, e la sovrapposizione di tensioni sinusoidali (di pari frequenza) genera ancora una tensione sinusoidale. Effettivamente nel caso del singolo impulso (per definizione **non** sinusoidale) siamo nel campo delle onde progressive, mentre nel caso di Tx/linea/antenna siamo nel campo delle onde stazionarie (si veda: Malatesta, Elementi di Elettronica e Radiotecnica, volume secondo, pagina 363 e seguenti). \*\*\*\*\*



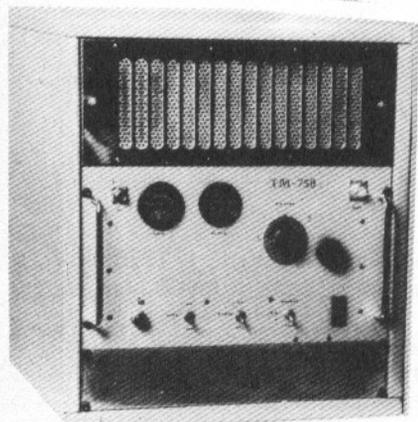
general processor

via Panciaticchi, 40 - via G. del Pian dei Carpini, 1, 3, 5  
50127 FIRENZE - tel. 055/43.55.27

**General Processor: il prestigio della tecnologia italiana**

# ELETRONICA T. MAESTRI

LIVORNO - VIA FIUME 11 - 13 - TEL. 38.062



**AMPLIFICATORE LINEARE PER F.M. AMB 600 W**  
Input - frequenza 70-102 Mcs controfase di due valvole 5-125/A.

**AMPLIFICATORE LINEARE PER F.M. AM 912/A -**  
500 W input - frequenza da 95 a 200 Mcs - 1 valvola 4CX-250/B in cavità.

**AMPLIFICATORE LINEARE PER F.M. TM 750 -**  
750 W input - 2 valvole 4CX-250/B o due valvole 5-125/A in controfase.

**A RICHIESTA POSSIAMO FORNIRE LINEARI COMPLETI DI ECCITATORE.**

**CERCAMETALLI WHITHE'S**  
nei modelli: **66 TRD-DELUXE**  
**CM 5/D**

**RICETRASMETTITORE VHF 140-150 Mc** portatile completo di batteria al Nickel Cadmio e carica-batterie.

**GENERATORI DI SEGNALI RF e BF PROFESSIONALI**

MARCONI TF801-D	10 MHz - 485 MHz
MARCONI TF867	15 Kcs - 30 MHz
HEWLETT PACKARD 608/D	2 MHz - 420 MHz
BOONTON AN TRM-3	10 MHz - 400 MHz
BOONTON TS 413/BU	70 Kcs - 40 Mcs
BOONTON TS 419	900 - 2100 Mc
ADVANCE J 1 A	15 Hz - 50 kHz

**OSCILLATORI R.F.**

BOONTON 183	2-32 Mc
MARCONI TF 1101	20 Hz - 200 Kcs
ADVANCE HIE	15 Hz - 500 Kcs

**RICEVITORI A SINTONIA CONTINUA**  
**COLLINS 390/A-URR** Motorola con 4 filtri meccanici, copertura 0-32 Mc in 32 gamme.

**COLLINS 392/URR** Collins filtro di media a cristallo. Copertura 05 - 32 Mc, versione veicolare a 24 V.

**RACAL RA17** a sintetizzatore. Copertura 0,5 Kc - 30 Mc

**R 220/URR** da 19 a 230 Mc  
**R 274/D** copertura 0,5-54 Mc Hallicrafters  
**TELESCRIVENTI**

**MODELLO 28** nelle varie versioni (TELETYPE).  
**KLIENSMITH** nelle varie versioni.

**PERFORATORI** scriventi doppio passo nelle varie versioni.

**OSCILLOSCOPI**

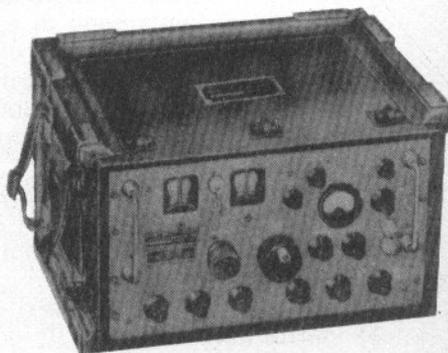
<b>TEKTRONIX</b> mod. 531 DC	15 MHz
<b>TEKTRONIX</b> mod. 533/A DC	15 MHz
<b>TEKTRONIX</b> mod. 504 DC	33 MHz
<b>TEKTRONIX</b> mod. 545/A DC	33 MHz
<b>TEKTRONIX</b> mod. 582/A DC	80 MHz

**ALTRE MARCHE**

**TELEQUIPMENT** mod. S54AR DC 10 MHz  
**TELEQUIPMENT** mod. S32 DC 15 MHz  
**MARCONI** mod. TF 2200/A DC 40 MHz  
**LAVOIE MODELLO OS-50/CU** 3 Kc - 15 Mc 3" scala a specchio  
**LAVOIE OS-8/BU** DC 3 MHz  
**SOLATRON CT 382** DC 15 Mc  
**SOLATRON CT 316** DC 15 Mc 4"  
**HEWLETT PACKARD 185/B** 1000 Mc Simply  
**HEWLETT PACKARD 140/A** DC 90 MHz

**ALTRI TIPI**

**V 200 A** Volmetro elettronico  
**CT 375** Ponte RCL Waine



**ALIMENTATORI** stabilizzati Advance, varie portate  
**R. 220 U/RR** ricevitore Collins Motorola VHF da 20-230 Mc in 7 bande AM-FM-CW-FSK 110-220 Vac.

**SG 24-TRM-3** Generatore di segnali AM-FM 15-400 Mc con sweep marker con oscilloscopio incorporato.

# mini-termometro digitale

I2BOI, Arminio Venè

Mi riferisco all'articolo sullo stesso soggetto pubblicato sul n. 1/1976 di **cq elettronica**: da allora l'industria ci ha offerto molte cose nuove: sopra tutto integrati... e integrati.

In particolare è disponibile da un paio di anni un cmos della Intersil dalla cui documentazione sono stati tratti gli elementi fondamentali per questa applicazione che con pochi componenti esterni consente di realizzare un completo voltmetro digitale.

L'Intersil **ICL7107** contiene tutta la parte analogica, la conversione della misura in digitale e quindi tutta la parte digitale fino alla amplificazione dei segnali di comando dei segmenti dei displays (3 $\frac{1}{2}$ ).

Inutile aggiungere che, pur essendo uguale il principio di funzionamento, la realizzazione è molto sofisticata e quindi i risultati di gran lunga superiori:

- controllo automatico dello zero;
- elevata stabilità rispetto alla temperatura di lavoro;
- perfetta ripetibilità della lettura a parità di condizioni.

Il tutto ottenuto con un procedimento di trasformazione da grandezza analogica a digitale a tre fasi: azzeramento automatico, integrazione del segnale da misurare, integrazione di una tensione interna di riferimento. Anche qui c'è un tempo di conteggio — che darà luogo a una visualizzazione proporzionale — correlato alla grandezza del segnale da misurare, c'è un riconoscitore di polarità, ci sono vari circuiti che utilizzando un generatore di « clock » provvedono alla generazione di tutti i segnali che, con varia tempificazione, presiedono alle sequenze logiche necessarie.

La parte digitale è un vero e proprio contatore con tre divisori per 10 che consentono la visualizzazione delle unità, decine, centinaia e il riporto per la cifra 1 delle migliaia; il contatore è poi completato dalle memorie, dalle decodifiche a 7 segmenti e relativi amplificatori (carico max per segmento 8 mA).

Veniamo ora al circuito, e riferiamoci all'applicazione tipica — figura 1 — suggerita dalla Casa per la configurazione a voltmetro con 200,0 mV fondo scala.

Esaminiamo i circuiti esterni collegati ai terminali:

- 40, 39, 38: sono i componenti dell'oscillatore che fornisce il segnale di « clock »: con i valori indicati la frequenza è di circa 48 kHz e consente circa tre letture al secondo.

- 37: se collegato al +5, consente il test dei segmenti.
  - 36, 35: costituiscono il partitore con il quale viene fissata la tensione di riferimento. Questa può essere sostituita da una tensione esterna qualora l'alimentazione sia diversa da quanto previsto dallo schema tipo (+5 V e -5 V) e quindi eventualmente non sufficienti a generare la tensione interna di riferimento. La tensione che si stabilisce tra i piedini 36 e 35 definisce la scala di lettura: variandola, si varia la proporzione tra la tensione misurata e quella di riferimento, quindi il tempo di conteggio, quindi il numero di cicli contati e visualizzati.
  - 34, 33: si tratta di una capacità, necessariamente stabile e quindi deve essere di ottima qualità, per le fasi di integrazione e comparazione.
  - 31, 30: terminali di ingresso per la misura.
  - 27, 28, 29: collegano i componenti esterni dei circuiti analogici di integrazione e azzerramento.
- Gli altri piedini collegano le tensioni di alimentazione e i segmenti del display.

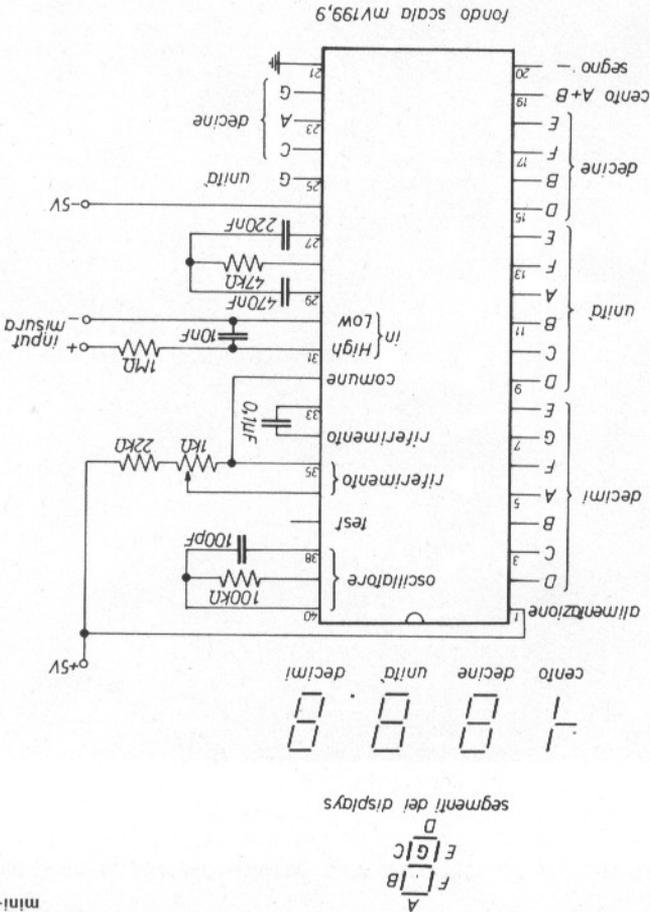


figura 1



Si è voluta utilizzare una sola tensione di alimentazione (+ 5 V) derivandola da una sorgente di circa 12 V; ciò per semplicità e per un eventuale utilizzo su auto. Di conseguenza il riferimento interno non è sufficiente e lo si provvede quindi con  $D_{z1}$  (scegliere uno zener con bassa impedenza dinamica: i valori più stabili al variare della temperatura sono di circa 1,3 o 5 V). Disponendo di uno zener buono a bassa tensione, tipo LM113, LM129, LM136, etc., il punto A sullo schema poteva essere collegato al + 5 V stabilizzato evitando  $D_{z2}$  e la resistenza di 220  $\Omega$ ; ovviamente, in tal caso, si dovrebbero adattare anche i valori dei partitori per le tensioni ai piedini 36 e 31.

Per fornire comunque una tensione negativa al 7107 la si genera con l'aiuto di un Cmos 4049 (o 4009 o 4050) che amplifica un segnale ad alta frequenza prelevato sull'oscillatore del 7107 stesso, lo raddrizza duplicandolo e fornisce un po' più di - 3 V, figura 3.

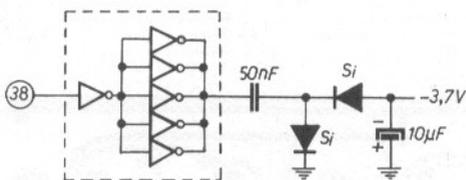


figura 3

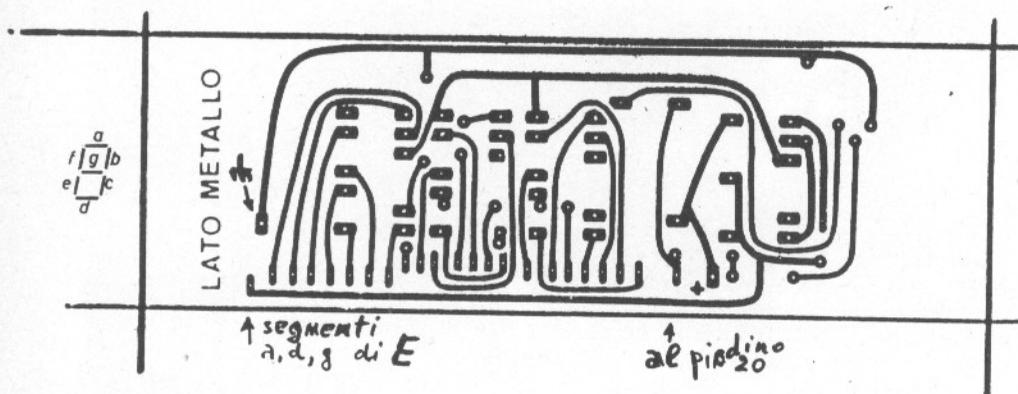
Per far sì che la variazione della lettura sia in proporzione diretta con la variazione della temperatura (la tensione ai capi dei sensori varia in modo inverso), si utilizzano gli ingressi « high » e « low » invertendoli; per variare il riferimento della scala di lettura (non la proporzione), diciamo per fissare lo 0°, si applica una tensione fissa al piedino 31, aggiustandola con il partitore 39 k $\Omega$ , potenziometro da 22 k $\Omega$ , 220 k $\Omega$ .

I transistori  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  servono a commutare due diversi sensori, per esempio per la lettura della temperatura esterna e interna e  $Q_4$  fa accendere i segmenti « a, d, g » di un display i cui segmenti « e, f » sono sempre accesi: si passa così dall'indicazione di una I (Interno) a una E (Esterno). L'ideale sarebbe poter sincronizzare la commutazione con l'inizio di un ciclo di misura, onde non falsare l'ultima lettura di una serie e la prima della successiva: siccome ciò è realizzabile ma troppo complicato, ho preferito accelerare il ritmo delle letture, portandolo a circa 15 al sec e utilizzando dei tempi abbastanza lunghi per le serie di letture interne o esterne: con i valori indicati le sequenze sono di circa 12 sec l'una. Tali tempi sono facilmente variabili adattando i valori (8,2 M $\Omega$  e 2,2  $\mu$ F) che, concorrono a definire la costante di tempo dell'astabile costruito sul timer 555.

La frequenza del « clock » di base si modifica invece variando la capacità collegata al piedino 38, lasciando inalterata la resistenza da 100 k $\Omega$ .

In funzione di queste variazioni altri valori sono stati cambiati, rispetto al circuito base, per ottimizzare il funzionamento delle varie fasi del processo di lettura.

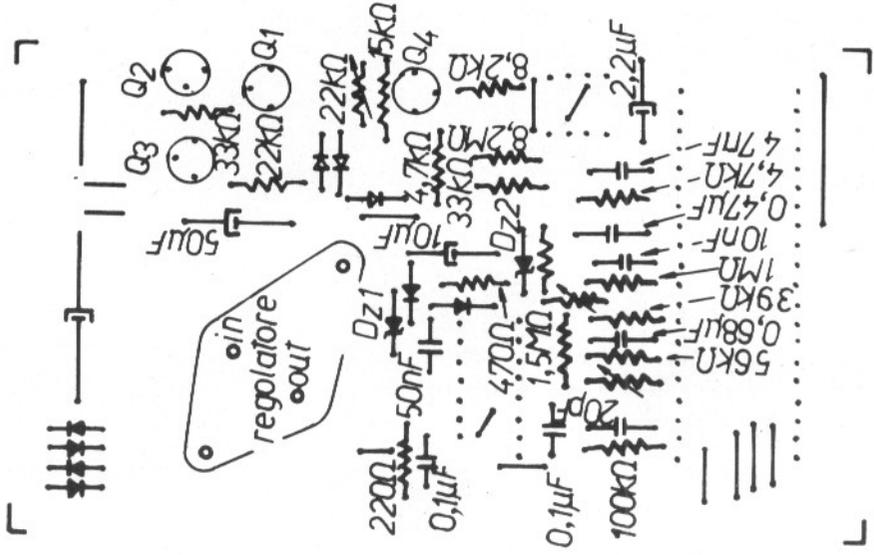
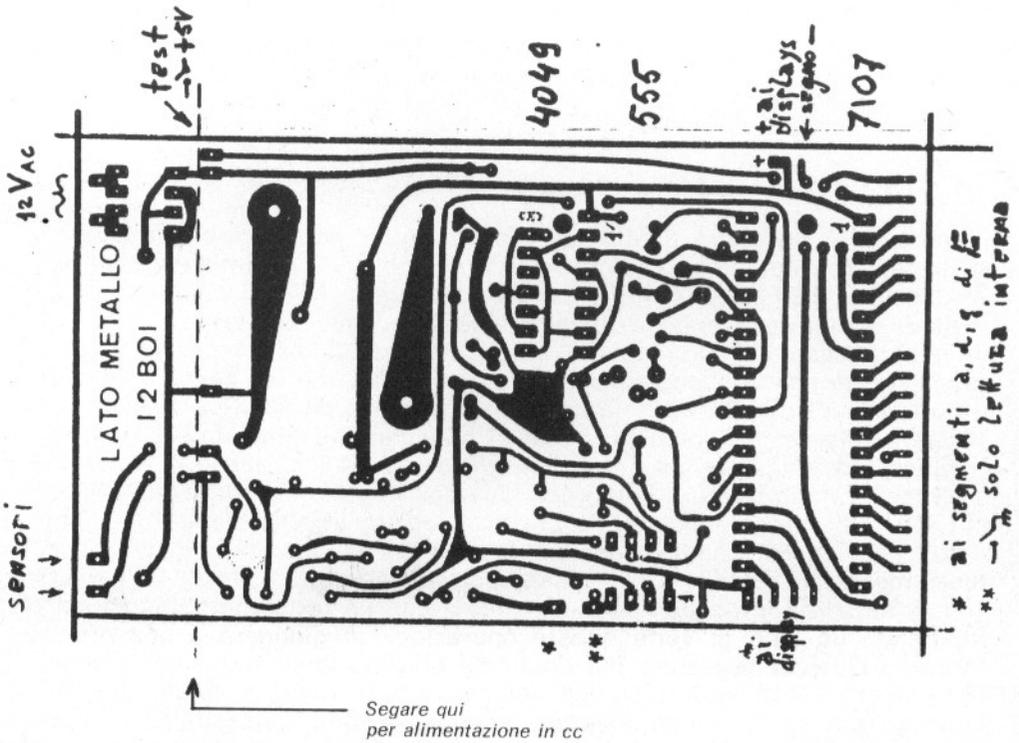
Il circuito stampato che ho realizzato include anche i collegamenti per l'alimentazione in c.a., ma in modo tale che possano essere esclusi segnando il pezzetto corrispondente di circuito nel caso si disponga (per esempio in auto) già di un  $12 \div 14 V_{cc}$ .



Circuito stampato displays

# CELETRONICA

xelectron



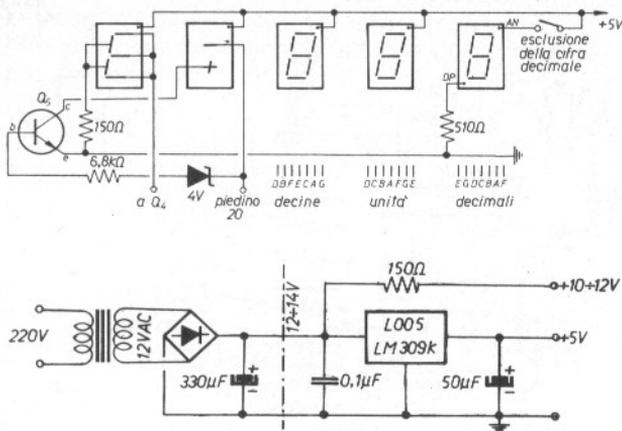


figura 4

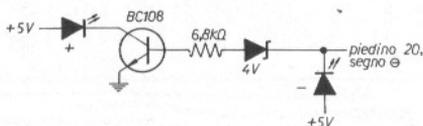
Display 14 piedini  
« Dual-in-line »

piedino	segmento
1	a
2	f
3	anodo
4	non collegato
5	non collegato
6	punto decimale (« virgola » italiana)
7	e
8	d
9	non collegato
10	c
11	g
12	non collegato
13	b
14	anodo

Alimentatore

Sul circuito dei displays, che viene illustrato in figura 4, ma che ognuno potrà realizzare come vuole in funzione dei led che preferisce (sempre anodo comune!) andrà montato un transistor per il comando del segno +, ove ciò sia desiderato da chi non dia per scontato che l'assenza del segno —, il solo comandato dal 7107, sta a significare una temperatura positiva (figura 5).

figura 5



I sensori: io ho usato quelli del vecchio termometro, cioè due diodi in serie, ma per questo strumento — più sensibile — è sufficiente un solo diodo (tipo 1N914 o 1N4148) oppure un transistor NPN al silicio collegato a diodo (collettore e base insieme costituiscono l'anodo).

In questo caso l'escursione del potenziometro da 22 kΩ per la taratura (vedi sotto) non consente una escursione sufficiente: si dovrà modificare il potenziometro in 50 kΩ e la resistenza in serie da 33 kΩ a 15 kΩ.

Taratura: niente di nuovo; le sonde si bilanceranno tenendole alla stessa temperatura e agendo sul potenziometro da 22 kΩ sulla base di Q<sub>3</sub>, quindi si procederà alla taratura immergendone una in soluzione di acqua e ghiaccio (0,0 °C) e regolando per la corretta lettura il potenziometro sul piedino 31. Si passa quindi a regolare l'ampiezza della scala, agendo sul potenziometro sul piedino 36, leggendo la temperatura rilevata con l'altra sonda, immersa in acqua calda controllata con un termometro tipo febbre. Ripetendo un paio di volte queste operazioni, si giungerà a una precisa taratura. Qualora la lettura del decimale non sia desiderata, per esempio per l'incertezza di lettura (± un decimo di °C) dovuta a eventuale instabilità della temperatura da misurare, è stata prevista la possibilità di escludere il display dei decimi e relativo punto decimale.

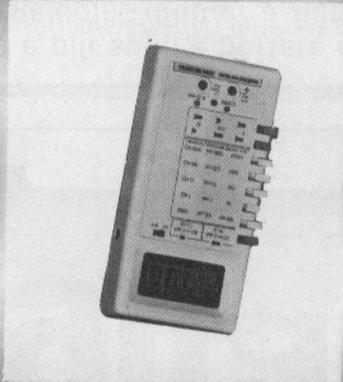
Per maggiori dettagli sul principio di funzionamento e su varie altre considerazioni, ci si può riferire al citato articolo o alla documentazione tecnica Intersil. Buon lavoro!

\*\*\*\*\*

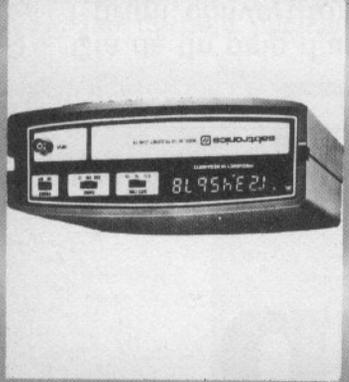
La **sabtronics** INTERNATIONAL INC leader nel settore della strumentazione digitale, vi presenta i suoi nuovi strumenti:



DM2010



DM2035



FC8110/8610

CARATTERISTICHE GENERALI

**Impedenza di ingresso** : 10 M $\Omega$  su tutte le portate  
**Prova diodi** : portate 2 K corrente 1 mA  
**Protezione a sovracorrente** : 1200 V cc o piccolo cat tramite ingresso basse con 250 V  
**Protezione a sovracorrente** : con fusibile 250 mA  
**Protezione** : almeno 250 V cc o piccolo cat  
**Risposta in frequenza** : da 40 Hz a 40 KHz  
**Display** : LED 3 cifre e 1/2 da 9,2 mm  
**Alimentazione** : 4 pile mezzatorcia o con alimentatore 9-12 V/120 mA  
**Dimensioni** : mm 203 x 165 x 76  
**Peso** : kg 0,68 senza pile

**FUNZIONE P. MISURE** Accuratezza

Volt cc	5	100 $\mu$ V a 1000 V $\pm$ (0,1% + 1 d)
Volt ca	5	100 $\mu$ V a 1000 V $\pm$ (0,5% + 1 d)
Corr. cc	6	0,1 $\mu$ A a 10 A $\pm$ (0,1% + 1 d)
Corr. ca	6	0,1 $\mu$ A a 20 M $\Omega$ $\pm$ (0,1% + 1 d)
H $\Omega$ Ohm	3	1 $\Omega$ a 20 M $\Omega$ $\pm$ (0,1% + 1 d)

**PREZZO IN KIT** : £. 148.000  
**ASSEMBLATO** : £. 174.000  
**Accessori**: Sonda Touch and Hold  
 che "congela" la lettura £. 29.000

CARATTERISTICHE GENERALI

**Impedenza di ingresso** : in ca 10 M $\Omega$ -10 pF  
**Protezione a sovracorrente** : 1000 V cc o RMS su tutte le portate  
**Protezione a sovracorrente** : con fusibile 2A/250 V su tutte le portate  
**Protezione** : 250 V cc o piccolo su tutte le portate  
**Risposta in frequenza** : da 40 Hz a 5 KHz  
**Display** : 3 cifre e 1/2 LCD da 13 mm  
**Alimentazione** : 9 V o esterna  
**Durata pila** : 200 ore con tipo alcalino  
**Dimensioni** : mm 88 x 168 x 41  
**Peso senza pila** : 310 grammi

**FUNZIONE P. MISURE** Accuratezza

Volt cc	5	100 $\mu$ V a 1000 V $\pm$ (0,1% + 1 d)
Volt ac	5	100 $\mu$ V a 1000 V $\pm$ (0,3% + 1 d)
Corr. cc	5	0,1 $\mu$ A a 2 A $\pm$ (0,3% + 1 d)
Corr. ca	5	0,1 $\mu$ A a 20 M $\Omega$ $\pm$ (0,2% + 1 d)
H $\Omega$ Ohm	6	0,1 $\Omega$ a 20 M $\Omega$ $\pm$ (0,2% + 1 d)

**PREZZO IN KIT** : £. 122.000  
**ASSEMBLATO** : £. 148.000

SPECIFICHE TECNICHE

**Frequenza** : 20 Hz - 600 MHz garantita  
**Frequenza** : 10 Hz - 750 MHz tipica  
**Frequenza** : 20 Hz - 100 MHz garantita  
**Impedenza di ingresso** : 1 M $\Omega$ /100pF sino a 100 MHz  
**Sensibilità** : 50  $\Omega$  nom. 100M $\Omega$ -600M $\Omega$   
 10 Hz-100 MHz 12mV RMS  
 100 MHz-450 MHz 70 mV  
 450 MHz-600 MHz 150 mV  
**Protezione** : 150 V-20 Hz a 10 KHz  
 50 V-10 KHz a 2 MHz  
 30 V-2 MHz a 100 MHz  
 4 V-100 MHz a 600 MHz  
**Cadenza di campionatura** : 0,1 sec.-1 sec.-10 sec.  
**Display** : LED a 8 cifre con indicazione di overflow e attivita del gate  
**Risoluzione** : 0,1 Hz sino a 10 MHz-1 Hz sino a 100 MHz-10 Hz sino a 600 MHz  
**Base dei tempi** : 10,000 MHz TCXO  
**Stabilita** :  $\pm$  0,1 ppm/°C  
**Invecchiamento** : 5 ppm/anno  
**Alimentazione** : 4 pile mezzatorcia o alimentatore est. 9-12 V/300 mA  
**Dimensioni** : mm. 203x165x76  
**Peso** : kg. 0,54 senza pile

**8110 IN KIT** £. 139.000  
**8610 IN KIT** £. 182.000  
**8610 ASSEMBLATO** £. 208.000  
**Sonda 1+1** £. 20.000  
**Sonda 1+0** £. 26.000  
**Sonda 1+1 e 1+0** £. 32.500

RICHIEDETELE AI RIVENDITORI O SCRIVENDO O TELEFONANDO

**ecom**

Via Angiolina, 23 - 34170 Gorizia - Tel. 0481/30.90.9

# multimetro digitale

Carlo Giaconia

Già da un paio d'anni e più sono a portata dello sperimentatore i primi convertitori analogico-digitali a basso costo.

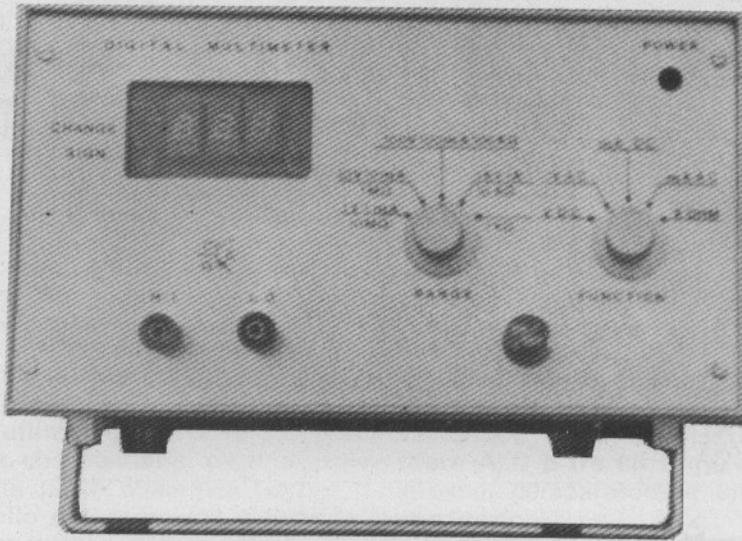
Uno dei più interessanti e sempre moderno è lo LD130 della Siliconix, che unisce agli altri che vedremo anche il pregio di essere economico.

Con questo integrato, avvalendomi della esauriente documentazione tecnica fornita dalla Casa, ho realizzato un multimetro digitale con le seguenti caratteristiche:

- **impedenza d'ingresso** 10 M $\Omega$  su tutte le portate voltmetriche
- **precisione** 0,1 % della lettura  $\pm 1$
- **cifre** 3
- **polarità** accensione automatica del led « meno »
- **overrange** automatico (lampeggio del display)
- **virgola** posizionamento automatico
- **ritmo di lettura** 3 letture/sec (circa)
- **metodo di conversione A/D** « Quantized Feedback »
- **campi di misura** 5
- **portate** 21
- **semiconduttori impiegati** 10 integrati, 5 transistori, 1 fet, 5 diodi, 2 led, 3 display a 7 segmenti, 1 ponte.

I campi e le portate sono così suddivisi:

	$V_{AC}$ e $V_{DC}$	$f_s$	$A_{AC}$ e $A_{DC}$	$f_s$	$\Omega$	$f_s$
1)	1 V	999 mV	1 mA	999 $\mu$ A	10 M $\Omega$	9,99 M $\Omega$
2)	10 V	9,99 V	10 mA	9,99 mA	1 M $\Omega$	999 k $\Omega$
3)	100 V	99,9 V	100 mA	99,9 mA	100 k $\Omega$	99,9 k $\Omega$
4)	1 kV	999 V	1 A	999 mA	10 k $\Omega$	9,99 k $\Omega$
5)	—	—	—	—	1 k $\Omega$	999 $\Omega$



Le figure 1, 2, 3, 4, 5 mostrano rispettivamente gli schemi elettrici del voltmetro-base, del convertitore R-T, del convertitore CA-CC, lo schema delle commutazioni, l'alimentatore stabilizzato.

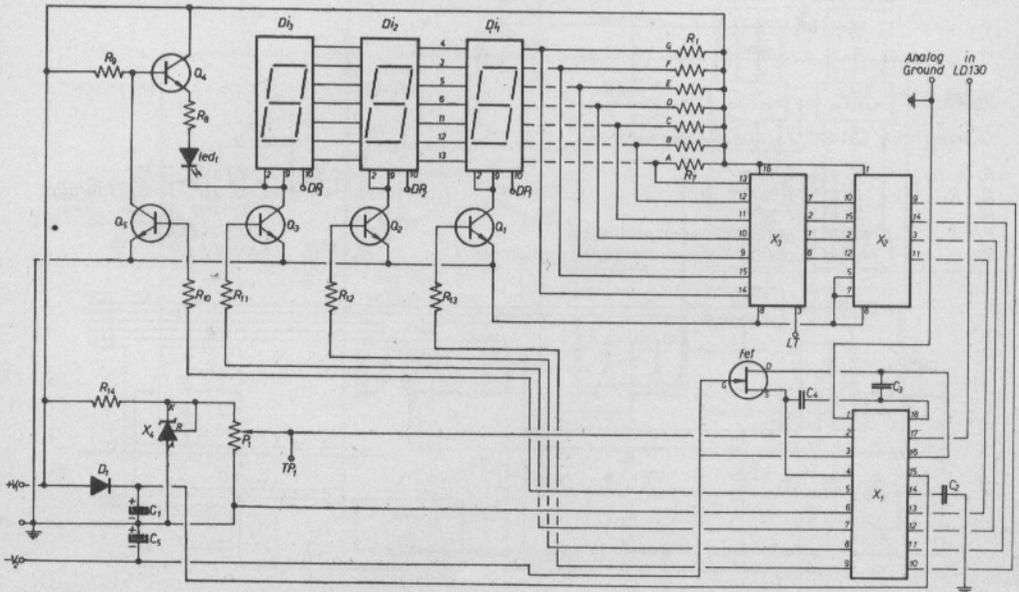


figura 1

Voltmetro base.

- $R_1, R_7$  390  $\Omega$
- $R_5$  470  $\Omega$
- $R_9$  10 k $\Omega$
- $R_{10}, R_{13}$  15 k $\Omega$
- $R_{14}$  220  $\Omega$
- $P_1$  2 k $\Omega$ , potenziometro multigiri miniatura
- $C_1, C_5$  4,7  $\mu$ F, 12 V<sub>L</sub>
- $C_2$  1.500 pF
- $C_3, C_4$  0,068  $\mu$ F

- $D_1$  1N914
- led<sub>1</sub> MV5007 Monsanto
- $Q_1 \div Q_3$  BC109C
- fet 2N3819
- $D_1 \div D_3$  T1L313 Texas
- $X_1$  LD130 Siliconix
- $X_2$  CD4050AE RCA
- $X_3$  SN7448N Texas
- $X_4$  TLC430 Texas

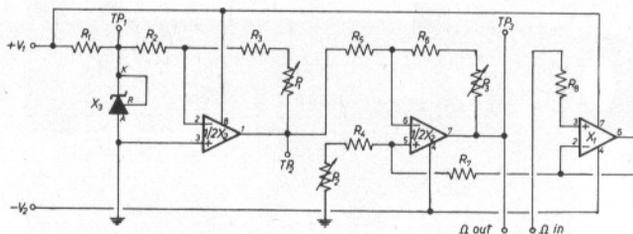


figura 2

Convertitore Resistenza-Tensione.

$R_1$	180 $\Omega$	$P_1$	1 k $\Omega$ , potenziometro multigiri miniatura
$R_2$	10 k $\Omega$ , 1 %	$P_2, P_3$	500 $\Omega$ , potenziometro miniatura
$R_3$	3,3 k $\Omega$ , 1 %	$X_1$	CA3140T RCA
$R_4$	9,87 k $\Omega$ , 1 %	$X_2$	72L022 Texas
$R_5$	10 k $\Omega$ , 1 %	$X_3$	TLC430 Texas
$R_6$	9,87 k $\Omega$ , 1 %		
$R_7$	10 k $\Omega$ , 1 %		
$R_8$	4,7 M $\Omega$		

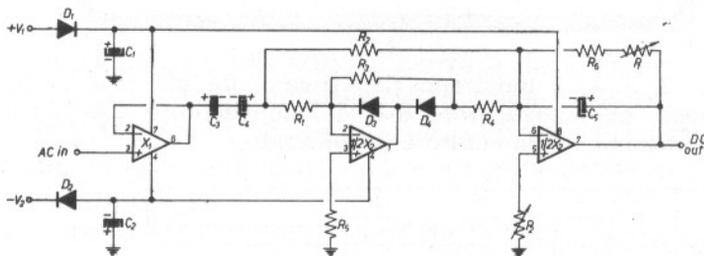


figura 3

Convertitore CA-CC (scala RMS).

$R_1 \div R_3$	20 k $\Omega$ , 1 %	$C_1 \div C_4$	4,7 $\mu$ F, 12 V <sub>I</sub>
$R_4, R_5$	10 k $\Omega$ , 1 %	$C_5$	4,7 $\mu$ F, 12 V <sub>I</sub> , tantalio
$R_6$	20 k $\Omega$ , 1 %	$X_1$	CA3140T RCA
$P_1$	4,7 k $\Omega$ , potenziometro miniatura	$X_2$	72L022 Texas
$P_2$	4,7 k $\Omega$ , potenziometro multigiri miniatura	$D_1 \div D_4$	1N914

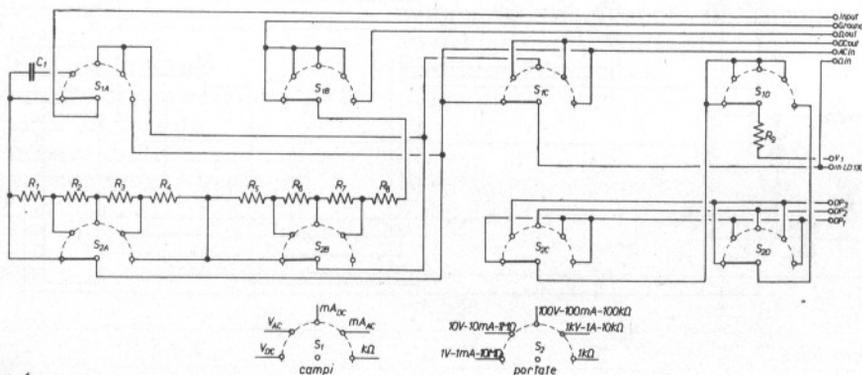


figura 4

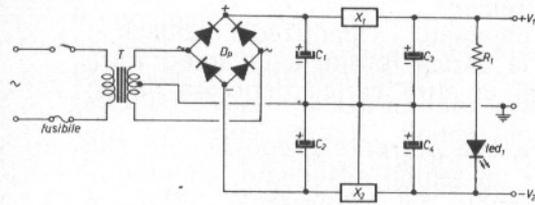
Schema delle commutazioni e partitore d'ingresso.

$R_1$	9 M $\Omega$	$R_7$	9 $\Omega$ , 1 W
$R_2$	900 k $\Omega$	$R_8$	1 $\Omega$ , 2 W
$R_3$	90 k $\Omega$	tutte al 1 % o migliori	
$R_4$	9 k $\Omega$	$R_9$	470 $\Omega$
$R_5$	900 $\Omega$	$C_1$	0,47 $\mu$ F, 1 kV
$R_6$	90 $\Omega$	$S_1, S_2$	commutatori rotativi 4 vie, 5 posizioni

figura 5

Alimentatore.

- $R_1$  820  $\Omega$
- $C_1, C_2$  500  $\mu F, 15 V_i$
- $C_3, C_4$  100  $\mu F, 12 V_i$
- $T_1$  trasformatore alimentazione ingresso 220 V, uscita  $\pm 9 V$  tipo HT/3731-07 GBC
- $X_1$   $\mu A7805$  (senza dissipatore)
- $X_2$   $\mu A7905$  (senza dissipatore)
- $D_p$  ponte diodi raddrizzatori 40 V, 200 mA
- $led_1$  qualsiasi tipo



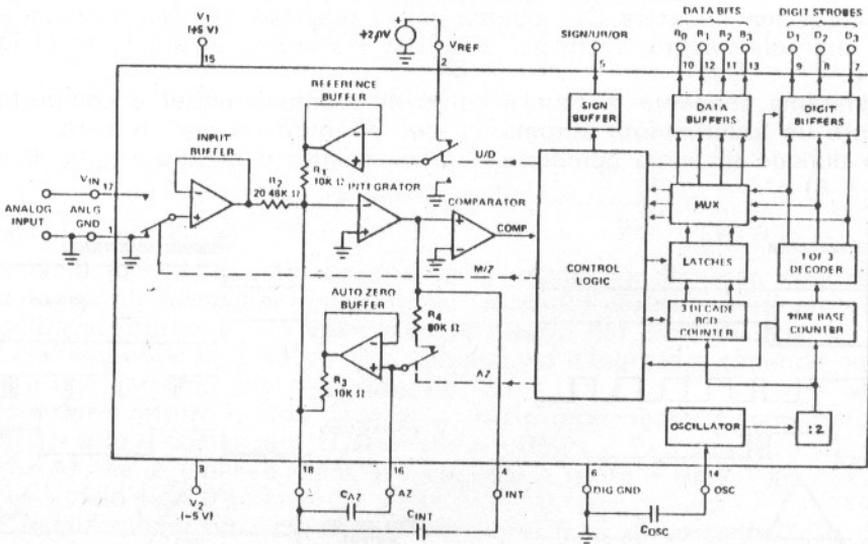
\* \* \*

Iniziamo la descrizione del circuito del **multimetro digitale**, partendo dal convertitore A/D.

Esso utilizza un circuito integrato monolitico cmos tipo LD130 della Siliconix che contiene, oltre al convertitore A/D a tre cifre multiplex anche tutta la parte analogica: buffer d'ingresso, comparatore e una logica di controllo che provvede a tutte le commutazioni.

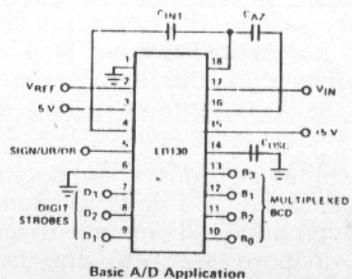
Questo tuttora modernissimo circuito integrato diventa pronto a funzionare con la semplice aggiunta di tre condensatori, una tensione di riferimento e, naturalmente, della doppia alimentazione.

Vediamo in figura 6 lo schema a blocchi e la disposizione dei terminali.



LD130 Connection Diagram

figura 6



Basic A/D Application

Il principio di funzionamento differisce da quello classico detto « a doppia rampa », è più complesso ma più preciso.

La Siliconix, che lo ha introdotto, lo ha chiamato « Quantized Feedback »: esso si basa sul principio di annullare la carica fornita a un integratore dalla tensione di ingresso per mezzo di un'altra carica generata da un circuito di riferimento.

Praticamente: il buffer d'ingresso genera una corrente proporzionale alla tensione  $V_{in}$ ; questa viene applicata, per un tempo assegnato, all'integratore; contemporaneamente il circuito formato dal « Reference Buffer » e dall'« Auto-Zero Buffer » genera due correnti di verso opposto, una delle quali, a seconda della polarità di  $V_{in}$ , rispetto a massa, e quindi a seconda del comando del comparatore, viene portata in opposizione alla corrente d'ingresso per lo stesso tempo cercando di annullarla e di tenere a zero l'uscita dell'integratore.

Vediamo in dettaglio questa operazione.

Per potere disporre di due correnti eguali ma di verso opposto sarebbero necessarie due sorgenti di riferimento distinte di opposte polarità ma esattamente eguali in valore assoluto rispetto alla massa analogica; ciò porterebbe a una notevole complicazione del circuito e non risolverebbe il problema dell'azzeramento manuale delle eventuali tensioni di offset degli operazionali della parte analogica. La Siliconix ha superato il problema in modo semplice e ingegnoso: la sorgente di riferimento è una sola, prima però di iniziare la misura vera e propria, il circuito si « costruisce » una seconda tensione di riferimento, letta rispetto allo zero analogico e la immagina sul condensatore  $C_{AZ}$ ; questa nuova tensione di riferimento servirà per una sola misura, verrà poi annullata e ricreata al prossimo ciclo di misura.

Questo sistema consente di tenere conto di eventuali offset e comporta ovviamente un azzeramento automatico del Voltmetro a ogni misura. Vediamo dunque un ciclo completo di azzeramento e misura (figura 6 e

figura 7 e 8).

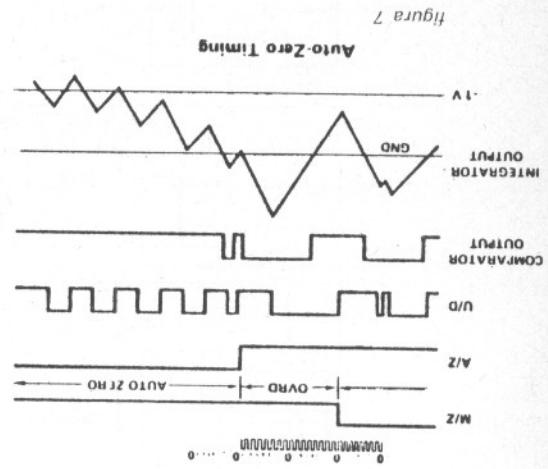


figura 7

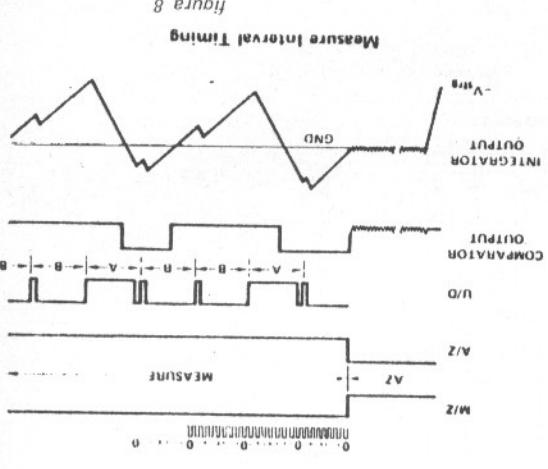


figura 8

L'oscillatore genera un segnale la cui frequenza è determinata dal condensatore  $C_{osc}$  e dalla tensione  $V_1$ , segue uno squadrato diviso per due che produce gli impulsi di clock (che per brevità chiameremo «  $clk$  ») e un divisoire per otto che comanda dei particolari cicli detti « ottetti ».

Un ciclo completo consta di due intervalli fondamentali: di **Auto-Zero** e di **Misura**: il primo dura  $1024 i_{clk}$ , il secondo 2048; in totale quindi un ciclo è composto di 3072 periodi.

Iniziamo il ciclo e seguiamolo sulle figure 6, 7, 8.

La logica di controllo inizia la procedura di azzeramento chiudendo il contatto M/Z verso massa e, dopo avere atteso che tutti i contatori vadano a zero (override period), chiude l'interruttore AZ.

Contemporaneamente l'uscita U/D viene commutata ogni  $4 i_{clk}$  su e giù per tempi eguali (duty cycle 50%). La chiusura dell'interruttore AZ ha creato un anello chiuso tra l'integratore e il buffer di Auto-Zero; l'equilibrio sarà raggiunto quando la tensione all'ingresso dell'integratore dovuta alla corrente (media)  $0,5 V_{ref}/R_1$  sarà eguale a  $V_{AZ}/R_3$  ovvero:

$$\frac{1}{2} \frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_{AZ}}{R_3} = 0 \quad \text{con } R_1 = R_3$$

da cui:

$$V_{AZ} = -\frac{1}{2} V_{ref} = -1 V.$$

Dopo un certo tempo questa condizione sarà certamente raggiunta e questa nuova tensione di riferimento di  $-1 V$  immagazzinata sul condensatore  $C_{AZ}$ .

Abbiamo così a disposizione due correnti di riferimento:

1) Interruttore U/D su  $U_p$ : all'integratore viene fornita la corrente:

$$I_{Up} = I_1 + I_3 = -\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_{AZ}}{R_3} = -\frac{V_{ref}/2}{R_1}$$

$$I_{Down} = 0 + I_3 = \frac{V_{AZ}}{R_3} = \frac{V_{ref}/2}{R_3}$$

Essendo  $R_1 = R_3$  queste correnti sono eguali ma di verso opposto.

La logica di controllo riporta quindi a zero l'uscita dell'integratore (che oscillava attorno a  $-1 V$ ) e attende l'inizio del ciclo di misura.

Il commutatore M/Z va su M e la tensione d'ingresso, cadendo su  $R_2$ , genera una corrente che va a caricare  $C_{int}$ .

Dopo un « ottetto », cioè dopo  $8 i_{clk}$ , viene interrogato il comparatore che, se è « alto » comanderà U/D a stare « Down »  $7 i_{clk}$  e « Up »  $1 i_{clk}$  (ciclo tipo A), se è « basso » comanderà U/D a stare « Up »  $7 i_{clk}$  e « Down »  $1 i_{clk}$  (ciclo tipo B).

In media quindi un ciclo tipo A comporta  $6 i_{clk}$  di corrente  $I_U$ , e un ciclo tipo B  $6 i_{clk}$  di corrente  $I_D$ .

La carica che è stata fornita da  $V_{in}$  e che al massimo può essere in modulo  $V_{in\max}/R_2 \cdot 8/f_{clock}$  è sempre minore della quantità  $V_{ref}/2 R_1 \cdot 6/f_{clock}$  (se non lo fosse  $V_{in}$  sarebbe maggiore di un volt e si avrebbe subito un avvertimento di overload, non alla fine del ciclo come negli altri convertitori A/D) l'uscita dell'integratore allora cambia segno, il comparatore se ne accorge e inverte U/D cambiando ciclo (da A a B o viceversa).

Un contatore Up-Down viene intanto caricato di sei impulsi da un ciclo A e scaricato di altrettanti da un ciclo B, alla fine dell'intervallo di misura basterà vedere cosa è rimasto immagazzinato nel contenitore e il segno relativo, per conoscere il valore  $V_{in}$ .

Infatti, poiché alla fine del ciclo la carica fornita dalla  $V_{in}$  dovrà essere eguale alla somma algebrica di quella data e tolta dalle due correnti di riferimento, cioè in totale la variazione di carica sul condensatore dovrà essere nulla, sarà:

$$Q_{in} = Q_{ref}$$

ossia

$$\frac{V_{in}}{R_2} T \text{ (misura)} = \frac{I_U \cdot N_U}{f_{clock}} + \frac{I_D \cdot N_D}{f_{clock}}$$

dove:

$T$  (misura) = 2048  $i_{clk}$  ovvero 2048/ $f_{clock}$  [sec]

$N_U$  = numero di volte che U/D si è trovato « Up »

$N_D$  = numero di volte che U/D si è trovato « Down »

e ancora:  $N_U - N_D$  = conteggio residuo.

Dividendo per  $f_{clock}$  e sostituendo i valori numerici si ottiene:

$$N_U - N_D = 2.000 \frac{V_{in}}{V_{ref}}$$

che è l'equazione base che regge il funzionamento dello LD130.

\* \* \*

**Ora che sappiamo come funziona lo LD130** vediamo le caratteristiche generali:

- **precisione** 0,1 % (della lettura)  $\pm 1$
- **regolazione automatica dello zero**
- **polarità automatica**
- **basso consumo** (25 mW tipici)
- **risoluzione** di 1 mV
- **oscillatore di clock** interno
- **possibilità** di prelevare due segnali di underrange (< 80) e di overrange (> 999) per ranging automatico.

Queste caratteristiche sono dovute all'adozione del « Quantized Feedback »: infatti l'uso di due riferimenti di polarità opposta permette di effettuare direttamente la conversione di ingressi positivi o negativi; lo zero non è più così un « punto singolare » ma il risultato di un conteggio, quindi un numero come gli altri, si elimina perciò il problema della « zona morta » attorno allo zero.

Ma il vantaggio più importante deriva dal fatto che l'orologio viene usato solo come generatore di impulsi di cui importa il numero e non la spaziatura; in altre parole, la stabilità dell'oscillatore, fondamentale nei sistemi a rampa doppia e semplice, non ha qui molta importanza.

Poiché la conversione ha luogo mentre è applicato l'ingresso analogico, una variazione nei tempi di operazione e negli « ottetti » influenza sia la carica fornita da  $V_{in}$  che quella da  $V_{ref}$  minimizzando l'errore.

Anche dal punto di vista della precisione c'è un vantaggio, al comparatore si richiede di discriminare solo una parte su sei contro una parte su mille (almeno) come nei sistemi a doppia rampa di pari caratteristiche.

Prendiamo ora in esame i singoli piedini dell'integrato:

- 1) Massa analogica
- 2)  $V_{ref}$  richiede una tensione di 2,000 V; l'ingresso è bufferato con una impedenza d'ingresso  $Z_{in} > 1.000 M\Omega$
- 3)  $V_2$  alimentazione negativa da  $-4,3 V$  a  $-8 V_{max}$
- 4) INT condensatore d'integrazione  $C_{int} = 10^3 / F_{osc}$  [ $\mu F$ ]
- 5) Sign-OR-UR Facendo AND logico tra questa e le uscite dei tre digits si ha rispettivamente:
  - $D_1$  AND S/U/O = segn. di Underrange (va « alto » se il cont.  $< 80$  )
  - $D_2$  AND S/U/O = segn. di Overrange (va « alto » se il cont.  $> 999$ )
  - $D_3$  AND S/U/O = segno (va alto se l'ingresso è positivo)
- 6) Massa digitale (generalmente va connessa con 1)
- 7) Comando di accensione della cifra più significativa (MSB)  $D_3$
- 8) Comando di accensione della seconda cifra  $D_2$
- 9) Comando di accensione della cifra meno significativa (LSB)  $D_1$
- 10)  $B_0$  } Cifra in codice BCD. Sebbene la Casa assicuri che ciascuna di
- 11)  $B_2$  } queste uscite può guidare un carico TTL ho preferito usare una
- 12)  $B_1$  } interfaccia cmos CD4050AE (Hex Buffer) tra queste uscite e la
- 13)  $B_3$  } decodifica BCD - 7 segmenti SN7448N
- 14) Oscillatore. Connettendo un condensatore tra questo punto e massa, l'oscillatore entra in funzione. La frequenza di oscillazione può essere scelta in base al grafico di figura 9

Oscillator Frequency  
vs  $C_{osc}$  and  $V_1$

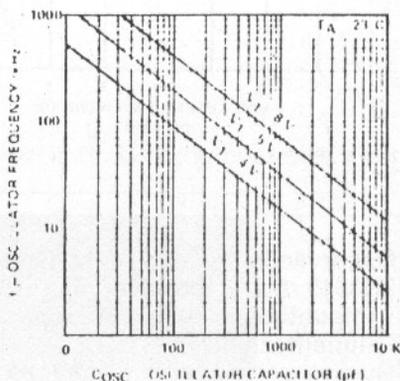


figura 9

- 15)  $V_1$  alimentazione positiva da  $+4,3 V$  a  $+8 V$
- 16)  $C_{AZ}$  condensatore di Auto-Zero, la Casa consiglia valori fino a  $0,1 \mu F$ , non è critico né per tipo né per tolleranza
- 17)  $V_{in}$  tensione di ingresso. L'impedenza dell'ingresso principale  $Z_{in}$  è di circa  $1.000 M\Omega$ , sebbene l'ingresso sia autoprotetto è opportuno prevedere una resistenza da  $1 M\Omega$  che assicura una protezione contro le sovratensioni accidentali fino a  $1.000 V$
- 18)  $\Sigma$  ritorno di  $C_{int}$  e di  $C_{AZ}$ .

Per ciò che riguarda la  $V_{ref}$  lo schema suggerito dalla Casa [1] prevede l'uso di uno zener di corrente CR033 praticamente introvabile.

Si potrebbe ripiegare sulla solita tensione di riferimento a zener e partitore ma tutti conosciamo il cattivo comportamento di questi componenti con la temperatura.

Si è usato allora un circuito integrato della Texas tipo TLC430C che è essenzialmente un regolatore di tensione programmabile.

Usato con il riferimento connesso direttamente al catodo esso diventa uno zener da circa 3 V con un coefficiente di temperatura di  $\pm 50$  PPM/°C con un miglioramento di quasi un ordine di grandezza e rispetto a uno zener convenzionale.

Per ciò che riguarda l'alimentazione ancora la Casa raccomanda di tenersi intorno ai  $\pm 5$  V (vedi figure 10, 11), si è perciò fatto uso di due regolatori integrati, sebbene siano, soprattutto per la parte negativa, largamente surdimensionati rispetto alle necessità del circuito.

Rollover Error  
vs. Power Supply Skew

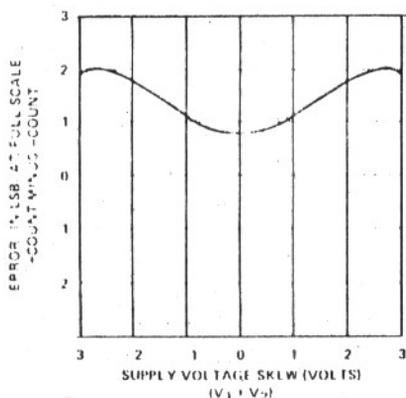


figura 10

Zero Error vs  
Power Supply Skew

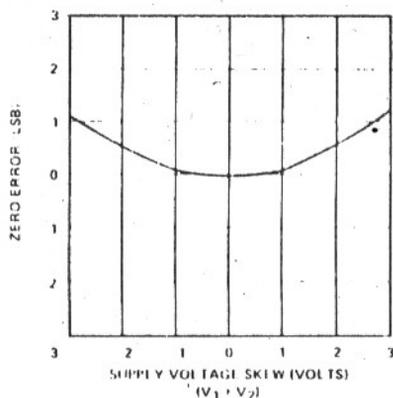


figura 11

Osservando ancora lo schema di figura 1 si noterà la presenza del fet 2N3819 tra i terminali 4 e 16: senza questo, infatti, il circuito tende a « impuntarsi » sullo 007, e per sbloccarlo bisogna agire ripetutamente sull'alimentazione.

Questo accorgimento, sempre suggerito dalla Casa, evita l'inconveniente; il fet può essere qualsiasi, basta che abbia una tensione  $V_{GS(off)}$  superiore a  $-6$  V.

\* \* \*

### Passiamo ora a esaminare gli schemi delle figure 2, 3.

La Siliconix [2] [3] suggerisce degli schemi di convertitori Resistenza-Tensione e CA-CC da realizzare ciascuno con un solo integrato tipo CA3130 RCA: chi scrive non ha potuto provare il convertitore R-T consigliato perché si basa sull'impiego del diodo CR033, introvabile come è già stato detto, mentre ha provato il rettificatore trovandolo assai critico specialmente per ciò che riguarda la messa a punto della scala RMS.

Ho scelto allora due circuiti, forse più complessi ma più sicuri riportati nelle figure 2 e 3.

Occupiamoci del convertitore R-T.

Esso è in sostanza un generatore a corrente costante abbastanza sofisticato: consideriamo infatti un amplificatore differenziale a guadagno unitario, collegato a due resistenze in uscita, come in figura 12.

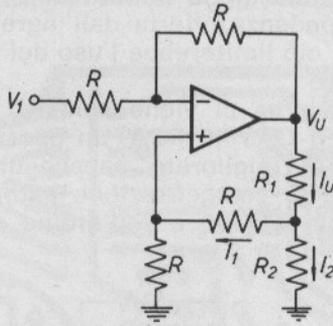


figura 12

Sarà, nell'ipotesi che  $I_1$  sia molto minore di  $I_U$

$$I_U \cong I_2$$

$$V_U = -V_1 + V_2$$

$$V_U = -V_1 + I_U R_2$$

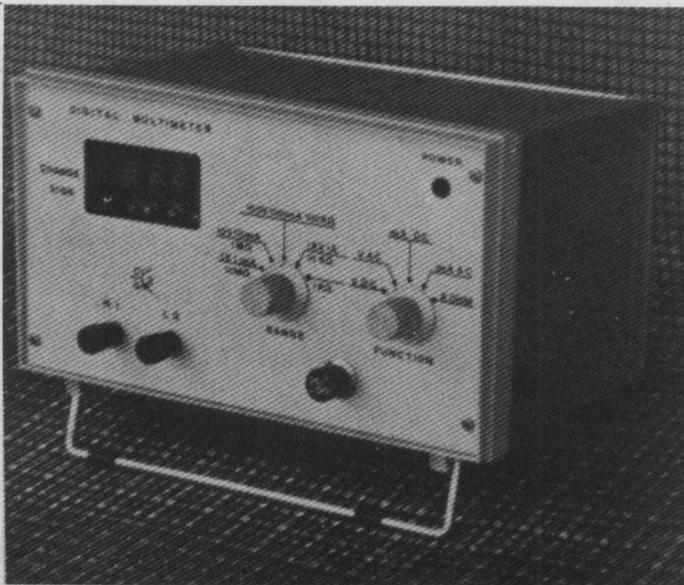
ma

$$V_U = I_U (R_1 + R_2)$$

da cui

$$I_U = -V_1/R_1$$

e poiché  $V_1$  sarà mantenuta costante, la corrente  $I_U$  sarà costante.



Tenendo fissa  $V_1$  si potrà, per vari valori di  $R_1$ , ottenere una corrente costante di valore corrispondente per qualsiasi valore di  $R_2$  da zero fino a  $R_1$  (almeno per quel che ci riguarda).

Difficile è però far sì che  $I_1$  sia molto minore di  $I_U$ , infatti questo è praticamente vero quando l'impedenza offerta dall'ingresso non invertente è molto maggiore di  $R_2$  stessa; ciò limiterebbe l'uso del convertitore a misure di resistenze di basso valore.

Per fortuna l'elettronica moderna ci viene sempre in aiuto con qualche originale circuito integrato: il CA3140 RCA, un operazionale con ingresso a mosfet inteso come un 741 migliorato, capace di rimpiazzarlo direttamente, e che non necessita di compensazione esterna.

L'impedenza d'ingresso di un CA3140 è dell'ordine di  $1,5 \text{ T}\Omega$  ( $\text{T}\Omega = \text{Tera-Ohm} = 10^{12} \Omega!$ ).

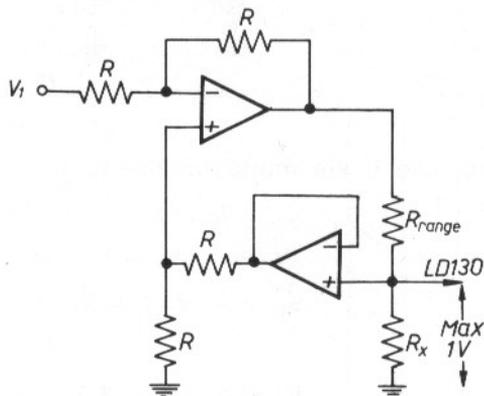


figura 13

Modificando quindi lo schema come in figura 13, scelto  $V_1 = -1 \text{ V}$ ,  $R = 10 \text{ k}\Omega$  e mettendo al posto di  $R_{\text{range}}$  via via le resistenze del partitore d'ingresso (come si può vedere anche dallo schema delle commutazioni), si hanno a disposizione su  $R_x$  le correnti riportate in tabella.

La tensione  $V_1$  perfettamente costante è stata ottenuta con l'aiuto del solito TLC430 insieme a metà del doppio operazionale 72L022.

$R_{\text{range}}$	corrente costante	$R_x$ (per $1 \text{ V}_{\text{max}}$ )
$1 \text{ k}\Omega$	$1 \text{ mA}$	$0 \div 1 \text{ k}\Omega$
$10 \text{ k}\Omega$	$0,1 \text{ mA}$	$0 \div 10 \text{ k}\Omega$
$100 \text{ k}\Omega$	$10 \mu\text{A}$	$0 \div 100 \text{ k}\Omega$
$1 \text{ M}\Omega$	$1 \mu\text{A}$	$0 \div 1 \text{ M}\Omega$
$10 \text{ M}\Omega$	$100 \text{ nA}$	$0 \div 10 \text{ M}\Omega$

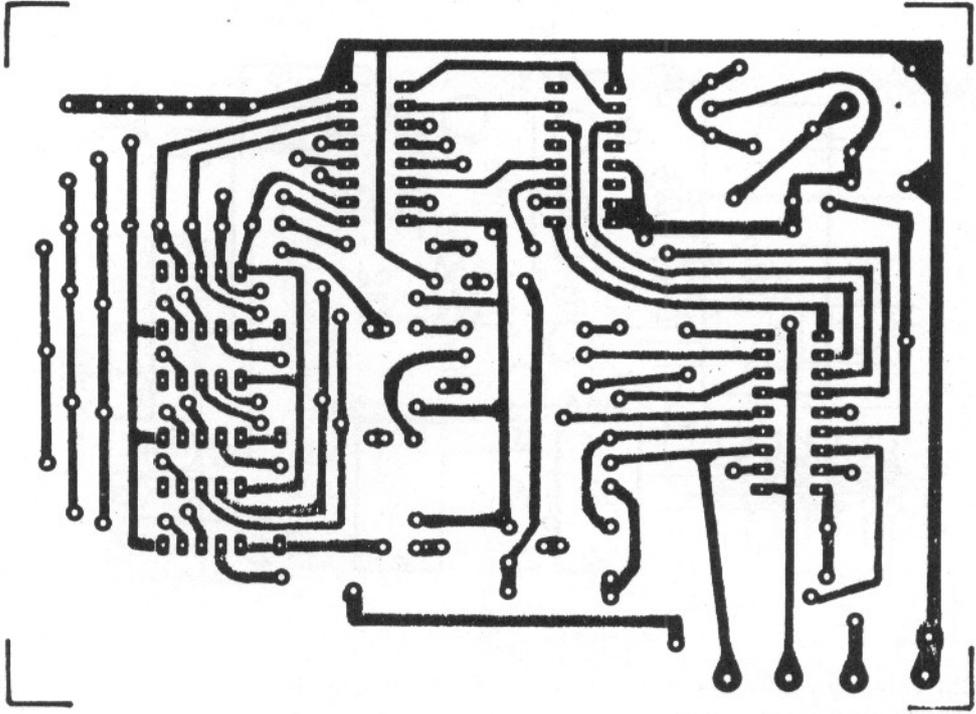
Più semplice il discorso da fare circa il convertitore CA-CC, esso è del tutto classico [4].

Dallo schema di figura 3 si può infatti osservare che esso è costituito da tre parti ben distinte: lo stadio d'ingresso « Voltage-Follower » ad alta impedenza con l'ormai noto CA3140 necessario affinché il partitore d'ingresso non venga caricato (stavolta lo LD130 viene dopo) il rettificatore di precisione e lo stadio integratore-filtro all'uscita del quale si ha direttamente il valore RMS dell'onda d'ingresso. La risposta in frequenza del convertitore dovrebbe estendersi da circa  $20 \text{ Hz}$  a  $20 \text{ kHz}$ .

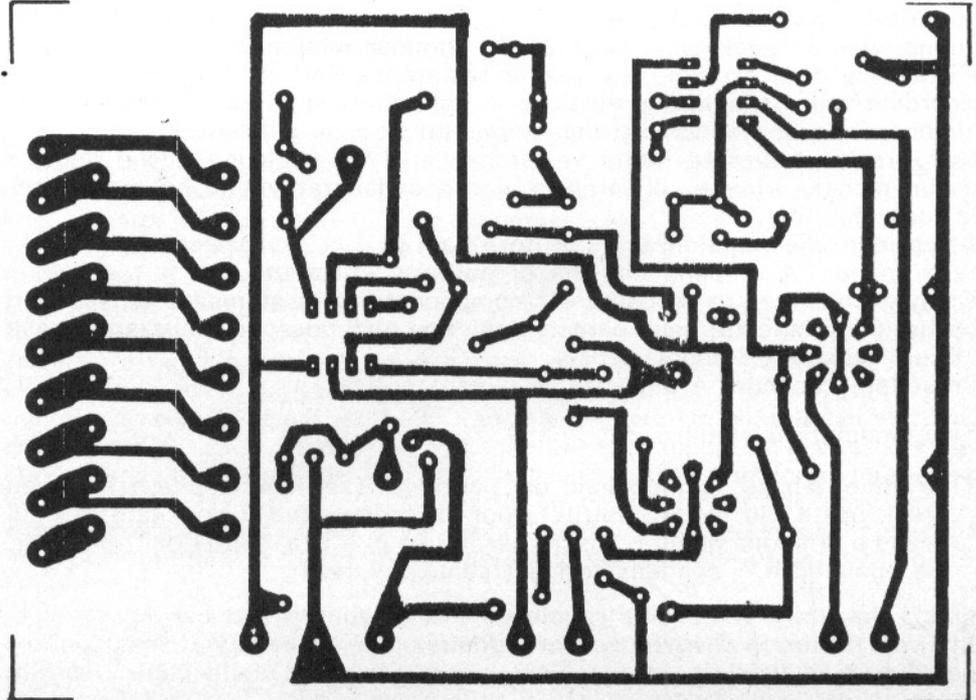
Su questa parte del circuito non crediamo ci sia null'altro da aggiungere, rimandando chi volesse approfondirne il funzionamento alla referenza citata [4].

## Note costruttive e taratura

Le figure 14 a) b) e 15 a) b) mostrano i circuiti stampati del voltmetro-base e dei convertitori lato rame e lato componenti.

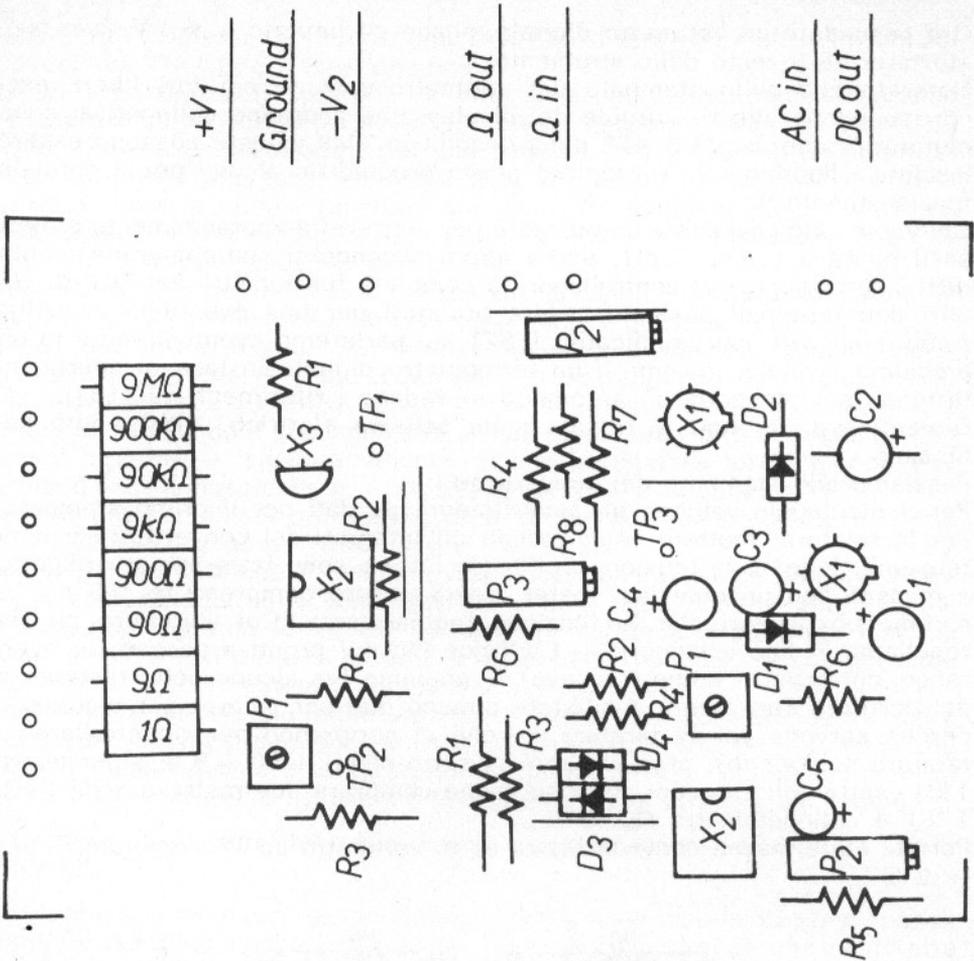


14 a



15 a





Fate attenzione a maneggiare i mos senza però farvi spaventare dai Giga e dai TeraOhm, gli integrati sono autoprotetti e chi scrive li ha maneggiati con solo un po' più di cura rispetto agli altri componenti senza alcun inconveniente; evitate solo di fare saldature con i mos negli zoccoli.

Avete così montato il Voltmetro-base: un controllo finale (meglio se a mente fresca!) e collegatelo all'Alimentatore.

Con l'ingresso in cortocircuito fate l'unica taratura necessaria: regolate  $V_{ref}$  agendo su  $P_1$  e controllando la tensione su  $TP_1$  che dovrà essere di 2,000 V (e qui bisogna trovare qualcuno che abbia uno strumento di precisione, meglio se digitale).

Sul display dovrà apparire il numero « 000 », con la virgola all'estrema destra mentre il led « meno » dovrà accendersi e spegnersi a caso. Se ciò non accadesse, controllate le due alimentazioni sotto carico e ricordando le figure 10 e 11.

Prendete ora una sorgente di tensione minore di 1 V, fate una misura e invertite i puntali: la lettura dovrà restare la stessa, dovrà invece cambiare il segno.

Se ci dovesse essere un piccolo errore sullo zero o sulla lettura + V e - V potete tentare un piccolissimo ritocco (meno di un giro) su  $P_1$  e riprovate.

Ora possedete un voltmetro digitale, anche se limitato a  $\pm 1\text{ V}$ : con questo tarerete il resto dello strumento.

Noterete che sullo stampato del voltmetro restano sei fori liberi, essi corrispondono alle tre virgole dei display, che andranno collegati ai commutatori e alle uscite 3, 4, 5 della decodifica 7448, queste possono essere lasciate « floating » (« 1 » logico) senza pregiudizio alcuno per il normale funzionamento.

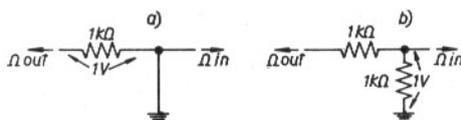
Chi vuole, può prevedere un pulsante per mettere temporaneamente a massa il punto 3 (Lamp Test): vedrà allora accendersi contemporaneamente tutti i sette segmenti controllando la completa funzionalità dei TIL313. Gli altri due terminali possono essere utilizzati per una eventuale cancellazione degli zeri non significativi (LSZ), ne parleremo eventualmente in un prossimo articolo, insieme a un termometro digitale in fase di sperimentazione (per ambedue gli argomenti si vedano i riferimenti [2] [3]).

Dimenticavo:  $R_{in}$  non la trovate sullo schema elettrico,  $1\text{ M}\Omega$  andrà benissimo.

Passiamo allo stampato dei convertitori.

Per il montaggio valgono gli avvertimenti già dati per il primo stampato. Per la taratura: mettete negli zoccoli gli integrati del convertitore e date tensione: leggete la tensione di  $TP_1$  (le letture sono fatte sempre rispetto a massa) con un qualsiasi tester, dovrà essere compresa tra 2,5 e 3 V, saremo così sicuri che  $X_3$  funziona regolarmente. Col voltmetro su  $TP_2$  regoliamo  $P_1$  fino a leggere  $-1\text{ V}$  (cioè 999 mV pronti a passare in over-range, col segno « meno » acceso). Prendiamo ora alcune delle resistenze del partitore (ne avrete acquistate almeno due per valore: per sicurezza, perché servono per la taratura, perché vi serviranno per ricontrollare la taratura nel tempo), precisamente la serie  $900\ \Omega + 90 + 9 + 1$  per avere  $1\text{ k}\Omega$  esatto (gli spreconi possono anche comprare due resistenze da  $1\text{ k}\Omega$ , 1 %) e collegatela tra  $\Omega_{out}$  e  $\Omega_{in}$ .

Portate  $\Omega_{in}$  a massa come in figura a) e, voltmetro su  $TP_3$ , regolate  $P_3$  per  $+1\text{ V}$ :



Portate ora  $\Omega_{in}$  a massa attraverso un'altra resistenza da  $1\text{ k}\Omega$ , 1 % (vedi sopra) e su quest'ultima ponetevi col voltmetro regolando  $P_2$  fino a leggere  $+1\text{ V}$ , figura b).

Se possedete delle resistenze di precisione di valore compreso tra 0 e  $1\text{ k}\Omega$ , mettendole tra  $\Omega_{in}$  (sempre con la prima resistenza da  $1\text{ k}\Omega$  collegata) e massa al posto della seconda resistenza da  $1\text{ k}\Omega$  potrete già leggerne il valore (ad esempio resistenza da  $120\ \Omega$ : leggerete  $120\text{ mV}$ ) e migliorare la taratura agendo **solo** su  $P_2$ .

Aggiungiamo ora un'altra resistenza, da  $9\text{ k}\Omega$ , alla serie portandola a  $10\text{ k}\Omega$  totali (gli spreconi possono...) e ripetiamo tutto quanto detto sopra portando a  $10\text{ k}\Omega$  anche la seconda resistenza di taratura; aggiungiamo poi un'altra resistenza per passare a  $100\text{ k}\Omega$  e così via. Se la prima taratura è stata fatta bene, non dovrebbe più esser necessario ritoccare i trimmer. Attenzione: l'ultima portata,  $10\text{ M}\Omega$  f.s., è un po' critica, le saldature devono esser state fatte bene e poi pulite, gli zoccoli devono essere di ottima qualità, soprattutto quello di  $X_1$ , in caso contrario difficilmente otterrete una lettura stabile.

Tutto bene? Togliete l'alimentazione, inserite ai loro posti gli integrati del convertitore CA-CC e ridate tensione.

Qui ci sono due soli controlli da effettuare: cortocircuitando l'ingresso ( $AC_{in}$  a massa) e voltmetro su  $DC_{out}$  si deve leggere « 000 », in caso contrario agite su  $P_2$ , procuratevi poi una batteria da 1,5 V e con un potenziometro prelevate una tensione positiva di  $901 \div 900$  mV, sempre con  $AC_{in}$  a massa, portate questa tensione sul punto di unione di  $C_4$  con  $R_1$  regolando quindi  $P_1$  fino a leggere + 1 V su  $DC_{out}$ . Saremo così sicuri che l'ultimo stadio ha un guadagno pari a 1,11.

Ricordiamo che se lo stadio avesse un guadagno unitario avremmo in uscita il valor medio della tensione alternata d'ingresso.

Poiché per forme d'onda ben precise come la sinusoidale, l'onda quadra, triangolare, il dente di sega esiste un preciso rapporto tra il valor medio e il valore efficace (o RMS), rapporto che si chiama « fattore di forma », è possibile, regolando il guadagno dell'ultimo stadio, ottenere in uscita — con questo circuito — il valore efficace di una particolare forma d'onda. Per forma d'onda sinusoidale il « fattore di forma » è appunto 1,11.

Circuiti più complessi potrebbero dare in uscita il valore RMS di forme d'onda di vario genere (riferimento [5]).

Ora avete tarato anche il secondo stampato, non resta che seguire attentamente lo schema delle commutazioni e fare i vari collegamenti.

Per ciò che riguarda le misure in corrente continua e alternata non c'è ovviamente alcuna taratura da fare, la precisione dipenderà anche qui dalla precisione delle resistenze del partitore d'ingresso.

Credo infatti che sia più facile procurarsi, magari per corrispondenza, delle resistenze di alta precisione, piuttosto che trovare uno strumento di misura di classe per fare la taratura, e ritengo altresì che componenti di buona qualità possano assicurare la costanza della taratura nel tempo.

**Attenzione:** le portate  $mA_{AC}$  non hanno il condensatore per tagliare via la continua.

**Attenzione:** raccomando di schermare molto bene l'alimentazione, possibilmente racchiudendo trasformatore, ponte e regolatori in una scatoletta metallica (di spessore opportuno) a parte dentro lo strumento stesso. Se la schermatura non sarà fatta più che bene e il filtraggio non sarà ottimo, e i ritorni di massa corti e realizzati con piste o filo ben spessi, non si riuscirà a ottenere lo zero nelle portate AC di basso valore.

\* \* \*

Non dovrebbe esserci ora più nulla da aggiungere, resto a disposizione di tutti coloro che avessero dubbi o volessero ulteriori schiarimenti o volessero farmi notare qualche errore in cui posso essere incorso.

A tutti buon lavoro.

\*\*\*\*\*

## Riferimenti

- [1] LD130  $\pm 3$  Digit A/D Converter - Siliconix May 1976
- [2] Applying the LD130 - Application note AN 76-5
- [3] Build an autoranging DMM with the LD130 - Design Aid DA 76-3
- [4] Linear Application Vol. 1 - National AN 20
- [5] Linear Application Vol. 2 - National LB 25

# Addenda

## al "Quasi tutto sul 741" (XÉLECTRON di marzo)

Piero Erra

A richiesta di numerosi Lettori (che ringrazio per i cortesi elogi fattimi per il « Quasi tutto » di XÉLECTRON precedente), ho radunato qui di seguito ancora tre schemi che rappresentano la prosecuzione logica di quelli di pagina 80 dello XÉLECTRON di marzo; in appresso invece vi riporto una serie di « schizzi » da sperimentare.

### Preamplificatore mixer a « n » ingressi

I valori dei componenti d'ingresso sono tutti uguali. Solite raccomandazioni: attenti alle schermature e agli « anelli » di massa.

Circuito tutto da sperimentare, verificate i calcoli, modificate il guadagno, lavorateci attorno; il « trucco » in elettronica è tutto qui, lavorare!

Il condensatore da 50  $\mu\text{F}$  deve essere collegato il più vicino possibile al piedino 7 dell'integrato.

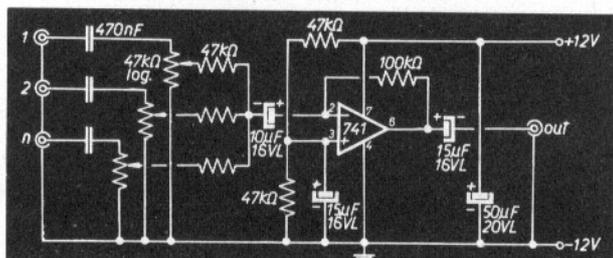


figura 44

### Controllo di tono (Raytheon)

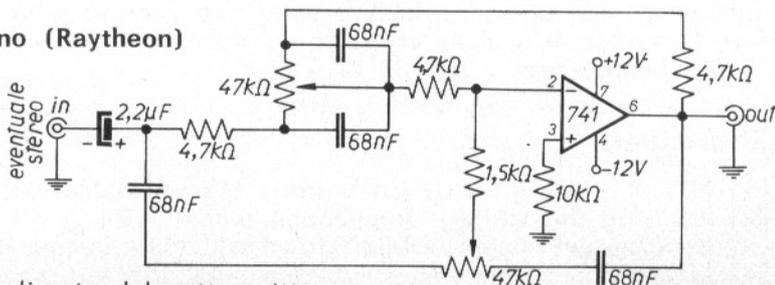
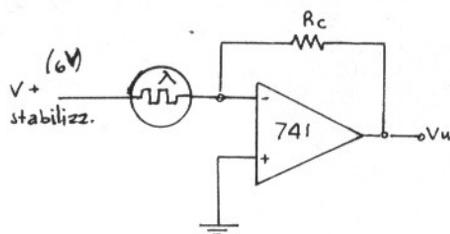


figura 45

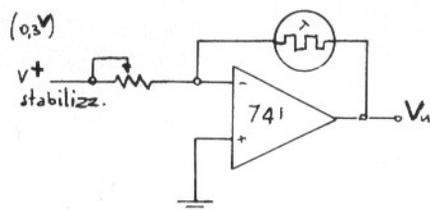
Circuito non realizzato dal sottoscritto.



## Livello luminoso e tempo di esposizione alla luce



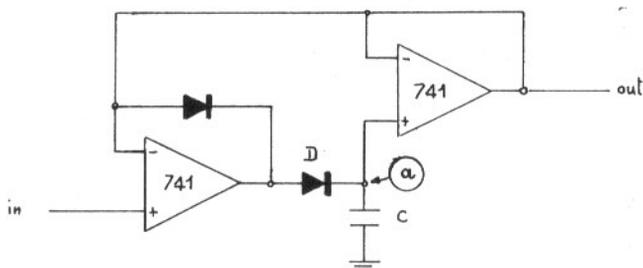
Livello



tempo

## Immagazzinamento, per lettura o diverso utilizzo, di picchi di tensione positivi

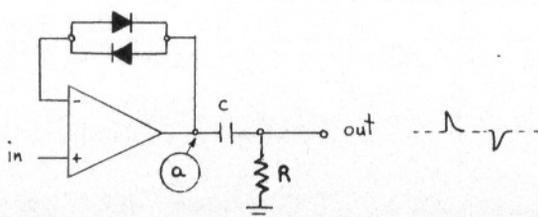
E' questo un interessantissimo circuito visto qualche anno fa su 'Elementary Electronics'.



Un picco di tensione, positivo, in entrata, lo si ritrova sul punto « a », immagazzinato dal condensatore C. Quando la tensione in ingresso diminuisce, l'uscita del primo 741 viene commutata da positiva in negativa, il diodo D viene quindi polarizzato inversamente e ciò « isola » il condensatore C dal primo 741. Il secondo 741 collegato quale inseguitore di tensione, vedi figura 19 e figura 12 su XÉLECTRON di marzo, presenta una elevatissima impedenza alla capacità C, prelevando da esso una minima energia, quindi in uscita avremo, per un certo tempo, un livello di tensione circa uguale al picco di tensione che si era presentato all'ingresso del primo integrato. Logicamente il condensatore C deve essere di ottima qualità, deve cioè presentare delle perdite bassissime.

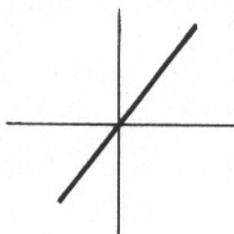
## Un rivelatore di passaggio per lo zero (Zero Crossing)

Prestate ora un attimo di attenzione a questo circuito (medesima provenienza del precedente) piuttosto particolare e che potrebbe servire:

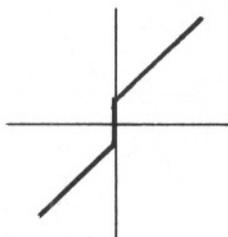


Tenete sott'occhio la figura 22. In considerazione di quanto già detto, circa la soglia di conduzione dei diodi, figura 23 e relativo testo, sappiamo come la tensione in uscita passi « istantaneamente » a zero o salga « istantaneamente » al livello di tensione della soglia del diodo. In questo circuito i diodi sono due collegati in antiparallelo, quindi verranno rivelati livelli di soglia positivi e livelli di soglia negativi.

Con un semplice circuito differenziatore, RC, noi rileveremo lo Zero Crossing d'ingresso. Dalla polarità dell'impulso in uscita, saremo anche in grado di determinare la « direzione del crossing ».

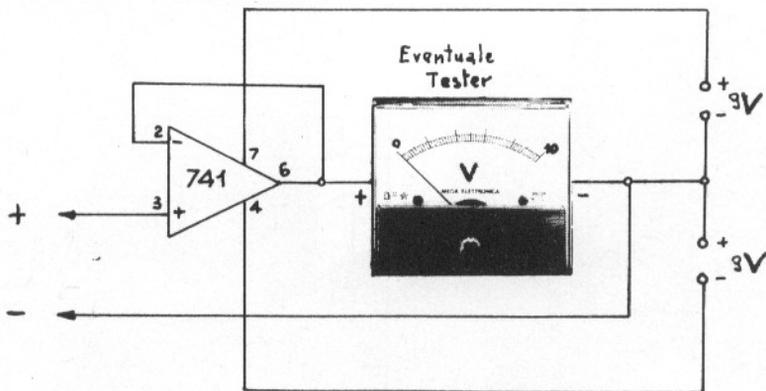


tensione in ingresso



tensione in uscita "a."

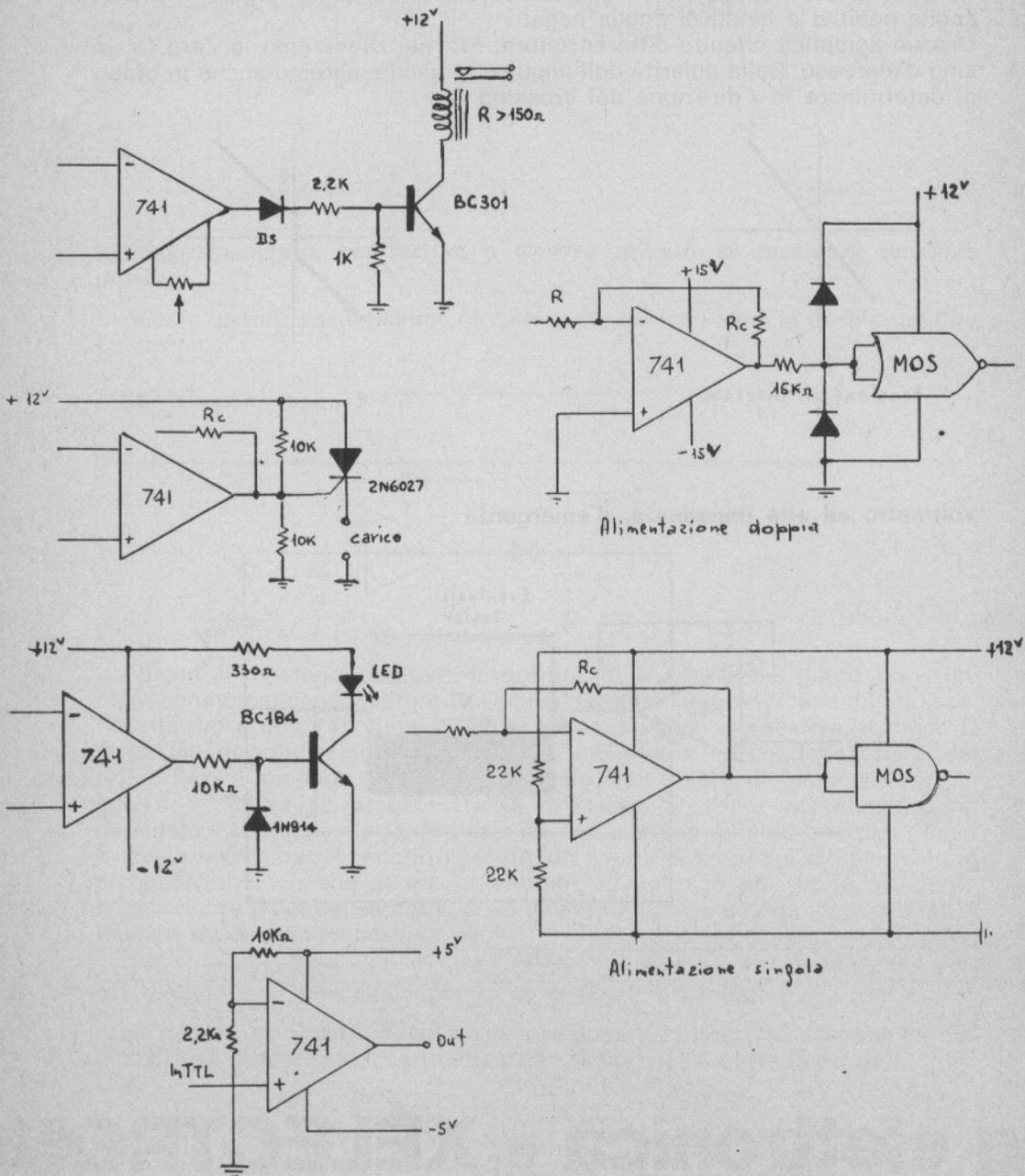
### Voltmetro ad alta impedenza, d'emergenza



(continua a pagina seguente)

**cq elettronica e XÉLECTRON**  
**“di tutto per accontentarVi!”**

## Interfaccia con componenti a diversa tecnologia



Alimentazione doppia

Alimentazione singola

ancora grazie  
e saluti cari  
piro

# AP60

## il "Più" della gang

L'AP60 è un amplificatore di potenza in grado di operare in AM ed SSB. La sua compattezza e robustezza lo rendono ideale per uso mobile mentre le caratteristiche di rilievo lo fanno ben figurare nella più sofisticata stazione fissa. È corredato di staffa da usarsi per il fissaggio nell'auto o come supporto di appoggio.

**Frequenza di lavoro 26-30 Mhz; Potenza output minima 60W; Potenza input nom. 3, 5W; Potenza input max 5W; Assorbimento 7, 5A; Alimentazione 13, 8V; Impedenza input 50 Ohm; impedenza output 50 Ohm.**

**Questa, come tutte le nostre apparecchiature, è GARANTITA.**



A.G. studio - modena



M.P. elettronica Via Altamura 9  
Tel. (059) 392343 - 41100 MODENA

KLM 7,0-7,35-5  
5 el. INTERI sui 40 m!

GRANDE.  
per I GRANDI!

•ANTENNAS  
•AMPLIFIERS  
•ACCESSORIES

KLM  
160 V  
Nuovi  
orizzonti

KLM  
144-150  
16 C

KLM  
420 - 450

LE PRESTAZIONI  
TOTALI

Il guadagno

KLM KT-34

SIGNORA

DEI CIELI

KLM 7,2 - 10-30 - 7

TUTTE le bande,  
SENZA compromessi

PARATA DI STELLE E... NON È FINITA!  
PROMUOVETEVI A NUOVE DIMENSIONI: KLM!  
RAPPRESENTANZA ESCLUSIVA PER L'ITALIA

MAS.CAR.



CONDIZIONI DI PAGAMENTO

- Inderogabilmente, pagamento anticipato.
- Secondo la urgenza, si consiglia: Vaglia P.T. telegrafico, seguito da telefonata alla N/S Ditta, precisando il Vostro indirizzo.
- Diversamente, per la non urgenza, inviare, Vaglia postale normale, specificando quanto richiesto nella causale dello stesso, oppure lettera, con assegno circolare.
- Le merci viaggiano a rischio e pericolo e a carico del committente.

— PARTITA IVA N. 00757190582  
— C.C.I.A.A. N. 402396

<p><b>KENWOOD TS-820 S</b> HF</p> <p>Transceiver HF 10 - 160 m - Lettura digitale LSB - USB - CW - RTTY - FSK - Potenza 200 W RF P e P - Alimentazione 220 Vac - Stadio Finale 2 valvole 2002 o 6146B RF</p>	<p><b>KENWOOD TS-520 S</b> HF</p> <p>Transceiver HF 10 - 160 m LSB - USB - CW - RTTY - Lettura meccanica - Potenza 200 W RF P e P - Alimentazione 220 Vac - Stadio Finale valvole 2002 o 6146B RF</p>
<p><b>KENWOOD TR-9000</b> HF</p> <p>Ricetrasmittitore per i 2 metri - 10 W - 144-145,999 SSB - CW - FM - Lettura digitale - Alimentazione 13,8 V dc</p>	<p><b>KENWOOD 2300</b> FM-VHF</p> <p>Transceiver portatile 2 m FM 144-146 MHz - 80 canali più canale ausiliario - Alimentazione 13 V dc - Input 3 W - Dimensioni 122 x 51 x 175 - Peso Kg. 1,2 - Spaziatura tra canali 25 kHz</p>
<p><b>ICOM IC-280 E</b> FM</p> <p>Ricetrasmittitore mobile FM 144-146 MHz - Spaziatura di 25 kHz con lettura digitale - Funzione duplex o simplex con ± 600 kHz - Uscita di lavoro 1 o 10 W. Memorie per 3 frequenze.</p>	<p><b>ICOM IC-260 E</b> FM</p> <p>Ricetrasmittitore mobile a più funzioni. Completa copertura 144-146 MHz - Funzioni SSB CW FM - Circuiti sintetizzatore digitale PLL (phase-locked-loop) e COSMOS - Due VFO separati - Uscita in SSB, 10 W P e P., in CW e FM 10 W.</p>
<p><b>KENWOOD TS-180 S</b> HF</p> <p>Ricetrasmittitore HF - SSB - CW Lettura digitale - 10 - 15-20-40-80 m - 2 bande ausiliarie - Dimensioni: 335 x 133 x 287 - Alimentazione 13,8 Vdc.</p>	<p><b>KENWOOD 120 V</b> HF</p> <p>120 V Transceiver HF 10 - 80 m - USB - LSB - CW - Potenza 20 W RF P e P - Alimentazione 13,8 V dc - ASS - 3 A - RT pass. band vox (forniti)</p>
<p><b>KENWOOD TR-2400</b> FM-VHF</p> <p>Ricetrasmittitore allo stato solido Display a cristalli liquidi - 10 memorie - Scanning - Tastiera di selezione delle frequenze da 144 a 149,995 MHz - Reverse e switch automatico.</p>	<p><b>KENWOOD 770</b> VHF-UHF</p> <p>Ricetrasmittitore 2 m - 70 cm - All mode - VFO digitale Uscita 10 W - Twin VFO sistemi incorporato - Scanning - Vox sistem - 8 memorie.</p>
<p><b>KENWOOD R-1000</b></p> <p>Ricevitore, copre 30 bande da 200 kHz a 30 MHz - Sintetizzatore a PLL - Lettura digitale - Orologio al quarzo - Filtro IF a 3 stadi - Noise Blanker - Attenuatore RF.</p>	<p><b>ICOM IC-255 E</b></p> <p>Ricetrasmittitore FM - per i 2 m con unità - Elaborazione centrale (CPU) - 144-146 MHz - Controllo della frequenza a PLL - Due VFO incorporati - Possibilità di modifica fino 148 MHz.</p>

PIÙ DI 1.000 ALTRI ARTICOLI PER CB - OM - CIVILI - MILITARI - FILTRI - CRISTALLI ROSMETRI/WATT - ACCORDATORI ANT. - ANTENNE LINEARI, VALVOLE TRANSISTORI - TELESKRIVENTI - ECC.

MARCHE TRATTATE DISPONIBILI A NEGOZIO IMPORTAZIONE DIRETTA

INTERPELLATECI INVIANDO L. 2.000 IN BOLLINO MONETA, INVIEREMO CATALOGO HAL - INFO - TEC - SOMMER - KANP - MAGNUM - MINIFAB - EMAC - SILVANIA - BERG - LEADER - HEATKIT - CDE - TURNER - ASTATIC - HI-GAIN - ASACHI - HUSTLER - YAESU - ICOM - DRAKE - KENWOOD - DURACELLE - KLM - SHURE - LESON - ROTORI ZENITALI KLM



di A. MASTRORILLI

Via Reggio Emilia, 30  
00198 ROMA  
Telef. (06) 844.56.41