

# RADIORAMA

RIVISTA MENSILE EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA  
IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

in questo numero  
**GENERAZIONE  
DI FREQUENZA CB**  
VANTAGGI E SVANTAGGI DEI VARI METODI



**Manutenzione  
dei Registratori  
a Nastro**

**Milliamperometri Precisi  
ed Economici**

**Classi di Amplificatori Audio**

**TERMOSTATO ESENTE DA INTERFERENZE RF**

UNA PROFESSIONE NUOVISSIMA PER I GIOVANI CHE HANNO FRETTA DI AFFERMARSI E DI GUADAGNARE. MOLTO.

PRESA D'ATTO DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE NUMERO 1391



# I PROGRAMMATORI

Davvero non c'è tempo da perdere. Entro i prossimi 5 anni saranno necessari almeno 100.000 tecnici qualificati nella Programmazione ed Elaborazione dei Dati, altrimenti migliaia di calcolatori elettronici, già installati, rischieranno di rimanere bloccati e inutilizzati.

Del resto, già oggi per le Aziende diventa difficile trovare dei giovani preparati in questo campo (basta guardare gli annunci sui giornali).

Per venire incontro alle continue richieste e per offrire ai giovani la possibilità di un impiego immediato, di uno stipendio superiore alla media e di una carriera rapidissima, la SCUOLA RADIO ELETTRA ha istituito un nuovissimo corso per corrispondenza:

**PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI**  
In ogni settore dell'attività umana i calcolatori elettronici

hanno assunto il ruolo di centri vitali, motori propulsori dell'intero andamento aziendale. Per questo non possono rimanere inattivi. E per questo le Aziende commerciali o industriali, pubbliche o private, si contendono (con stipendi sempre più alti) i giovani che sono in grado di "parlare" ai calcolatori e di sfruttarne in pieno le capacità.

**LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI FA DIVENTARE PROGRAMMATORI IN POCHI MESI.**

**Attenzione: a questo corso possono iscriversi tutti; non si richiede una preparazione precedente, ma solo attitudini alla logica.**



Seguendo, a casa Vostra, il nostro corso di Programmazione ed Elaborazione dei Dati, imparerete tutti i più moderni "segreti" sul "linguaggio" dei calcolatori. E li imparerete non con difficili e astratte nozioni, ma con lezioni pratiche

e continui esempi. La Scuola Radio Elettra dispone infatti di un modernissimo e completo Centro Elettronico dove potrete fare un turno di pratica sulla Programmazione, che vi consentirà un immediato inserimento in una qualsiasi Azienda.

**IMPORTANTE:** al termine del corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la Vostra preparazione. Nel Vostro interesse, richiedete subito maggiori informazioni.

**Mandateci il vostro nome, cognome e indirizzo: vi forniremo, gratis e senza alcun impegno, una splendida e detagliata documentazione a colori.**



**Scuola Radio Elettra**

Via Stellone 5/ 633  
10126 Torino

tdci



LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

# RADIORAMA

RIVISTA MENSILE DIVULGATIVA CULTURALE DI ELETTRONICA RADIO E TELEVISIONE  
EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

## SOMMARIO

### RADIORAMA N. 11

Anno XXIII -  
Novembre 1978  
Spedizione in  
abbonamento postale  
Gr. III/70  
Prezzo: L. 800

Direzione - Redazione  
Amministrazione -  
Pubblicità:  
Radiorama, via Stellone 5,  
10126 Torino  
Tel. (011) 674.432  
(5 linee urbane)

### TECNICA INFORMATIVA

Classi di amplificatori audio	5
Laboratorio test:	
– <i>Microfono Shure 516EQ</i>	21
– <i>Ricevitore MA-MF Lafayette LR-3030</i>	23
La generazione di frequenza CB	31
I multimetri per l'elettronica - Parte 3a	49
L'energia solare	62

### TECNICA PRATICA

Termostato esente da interferenze RF	11
Milliamperometri precisi ed economici	27
Come scegliere un dissipatore di calore	40
Sistema di controllo solare	45
Manutenzione dei registratori a nastro	60

### LE NOSTRE RUBRICHE

Novità librerie	10
L'angolo dello sperimentatore	15
L'angolo dei club	19
Panoramica stereo	41
Tecnica dei semiconduttori	55
Buone occasioni	64

# 11

## NOVEMBRE 78

DIRETTORE RESPONSABILE: Vittorio Vaglia.

DIRETTORE AMMINISTRATIVO: Tomasz Carver.

REDAZIONE: Guido Bruno, Gianfranco Flecchia, Cesare Fornaro, Francesco Peretto, Sergio Serminato, Antonio Vespa.

IMPAGINAZIONE: Giovanni Lojacono.

AIUTO IMPAGINAZIONE: Giorgio Bonis, Marilisa Canegallo.

SEGRETARIA DI REDAZIONE: Rinalba Gamba

SEZIONE TECNICA COSTRUTTIVA: Scuola Radio Elettra - Popular Electronics.

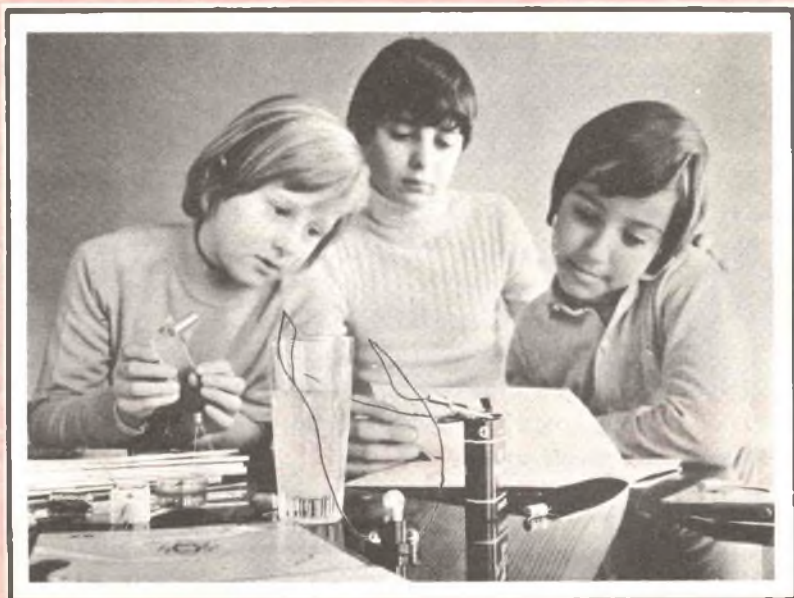
SEZIONE TECNICA INFORMATIVA: Consolato Generale Britannico; EIBIS - Engineering in Britain; IBM; IRCI - International Rectifier; ITT - Components Group Europe; Philips; S.G.S. - Società Generale Semiconduttori; Siemens.

HANNO COLLABORATO A QUESTO NUMERO:  
Angela Gribaudo, Renata Pentore, Luigi Lusardi,  
Giuseppe Franzero, Ida Verrastro, Lorenzo Sartoris,  
Adriana Bobba, Andrea Gonella, Mario Durando,  
Gabriella Pretoto, Francesco Pautasso, Angela Valeo,  
Antonio Richiardi.

● Il contenuto dell'edizione americana è soggetto a copyright 1978 della ZIFF-DAVIS PUBLISHING, Co., One Park Avenue, New York 10016, N.Y. ● E' vietata la riproduzione anche parziale di articoli, fotografie, servizi tecnici o giornalistici senza preventi va autorizzazione ● I manoscritti e le fotografie anche se non pubblicati non si restituiscono; verrà dato comunque un cenno di riscontro ● Pubblicazione autorizzata con numero 1096 dal Tribunale di Torino ● Spedizione in abbonamento postale, gruppo III ● La stampa di Radiorama è effettuata da litografia Interlito, via 24 Maggio 30/2, 10024 Moncalieri ● Pubblicità: RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino ● Distribuzione nazionale: Diemme Diffusione Milanese, via Taormina 28, tel. 68.83.407 - 20159 Milano ● RADIORAMA is published in Italy ● Prezzo del fascicolo: L. 800 ● Abbonamento semestrale (6 fascicoli): L. 4.500 ● Abbonamento per un anno (12 fascicoli): in Italia L. 8.000, all'estero L. 16.000 ● Copie arretrate, fino ad esaurimento, L. 800 il fascicolo ● In caso di aumento o diminuzione del prezzo degli abbonamenti verrà fatto il dovuto conguaglio ● I versamenti per gli abbonamenti e le copie arretrate vanno indirizzati a: SCUOLA RADIO ELETTRA S.p.A. - Redazione RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino (assegno circolare o bancario o cartolina-vaglia), oppure possono essere effettuati sul C.C.P. N. 2/12930, Torino.



# ELETTRONICA



## scienza o magia?

Due fili in un bicchiere d'acqua e... la lampadina si accende.

È opera di un mago? No.

Potrà essere opera vostra quando avrete esplorato a fondo i misteri di una scienza affascinante: l'**ELETTRONICA**.

Chi, al giorno d'oggi, non desidera esplorare questo campo?

Addentratevi dunque nei segreti dell'elettronica sotto la guida della **SCUOLA RADIO ELETTRA**, che propone oggi un nuovo, interessante Corso per corrispondenza: **SPERIMENTATORE ELETTRONICO**.

Tutti possono trovare nel Corso innumerevoli spunti di passatempo o di specializzazione futura.

Genitori, insegnanti, amici vedranno con sorpresa i ragazzi ottenere un'ottima preparazione tecnico-scientifica, senza fatica e divertendosi, grazie alle **16 appassionanti lezioni del Corso SPERIMENTATORE ELETTRONICO**

Queste, arricchite da **250 componenti**, permettono di compiere più di **70 esperimenti** e di realizzare apparecchi di alta qualità (fra gli altri, un organo elettronico, un interfono, un ricevitore MA, un giradischi) che **resteranno di proprietà dell'Allievo**.

E non c'è pericolo di scosse elettriche: tutti i circuiti funzionano con bassa tensione fornita da batterie da 4,5 volt.

Richiedete oggi stesso, senza alcun impegno da parte vostra, più ampie e dettagliate informazioni sul CORSO SPERIMENTATORE ELETTRONICO.

Scrivete alla

*Preso d'atto Ministero della  
Pubblica Istruzione N. 1391*

### MONTERETE TRA L'ALTRO



UN ORGANO  
ELETTRONICO



UN  
RICEVITORE MA



**Scuola Radio Elettra**

10126 Torino - Via Stellone 5 633

Tel. (011) 674432

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

# CLASSI DI AMPLIFICATORI AUDIO

DIFFERENZE TRA I DIVERSI TIPI DI AMPLIFICATORI E LORO SIGNIFICATO DAL PUNTO DI VISTA DELL'APPASSIONATO DI ALTA FEDELTA'

I fabbricanti di apparecchiature per alta fedeltà usano indicare con una lettera il tipo di circuito (classe A, B, C, D, o G) usato nei modelli di amplificatore da loro costruiti. In questo articolo esamineremo il significato di queste sigle e spiegheremo perché alcuni tipi di circuito hanno acquistato importanza crescente negli ultimi anni.

Anche se gli amplificatori della classe B sono di gran lunga i più diffusi, la nostra rassegna inizierà dai circuiti designati con la prima lettera dell'alfabeto.

**Amplificatori in classe A** - Il criterio con cui gli amplificatori sono raggruppati in classi si basa essenzialmente sul periodo di conduzione dei componenti attivi che hanno il compito di amplificare il segnale.

In un amplificatore della classe A si ha un singolo transistor di uscita, continuamente attraversato dalla corrente. Il segnale audio applicato allo stadio amplificatore (*fig. 1-a*) fa variare l'intensità della corrente di uscita secondo la legge espressa dalla curva caratteristica del transistor, mostrata nella *fig. 1-b*. La corrente di riposo,  $I_C$ , cioè quella che fluisce attraverso il transistor in assenza di segnale audio, può essere scelta sufficientemente grande in modo che anche nei semiperiodi negativi della forma d'onda il transistor non venga completamente interdetto. La forma d'onda in uscita risulta così quasi identica a quella presente all'ingresso.

L'inconveniente principale presentato da un amplificatore funzionante in classe A è il suo basso rendimento: poiché la corrente media che scorre nel transistor è sempre la stessa, sia che vi sia segnale audio sia che esso manchi, un amplificatore della classe A ha un rendimento globale che si aggira tra il 20% ed il 30%. Solo circa un quarto dell'energia assorbita dal transistor si trasforma in potenza utile; il resto deve essere dissipato

sotto forma di calore, dentro il transistor stesso o nell'aletta di raffreddamento su cui esso è applicato. Stadi amplificatori della classe A vengono spesso utilizzati negli apparecchi di debole potenza i quali normalmente hanno potenze d'uscita nominali inferiori al watt; in questo caso il basso rendimento di un amplificatore funzionante in classe A non rappresenta un problema. Il vantaggio dell'estrema linearità che è possibile ottenere con il funzionamento in classe A ha recentemente spinto alcuni costruttori di amplificatori per alta fedeltà ad adottare questo tipo di circuito anche su amplificatori di potenza più elevata. Apparecchi del genere richiedono però un dissipatore di calore di insolite dimensioni ed alimentatori sovradimensionati.

**Amplificatori in classe B** - Uno stadio amplificatore funzionante in classe B utilizza due transistori, ciascuno dei quali è polarizzato molto vicino all'interdizione, come mostrato nella *fig. 2-b*. Poiché in questo caso ogni transistor conduce solo durante un semiperiodo del segnale applicato, per riprodurre l'intera forma d'onda sono necessari due transistori, ciascuno dei quali conduce durante uno dei due semiperiodi della forma d'onda del segnale audio d'ingresso. Per ottenere questo tipo di funzionamento si può realizzare lo stadio con accoppiamento a trasformatore mostrato nella *fig. 2-a*, normalmente indicato con il termine "push-pull". In questo circuito la forma d'onda applicata alla base del transistor Q2 ha polarità opposta a quella applicata alla base di Q1; di conseguenza, i due transistori vanno in conduzione l'uno durante un semiperiodo e l'altro durante quello opposto. Le due semionde amplificate vengono poi sommate nell'avvolgimento primario del trasformatore T2, il cui secondario alimenta il carico, costituito

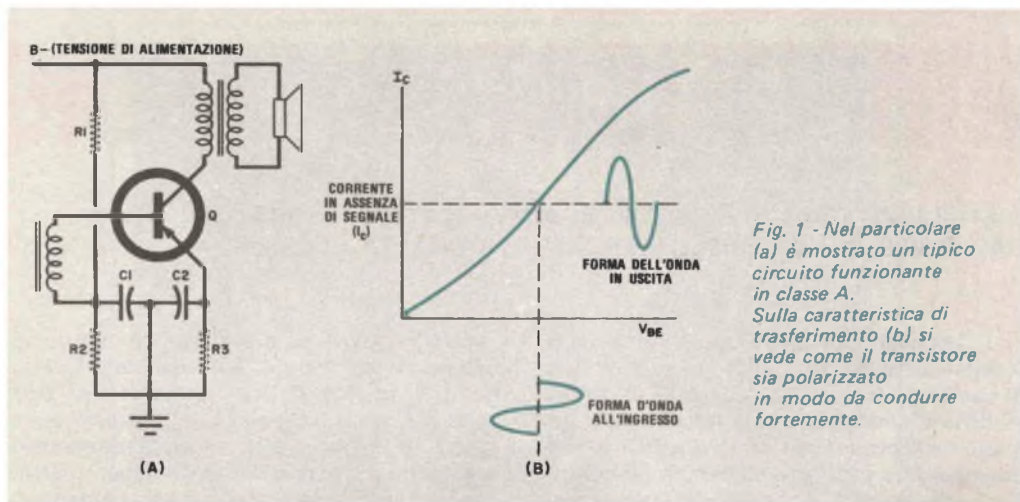


Fig. 1 - Nel particolare (a) è mostrato un tipico circuito funzionante in classe A. Sulla caratteristica di trasferimento (b) si vede come il transistor è polarizzato in modo da condurre fortemente.

dall'altoparlante. Il trasformatore T2 può essere facilmente eliminato usando una coppia di transistori complementari (cioè un p-n-p ed un n-p-n, con uguali caratteristiche), montati in modo che ciascuno conduca ancora per un solo semiperiodo della forma d'onda in ingresso.

Nella fig. 3-a è rappresentato uno stadio amplificatore del genere, con accoppiamento a condensatore; la fig. 3-b mostra invece come si possa eliminare il condensatore di uscita utilizzando un alimentatore che fornisca tensioni positive e negative; si ottiene così il ben noto stadio amplificatore ad accoppiamento diretto (o con accoppiamento in continua), usato nella maggior parte degli amplificatori a transistori.

Il vantaggio principale degli stadi amplificatori funzionanti in classe B sta nel loro rendimento, che è ben maggiore di quello degli stadi funzionanti in classe A: il rendimento di uno stadio della classe B è infatti mediamente del 65%. L'inconveniente principale di questo tipo di circuito sta nel fatto che la transizione tra la conduzione di un transistor e quella dell'altro può non essere del tutto perfetta: se uno dei transistori cessa di condurre leggermente prima che l'altro inizi, nella forma d'onda in uscita compare una discontinuità che è comunemente indicata con il nome di "distorsione nel passaggio per lo zero" (e in lingua inglese con i termini "notch distortion" o "crossover distortion"). Una situazione del genere è mostrata

nella fig. 4. A differenza della distorsione dovuta al sovraccarico, che consiste nel taglio delle creste della forma d'onda e che compare solo quando l'amplificatore è portato a lavorare al di sopra della sua potenza nominale, questo tipo di distorsione è presente a qualunque livello di ascolto; essa è anzi soprattutto fastidiosa ai bassi livelli, dove le componenti ad essa dovute rappresentano una notevole percentuale del segnale d'uscita globale. Inoltre tale tipo di distorsione genera armoniche di ordine elevato (settimo, nono, ecc.) che per l'ascoltatore sono generalmente più fastidiose delle armoniche del secondo o del terzo ordine aventi uguale livello; queste ultime sono le armoniche normalmente generate in un amplificatore audio in presenza di fenomeni di sovraccarico e saturazione.

**Amplificatori della classe AB** - Questo tipo di funzionamento cade a metà tra la classe A e la classe B. Nessuno dei due transistori componenti uno stadio AB conduce per l'intero periodo della forma d'onda in ingresso, ma ciascuno di essi conduce per più di mezzo periodo. Il punto di lavoro di un transistor polarizzato per funzionare in classe AB è mostrato nella fig. 5. Nei circuiti in classe AB la distorsione nei passaggi per gli zeri della forma d'onda è praticamente eliminata, poiché negli istanti critici di transizione tra il semiperiodo positivo e quello negativo entrambi i transistori sono in con-



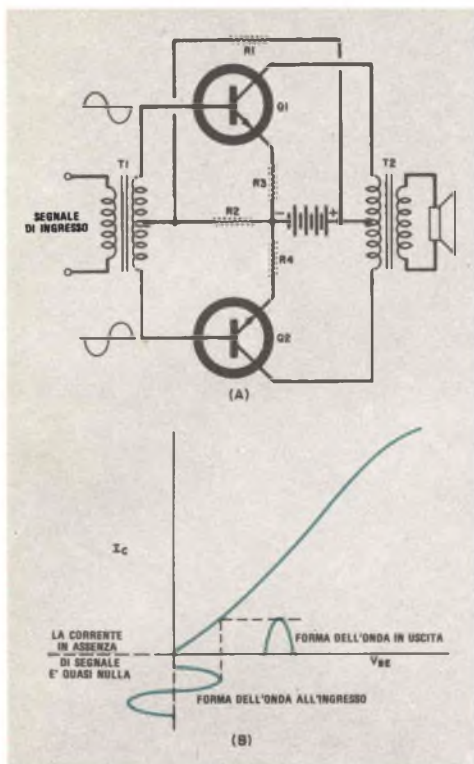


Fig. 2 - Configurazione circuitale (a) e caratteristica di trasferimento (b) di un amplificatore funzionante in classe B. I transistori sono polarizzati vicino all'interdizione.

duzione. Il rendimento di un circuito in classe AB è ad un livello intermedio tra quello dei circuiti in classe A e quello dei circuiti

in classe B.

**Amplificatori in classe C** - In un amplificatore che funziona in classe C si ha conduzione inferiore a metà periodo della forma d'onda di ingresso, come risulta dalla fig. 6. Gli amplificatori della classe C non sono usati nelle apparecchiature audio, poiché non sono in grado di seguire i complicati andamenti del segnale acustico; essi trovano invece applicazione per l'amplificazione a radiofrequenza, quando cioè si ha l'esigenza di amplificare praticamente solo un'unica frequenza. Circuiti risonanti di tipo LC (cioè con induttanza e capacità) posti all'ingresso ed all'uscita dell'amplificatore in classe C assolvono il compito di "volano" o di "pendolo", ricreando la porzione mancante di ogni periodo della forma d'onda; l'energia viene cioè fornita ai circuiti risonanti solo durante un breve intervallo di tempo per ciascun periodo, realizzando così un funzionamento analogo a quello di un pendolo che oscilla su ampio arco, sospinto solamente da leggeri colpi che gli vengono forniti ogni volta che raggiunge un estremo del suo spostamento. Il rendimento di un amplificatore della classe C è elevato (tra il 65% e l'85%) grazie al fatto che lo stadio amplificatore vero e proprio è portato in conduzione solo per una piccola percentuale del tempo.

**Amplificatori in classe D** - I circuiti funzionanti in classe D sono usati già da qualche tempo per applicazioni militari e su apparecchiature per potenza molto alta; la loro applicazione al campo audio è invece del tut-

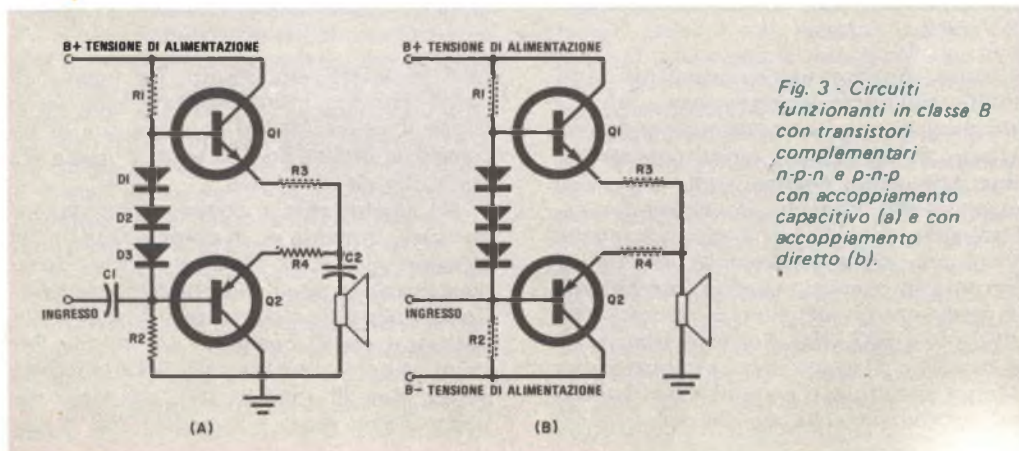
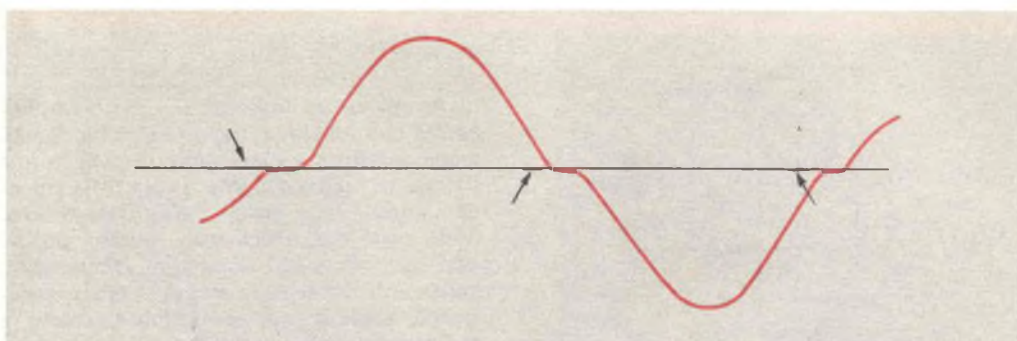
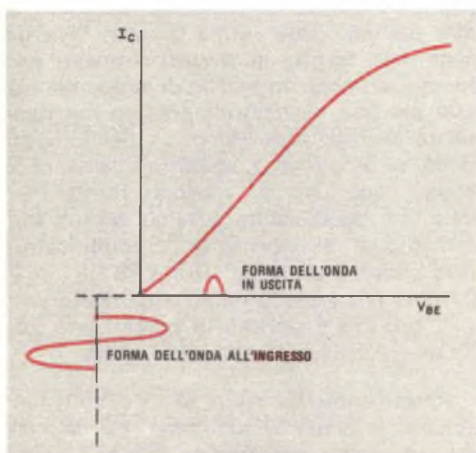


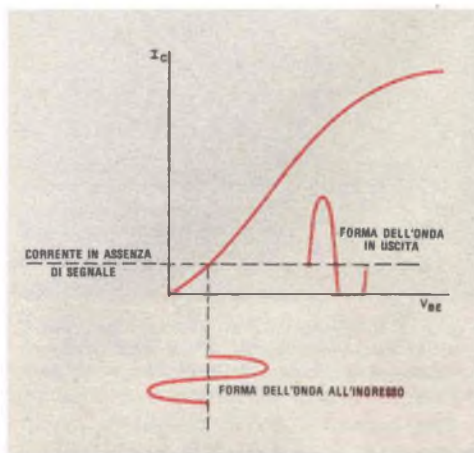
Fig. 3 - Circuiti funzionanti in classe B con transistori complementari n-p-n e p-n-p con accoppiamento capacitivo (a) e con accoppiamento diretto (b).



*Fig. 4 - Esempio esagerato di distorsione in corrispondenza dei passaggi per lo zero, distorsione che può manifestarsi negli stadi amplificatori funzionanti in classe B progettati in modo non perfetto.*



*Fig. 5 - Il funzionamento in classe AB richiede due transistori in configurazione "push-pull" che lavorano in condizioni intermedie tra quelle della classe A e quelle della classe B.*



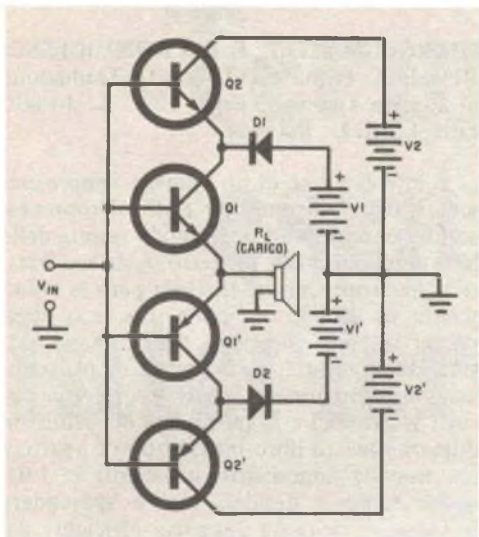
*Fig. 6 - Il funzionamento in classe C è adatto per amplificatori a radiofrequenza, ma non per amplificatori audio.*

to nuova. Anziché usare i transistori quali amplificatori lineari (come avviene in tutte le altre classi di circuiti esaminati sinora), questo tipo di circuito usa questi componenti come interruttori. I segnali audio di ingresso vengono prima convertiti in impulsi di durata variabile, i quali fanno successivamente commutare i transistori, mandandoli alternativamente in conduzione ed in interdizione, con frequenza di ripetizione ultrasonica (che arriva sino a 500 kHz). Poiché il segnale audio comanda gli istanti in cui i transistori posti in un circuito con correnti e tensioni elevate commutano, tale segnale può conside-

rarsi in effetti amplificato. Gli impulsi di uscita vengono infine integrati (cioè se ne estrae il valore medio) con una rete di filtraggio; si ottiene così un segnale uguale alla forma d'onda in ingresso.

Gli amplificatori a commutazione possono avere, in teoria ed in pratica, rendimenti superiori al 95%; un rendimento così alto riduce drasticamente l'esigenza di montare dissipatori di calore e permette di costruire amplificatori molto compatti. La Infinity Systems ha portato sul mercato dell'alta fedeltà questo tipo di amplificatori, che viene descritto come capace di erogare 250 W per





*Fig. 7 - Schema elettrico semplificato di uno stadio amplificatore funzionante in classe G.*

canale, alimentato con una qualsiasi tensione di rete compresa tra 96 V e 240 V, pur rimanendo quasi completamente freddo. Poiché il prezzo è di quasi due milioni di lire, l'apparecchio può considerarsi senz'altro un po' costoso, ma se le sue prestazioni si dimostreranno veramente pari a quelle preannunciate, appariranno sul mercato numerosi altri amplificatori della classe D prodotti da costruttori diversi.

**Amplificatori in classe G** - Le lettere E e F non sono state saltate arbitrariamente dall'elenco; in realtà quando la Hitachi sviluppò il circuito amplificatore ad alto rendimento di cui intendiamo ora parlare, lo indicò inizialmente con il termine "Classe E". Successivamente si scoprì che esistevano già altre configurazioni circuitali a cui in passato erano state assegnate le designazioni di classe E e classe F; di conseguenza, la Hitachi decise di indicare il suo nuovo amplificatore ad alto rendimento con la lettera G.

In un amplificatore della classe G vengono usate due coppie di transistori di uscita, che funzionano in una configurazione di tipo "push-pull" (fig. 7). Fino a che la tensione di ingresso è inferiore a  $V_1$  (o  $V_1'$ ),  $Q_2$  e  $Q_2'$  restano interdetti e la corrente giunge al carico solo attraverso  $Q_1$  e  $Q_1'$ . Quando in-

vece la tensione di ingresso supera  $V_2$ , la corrente giunge al carico attraverso l'insieme  $Q_2-Q_1$  o l'insieme  $Q_2'-Q_1'$ . Nella riproduzione di segnali musicali, l'amplificatore lavora per la maggior parte del tempo (più del 90%) al di sotto della  $V_1$  e della  $V_1'$  e solo per brevi periodi gli alimentatori  $V_2$  e  $V_2'$  vengono chiamati in causa; lo spreco di potenza risulta così assai basso.

La distorsione che si può avere nelle transizioni corrispondenti al passaggio del segnale al di sopra della  $V_1$  è resa minima usando transistori e diodi ad alta velocità; con particolari accorgimenti circuitali si eliminano poi i transistori di commutazione che ancora restano ed i momentanei abbassamenti di livello che potrebbero eventualmente ancora essere presenti.

Benché il rendimento di un amplificatore funzionante in classe B possa arrivare sino al 65%, questo valore viene raggiunto solo quando esso funziona alla sua piena potenza nominale, mentre a tutti i livelli più bassi il rendimento è sensibilmente minore. In un circuito funzionante in classe G, invece, poiché ciascun transistor funziona per la maggior parte del tempo vicino al suo punto di rendimento massimo, il rendimento globale dell'amplificatore è portato a circa il  $75\% \div 80\%$  per la maggior parte del tempo in cui sono presenti segnali musicali.

**Conclusioni** - Da questa breve analisi delle diverse classi di funzionamento degli amplificatori, risulta chiaro che ciascuna di esse presenta, rispetto alle altre, vantaggi ed inconvenienti. Certe affermazioni fatte da alcuni costruttori di apparecchiature per alta fedeltà, che proclamano l'assoluta supremazia di un certo tipo di amplificatore, ad esempio quella della classe A sulla classe B, o quella della classe D sulla classe G, vanno considerate almeno come frutto di ragionamenti un po' troppo semplicistici.

Poiché nelle moderne apparecchiature per alta fedeltà trovano normalmente applicazione tutti i tipi di circuiti sinora descritti, si deve concludere che la scelta dell'una o dell'altra classe viene fatta in base ad una serie di compromessi, e che qualunque sia il tipo di circuito adottato, con un progetto ben condotto si può ottenere un amplificatore veramente ad alta fedeltà capace di dare un suono molto vicino a quello originale, cioè proprio quello che si richiede ad un'apparecchiatura per alta fedeltà. ★

## LE NOSTRE RUBRICHE **Novità librarie**

**L'ENERGIA SOLARE** di Emilio Cometta  
90 pagine con 45 illustrazioni e 6 tabelle -  
Editoriale Delfino, Milano - L. 2.500.

Oggi che la crisi petrolifera da un lato e le preoccupazioni di carattere ecologico dall'altro hanno suscitato o ridestato l'interesse per lo sfruttamento di fonti di energia cosiddette alternative, ed in particolare per l'energia solare, è comparso un numero non indifferente di volumi dedicati in tutto o in parte appunto all'energia solare: ma si tratta in genere di volumi di mole tutt'altro che trascurabile, che spesso si addentrano in particolari teorici e che quindi possono facilmente scoraggiare il lettore che vuole formarsi rapidamente un'idea sulla natura del problema e sulle sue possibili soluzioni, ma che non ha né tempo né voglia, e nemmeno l'interesse, di scendere in particolari dettagliati ed in disquisizioni matematiche.

Alle esigenze di costoro ci pare adatto il volume che presentiamo articolato in tredici agili capitoletti, che si fanno leggere senza sforzo ma che nel contempo danno una ricca serie di informazioni sullo stato attuale della tecnica.

In questo lavoro mancano, da un lato, i toni trionfalistici nei riguardi dello sfruttamento dell'energia solare, e dall'altro quel pessimismo negatore di ogni utilizzabilità pratica di tale energia.

Ci troviamo qui di fronte invece ad un lavoro molto aggiornato, che mette in risalto con imparzialità i lati positivi ed i lati negativi, le possibilità e le limitazioni dello sfruttamento dell'energia solare, i maggiori oneri ed i risparmi rispetto alle fonti tradizionali di energia.

**THE PROJECT PHYSICS COURSE** - Guida al laboratorio per l'Unità 1 - pagg. 52 e l'Unità 3 - pagg. 76 - L. 2.400 - Zanichelli Editore, Bologna - Guida al laboratorio per l'Unità 4 - pagg. 48, per l'Unità 5 - pagg. 25 e Guida bibliografica - pagg. 22 - L. 1.600 - Zanichelli Editore, Bologna  
Guida al laboratorio per l'Unità 6 - pagg. 29 - L. 1.000 - Zanichelli Editore, Bologna.

Questi volumi di "Guide al laboratorio" costituiscono uno dei molti sussidi didattici elaborati per il Project Physics Course (di cui si è parlato nei numeri 10/77 e 12/77 della nostra rivista), tra i quali si annoverano Testi e Letture, Guide di laboratorio e Guide per gli insegnanti, oltre a Fascicoli di istruzione programmata, Film loop, Trasparenti, Film da 16 mm, nonché attrezzature di laboratorio.

**MICROCOMPUTER E MICROPROCESSORI** - di A. Barna e D.I. Porat - Traduzione di Franco Govoni - pagg. 122 - L. 14.000  
Ediz. C.E.L.I. - Bologna.

L'introduzione di un numero sempre crescente di microcomputer e di microprocessori ha condotto ad una grande varietà delle loro applicazioni. Il progetto di sistemi basati su microprocessori richiede però la conoscenza di diverse discipline, fra le quali il progetto logico, i sistemi digitali, l'architettura dei computer, le tecniche di programmazione e, in minor grado, il progetto dei circuiti elettronici e la tecnologia dei semiconduttori. Questo libro introduttivo è adatto a chi non ha conoscenze sufficienti in tutti questi campi e desidera invece apprendere le tecniche richieste per l'uso efficiente dei microcomputer e dei microprocessori.

La materia è presentata in tre fasi. I primi tre capitoli forniscono una descrizione sommaria della hardware e del software di base, i successivi cinque capitoli forniscono invece dettagli del funzionamento, mentre l'ultimo capitolo presenta alcuni complementari di software. Ogni capitolo può stare a sé, con un minimo di richiami ad altre parti del libro, così che il lettore può omettere interi capitoli senza pregiudicare la leggibilità del libro e può facilmente utilizzare il materiale per la consultazione.

Nel testo sono inclusi circa centoventi fra esempi e problemi che rendono il libro particolarmente adatto per lo studio autonomo, fornendo una solida base per comprendere le caratteristiche di un grande numero di microcomputer e di microprocessori oggi disponibili. La bibliografia alla fine del libro indica ulteriore materiale relativo agli argomenti discussi. Sono anche riportate le risposte ad alcuni problemi prescelti.

# Termostato esente da interferenze RF

QUESTO CIRCUITO CON TIRISTORE VIENE AZIONATO  
DA UN ELEMENTO A PELLICOLA SOTTILE  
SENSIBILE ALLA TEMPERATURA

Un circuito elettronico che comprenda un triac e/o un SCR (collegato ad adatto elemento sensibile) viene spesso considerato un desiderabile sostituto di un termostato bimetallico. Tuttavia, l'interferenza RF generata da un circuito di questo tipo ne ha ostacolato l'impiego su larga scala. In questo articolo presentiamo un termostato a tiristore che non genera interferenza RF, meccanicamente stabile, e nel quale vengono usati componenti economici.

Il circuito, nel quale viene impiegato uno dei nuovi elementi a pellicola sottile Moxie™ sensibile alla temperatura, ha altre interessanti caratteristiche, quali:

- usa l'eccitazione a vero zero del tiristore;
- fornisce un carico simmetrico sulla rete (un numero pari di semicicli);
- è regolabile per qualsiasi potenza del triac e del carico;
- non ha praticamente isteresi.

**Funzionamento del circuito** - Quando l'angolo di fase della rete si sposta da  $0^\circ$ , la tensione sul punto A della *fig. 1* diventa progressivamente piú positiva rispetto al

punto B. I diodi D1 e D2 sono entrambi polarizzati in senso diretto e la tensione ai capi di R1 (l'elemento sensibile termico) continua a salire mentre l'angolo di fase si avvicina a  $90^\circ$ . Il valore di R2 è stato scelto in modo che ad un certo punto prima che l'angolo di fase sia di  $90^\circ$  si sviluppa ai capi di R1 una tensione sufficiente per portarlo in conduzione e la sua impedenza cade da un valore alto ad uno basso. Quanto piú bassa è la temperatura del Moxie, tanto piú alta deve essere la tensione ai capi di R1 per portarlo in conduzione; pertanto il valore di R2 è determinato dalla minima temperatura di controllo richiesta.

Quando R1 passa in conduzione, il catodo di D1 diventa altamente positivo rispetto al punto A. Il valore della tensione sviluppata sul catodo di D1 dipende dalla tensione necessaria a far passare R1 in conduzione; questa tensione, a sua volta, dipende solo dalla temperatura dell'elemento sensibile.

Se sul catodo di D1 si sviluppa una tensione sufficientemente positiva (rispetto al punto A) e se il partitore di tensione R4 è disposto opportunamente, allora il diac D5 (detto



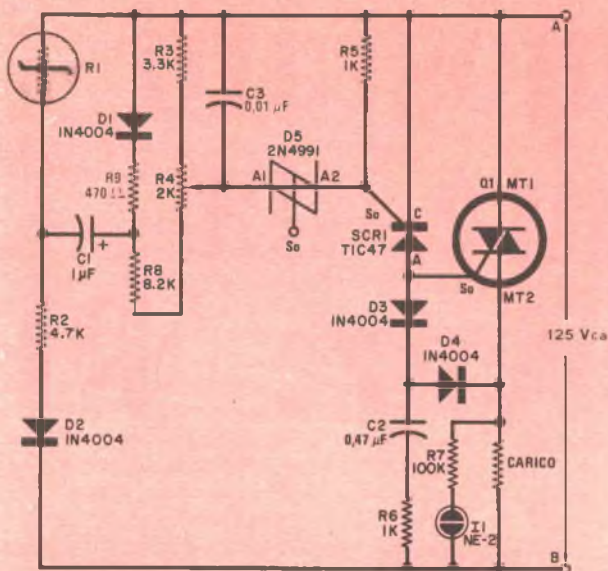


Fig. 1 - L'elemento sensibile R1 eccita il tiristore mettendo in funzione il circuito quando è necessario calore.

## MATERIALE OCCORRENTE

- C1 = condensatore elettrolitico da 1  $\mu$ F, 200 Vcc di lavoro  
 C2 = condensatore a pellicola Mylar da 0,47  $\mu$ F, 200 Vcc di lavoro  
 C3 = condensatore a disco da 0,01  $\mu$ F, 25 Vcc di lavoro  
 D1 ÷ D4 = raddrizzatori 1N4004  
 D5 = commutatore bilaterale al silicio tipo 2N4991, oppure ECG6404 (Sylvania)  
 I1 = lampadina spia al neon NE2  
 Q1 = triac (ved. testo)  
 R1 = elemento sensibile termico Moxie™ TS3-57S  
 R2 = resistore da 4,7 k $\Omega$ , 2 W - toll. 5%

- R3 = resistore da 3,3 k $\Omega$ , 1/4 W - toll. 5%  
 R4 = potenziometro lineare da 2 k $\Omega$ , 1 W - toll. 10%  
 R5 = resistore da 1 k $\Omega$ , 1/4 W - toll. 5%  
 R6 = resistore da 1 k $\Omega$ , 2 W - toll. 5%  
 R7 = resistore da 100 k $\Omega$ , 1/4 W - toll. 5%  
 R8 = resistore da 8,2 k $\Omega$ , 1/4 W - toll. 5%  
 R9 = resistore da 470  $\Omega$ , 1/2 W - toll. 5%  
 SCR1 = TIC47, EGC5404  
 Circuito stampato o basetta perforata, stagno, filo per collegamenti, scatola adatta, pasta termica, minuterie di montaggio e varie.

Per l'acquisto dei materiali rivolgersi alla I.M.E.R. Elettronica, Via Saluzzo 11 bis, 10125 Torino.

anche commutatore bilaterale al silicio o SBS) passerà in conduzione e si aggancerà. Il condensatore C1 ha un valore sufficientemente alto per mantenere D5 nel suo stato di conduzione dal punto di innesco di TDR1 (meno di 90°) ad almeno 180°. Naturalmente, se TDR1 si innesca ad una tensione sufficientemente bassa (elemento sensibile caldo), non vi sarà tensione sufficiente per portare in conduzione il diodo D5.

Ma se D5 si innesca, lo farà prima che l'angolo di fase raggiunga i 90° e rimarrà in questo stato fino a 180°. Perciò, a 180° SCR1 ha una corrente di porta positiva. Prima di questo angolo di fase, SCR1 rimane all'interdizione in quanto il suo anodo è negativo rispetto al catodo. Non appena l'angolo di fase passa per 180°, SCR1 conduce corrente nella porta del triac Q1. La corrente attraverso SCR1 è proporzionata alla cor-

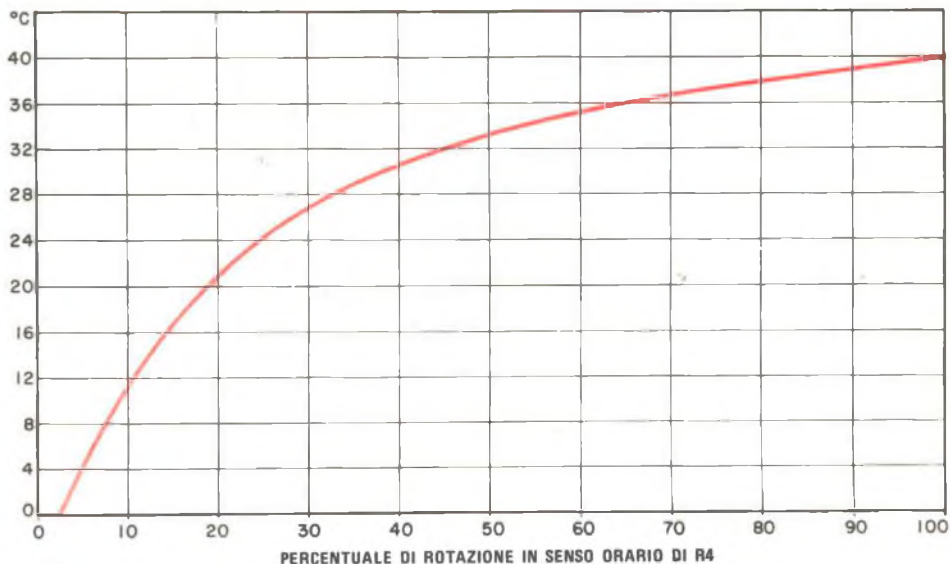


Fig. 2 - La curva mostra come la disposizione del termostato venga influenzata dalla posizione di R4.

rente minima di conduzione di Q1 in quanto esso serve come parallelo intorno a SCR1.

In questo modo, il triac è in conduzione da 180° a 360° quando la corrente che lo attraversa scende al di sotto del suo punto di tenuta. Il circuito secondario composto da D3, D4, C2 e R6 serve ad accumulare su C2 la tensione di picco ai capi del carico; questa

tensione immagazzinata fornisce al triac corrente di porta tra 270° e 450°, assicurando l'innesco al passaggio per lo zero a 360°

In questo modo il carico sarà energizzato per almeno due semicicli quando è necessario calore; se è necessario ancora più calore, seguiranno altri due semicicli per mantenere il carico energizzato.

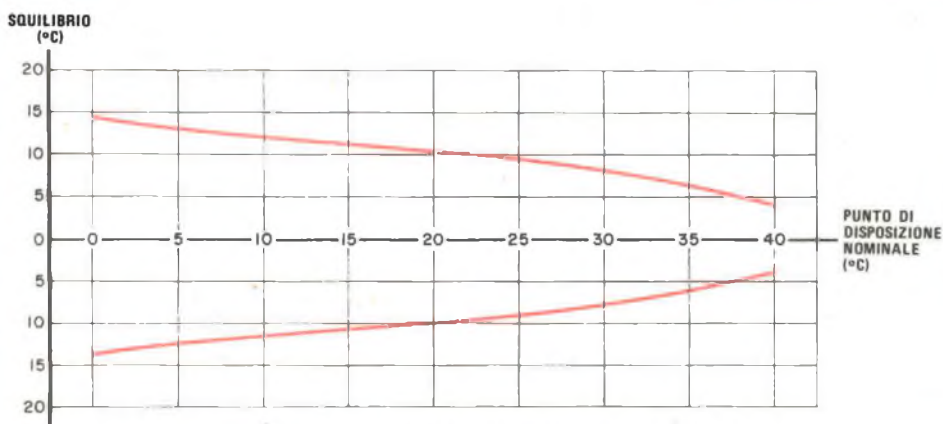


Fig. 3 - Curva di ricalibratura nel caso in cui D5 abbia un valore non tipico.

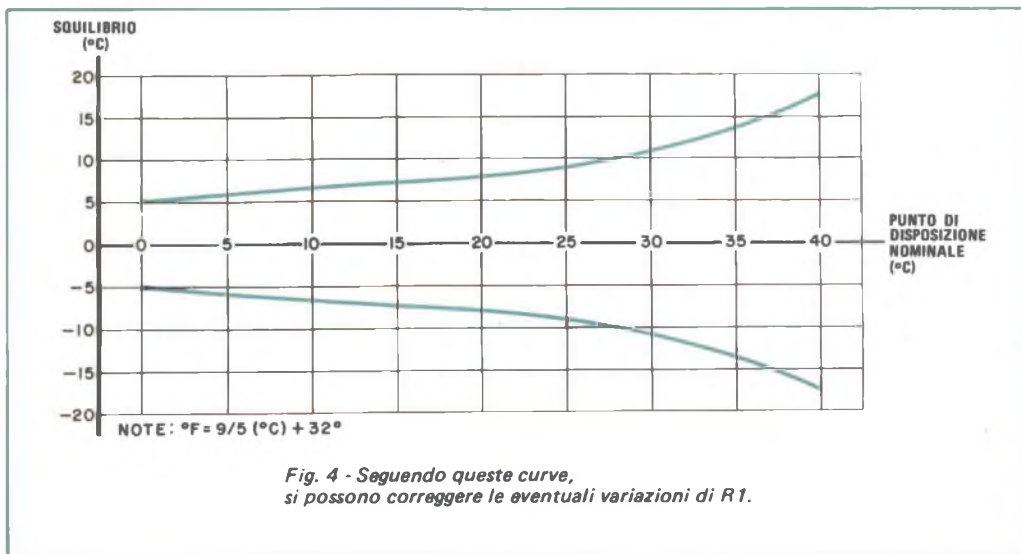


Fig. 4 - Seguendo queste curve, si possono correggere le eventuali variazioni di R1.

**Costruzione** - Poiché il circuito è piuttosto semplice, per la costruzione si può usare un circuito stampato o una basetta perforata. In ogni caso, il circuito deve essere racchiuso entro una scatola adatta, osservando le necessarie precauzioni di sicurezza quando si tratta di apparati alimentati a rete. L'elemento termico sensibile TDR1 deve essere montato in modo che riceva la temperatura media ambientale e non quella proveniente da qualche componente che genera calore nel circuito. Potrebbe essere montato, per esempio, in un angolo della scatola, distante dal triac Q1, con numerosi fori praticati intorno ad esso affinché l'aria circoli liberamente. Volendo, l'elemento termico può essere montato in una scatoletta metallica posta a breve distanza dal resto del circuito, facendo in modo di collegare con fili corti le due custodie. Per mantenere l'elemento sensibile e la scatoletta alla stessa temperatura si può usare pasta termica.

**Calibratura ed uso** - Il potenziometro R4 funziona quale controllo di sensibilità del termostato. La fig. 2 mostra come il punto di stabilizzazione del termostato varia ruotando R4; questa curva è valida solo quando tutti i componenti presentano i loro valori tipici. Naturalmente, i dispositivi a stato soli-

do e a pellicola sottile sono soggetti ad alcune variazioni. La fig. 3 mostra il peggiore caso di ricalibratura necessario quando il commutatore D5 non ha un valore tipico. Anche le variazioni dell'elemento sensibile termico R1 influiranno sulla curva di calibratura e la ricalibratura risultante è mostrata nella fig. 4. Tutti i termostati possono essere calibrati entro 2°C (fig. 2) regolando i valori di R3 e R8.

Se si desidera fare una scala calibrata per regolare R4 alla desiderata temperatura ambiente, bisogna agire in modo empirico; si accoppia termicamente un termometro di buona qualità a R1 e si regola R4 finché la lampadina al neon I1 lampeggia o si accende. A questo punto, attraverso l'elemento riscaldatore (Carico) scorre corrente e la temperatura dell'elemento sensibile può essere letta sul termometro. Per temperature superiori a quelle ambientali, R1 può essere riscaldato delicatamente.

Si tenga presente infine che per Q1 può essere usato un triac in grado di sopportare una corrente caratteristica diretta di 10 A. Se però l'elemento riscaldatore esterno assorbe una corrente più intensa, si usi un triac di maggiore potenza. Naturalmente, per qualsiasi tiristore è necessaria un'adeguata dissipazione di calore. ★





# Flip-flop e contatori a decade

## Parte 2<sup>a</sup>

Nella Parte 1<sup>a</sup> di questo articolo si è visto come un flip-flop comandato da un circuito orologio può essere usato quale contatore binario. Sono state fornite inoltre le indicazioni per costruire un contatore binario a due bit con le due metà di un flip-flop JK doppio 7473 e per montare un contatore a quattro bit a gamma limitata (0-9) impiegando un contatore a decade 7490, un circuito integrato su scala media (MSI) che comprende, su una sola fetta di silicio, quattro flip-flop.

Vedremo ora come, aggiungendo uno o due circuiti integrati al 7490, sia possibile realizzare un contatore più versatile; inoltre prenderemo in considerazione parecchi metodi per convertire il 7490 in un contatore divisore per  $n$ .

**Codificazione binaria - decimale** - Quattro flip-flop comandati da un circuito orologio possono contare, in codice binario, da 0000 a 1111 (o da 0 a 15 decimali). Tuttavia, il 7490 è internamente collegato per riportarsi automaticamente a 0000 quando il conteggio supera 1001 (9). Questa caratteristica, da cui deriva il suo nome, rende il contatore a decade ideale per convertire un'informazione binaria in forma decimale.

Un contatore puramente binario è molto facile da costruire ma, essendo abituati al sistema decimale, si incontrerebbero considerevoli difficoltà a prendere familiarità con esso. Non è molto difficile imparare gli equivalenti binari dei numeri decimali da 0-9 ma qual è, per esempio, l'equivalente binario di

un numero come 215? Il corrispondente numero binario 11010111, in questo caso, richiede otto bit e la sua trascrizione, come si vede, è molto ingombrante.

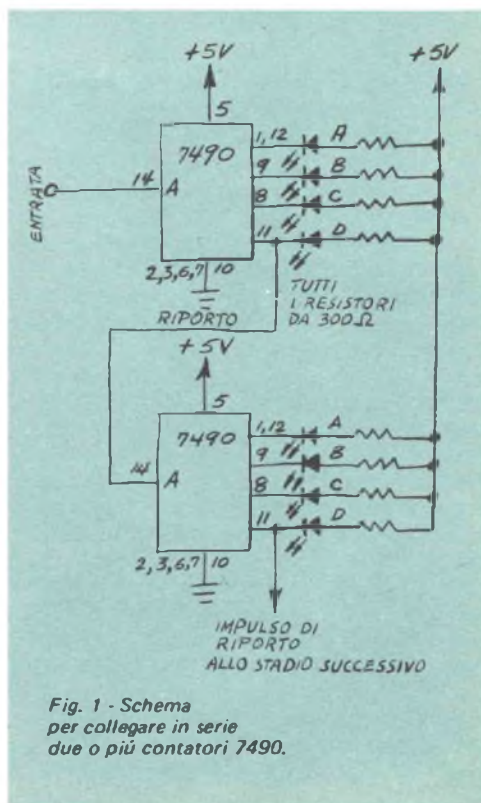


Fig. 1 - Schema per collegare in serie due o più contatori 7490.

Fortunatamente, esiste un modo piú facile per operare con i numeri binari, e tale metodo viene detto codificazione binaria-decimale, abbreviata generalmente con BCD. Le uscite a quattro bit di ogni 7490 possono formare un numero codificato binario-decimale. La prerogativa del BCD sta nella sua semplicità; poiché ogni stadio contatore rappresenta la posizione di una cifra decimale, per interpretare la configurazione dei LED che si accendono e che sono collegati a ciascuno 7490, basta imparare gli equivalenti binari delle cifre da 0 a 9. Per esempio, supponendo che un LED spento sia 0 e un LED acceso sia 1, il numero 215 sarebbe rappre-

sentato in BCD come 0010 0001 0101 invece di 11010111 in puro codice binario.

Non è nemmeno necessario ricordare i numeri binari per leggere una presentazione BCD a LED, dal momento che è possibile, con un semplice accorgimento, convertire qualsiasi numero binario nel suo equivalente decimale. Il metodo da seguire è il seguente. Le posizioni dei bit in un numero binario rappresentano potenze ascendenti di 2 (proprio come le posizioni delle cifre in un numero decimale rappresentano potenze ascendenti di 10). Per esempio, i valori decimali di ogni posizione in un numero binario a quattro bit sono:  $2^3 - 2^2 - 2^1 - 2^0$  ovvero sem-

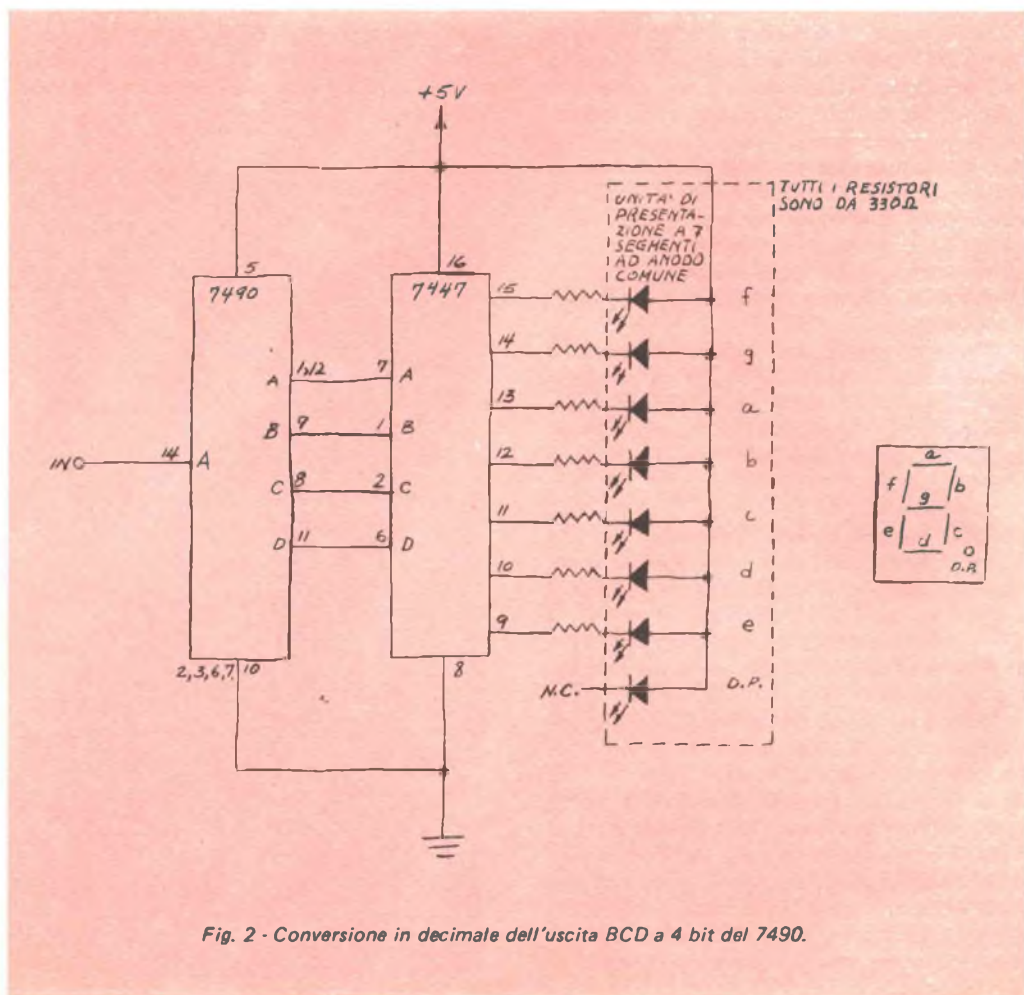


Fig. 2 - Conversione in decimale dell'uscita BCD a 4 bit del 7490.

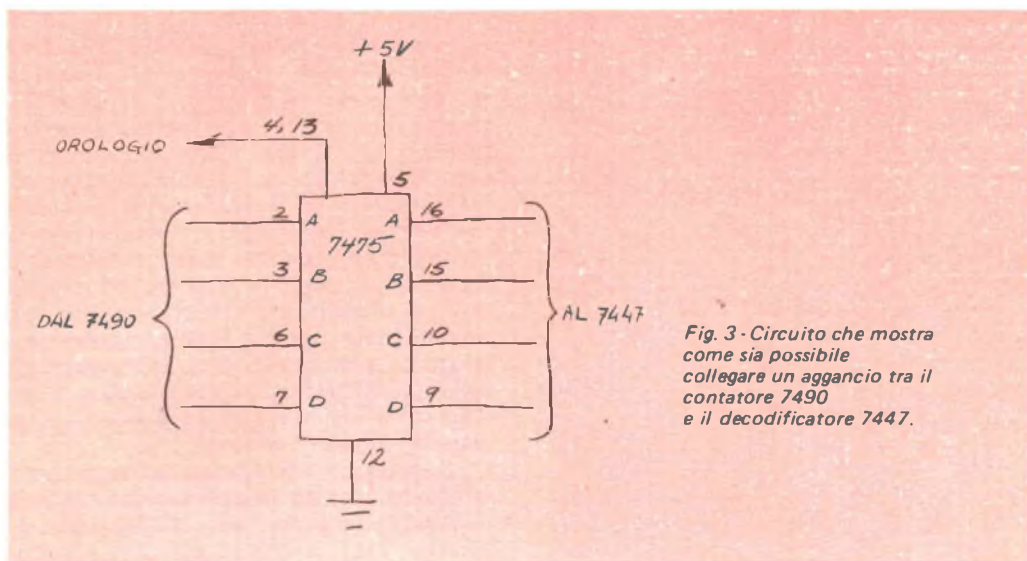


Fig. 3 - Circuito che mostra come sia possibile collegare un aggancio tra il contatore 7490 e il decodificatore 7447.

plicemente  $8 - 4 - 2 - 1$ . Ciò significa che ignorando i bit 0 e sommando le potenze di 2 dei bit 1 si può rapidamente trovare l'equivalente decimale di un numero binario. Per esempio, 1001 è 9 ( $8 + 0 + 0 + 1$ ) e 0111 è 7 ( $0 + 4 + 2 + 1$ ).

**Il contatore a decade 7490** - Osservando lo schema dei collegamenti ai piedini del 7490, si nota che ai suoi quattro piedini di uscita sono state date le convenzionali denominazioni BCD: DCBA. Dallo schema dei piedini si rileva inoltre che non ne esiste uno di riporto e così sembrerebbe che il 7490 non possa essere usato per applicazioni a più cifre. Fortunatamente, tuttavia, è possibile impiegare l'uscita D come piedino di riporto. Basta solo collegare il piedino 11 del 7490 del primo stadio contatore all'entrata A del 7490 del secondo stadio (piedino 14) come si vede nella fig. 1. Questa semplice soluzione risolve il problema dell'assenza di un piedino di riporto, in quanto il 7490 del secondo stadio viene eccitato quando il conteggio del primo 7490 ripete il ciclo da 1001 (9) a 0000. Inoltre, questo sistema può essere applicato ad una successione di stadi contatori.

Parecchi stadi contatori possono essere usati per costruire un contatore BCD a otto, dodici, sedici o più bit. Ogni fila di LED di un contatore a quattro bit rappresenterebbe una sola cifra BCD. Però, anche se questo si-

stema è molto economico, non è conveniente adottarlo nella funzione di uscita numerica.

#### Il decodificatore a sette segmenti 7447 -

Per convertire in forma decimale l'uscita BCD a quattro bit di un 7490 si può usare una memoria a sola lettura (ROM) con matrice a diodi per accendere uno di dieci LED contrassegnati da 0 a 9. Un sistema più conveniente consiste nell'usare una ROM o un complesso di porte collegate per accendere i giusti segmenti di un'unità di presentazione numerica a sette segmenti; per risolvere questo problema sono adatti parecchi circuiti integrati.

La fig. 2 mostra come collegare il decodificatore-pilota da BCD a sette segmenti tipo 7447 tra un contatore a decade 7490 e una unità di presentazione a LED ad anodo comune a sette segmenti. Il 7447 presenta parecchie utili caratteristiche. Collegando a massa l'entrata di prova delle lampadine (piedino 3) si accenderanno tutti i sette segmenti dell'unità di presentazione. Collegando a massa l'entrata di cancellazione del ronzio (RBI; piedino 5) la presentazione sarà cancellata se presenta uno zero. Infine, collegando a massa l'uscita di cancellazione del ronzio (RBO; piedino 4) l'unità di presentazione sarà cancellata qualunque sia la cifra mostrata.



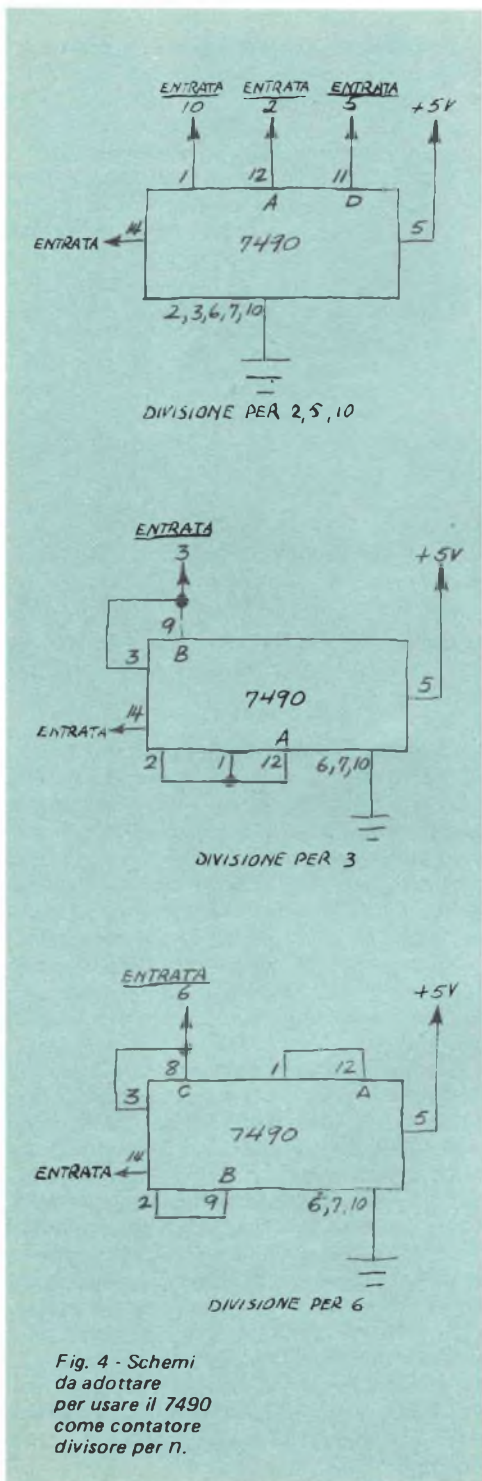


Fig. 4 - Schemi da adottare per usare il 7490 come contatore divisore per  $n$ .

**L'aggancio a quattro bit 7475** - Il circuito contatore a molte cifre della fig. 1 è adatto a contare una serie di eventi o il tempo trascorso fino alla massima portata consentita dalle cifre. Tuttavia, molte applicazioni di conteggio richiedono la misura della frequenza (velocità di conteggio per unità di tempo). Per esempio, un contatore di frequenza conta il numero di impulsi in arrivo durante un intervallo di tempo predisposto (ad esempio 1 s) poi ripete il ciclo e ricomincia a contare. In casi come questo il 7490 è sempre impegnato nel conteggio e tutti i sette segmenti della presentazione si confonderanno in un "8" senza significato se il conteggio supera parecchi impulsi al secondo.

Il modo più semplice per risolvere questo problema consiste nel collegare una memoria temporanea tra il contatore 7490 e il decodificatore 7447. Anche in questo caso il flip-flop, questa volta sotto forma di un registro di dati a quattro bit denominato aggancio quadruplo 7475, risolve il problema. Il 7475 è un circuito integrato che contiene quattro flip-flop e si collega, come mostra la fig. 3, tra il contatore ed il circuito di presentazione.

Il 7475 accetta dati BCD e li trasferisce all'unità di presentazione quando le sue entrate orologio (piedini 4 e 13) sono alte (non a massa). Quando le entrate orologio sono a massa, il 7475 immagazzina l'ultimo dato presente nelle sue entrate e l'unità di presentazione viene attivata di conseguenza.

**Circuiti divisori per  $n$  con il 7490** - Finora sono state esaminate le più importanti applicazioni di conteggio a decade del 7490. A questo punto qualsiasi dilettante dovrebbe saper scegliere, tra i molti schemi circuitali di un contatore di frequenza professionale, quello adatto alle sue esigenze. Il 7490 ha anche parecchie applicazioni di divisione e la fig. 4 mostra come collegarlo per svolgere questa funzione.

I circuiti divisori per 2, per 5 e per 10 sono resi possibili dalla configurazione interna del 7490: un flip-flop singolo e tre flip-flop collegati tra loro; i circuiti divisori per 3 e 6 sono resi possibili dai collegamenti tra le uscite BCD e le giuste entrate di rimessa del 7490, il quale riporta automaticamente il contatore a 0000 quando è stato raggiunto il conteggio desiderato. Il risultato è un impulso d'uscita per ogni  $n$  impulsi d'entrata.

★

# Le nostre rubriche

## *l'angolo*

## *dei*



*A cura di FRANCO RAVERA*

### **FLASH DAI CLUB**

**VENETO** — Club Amici del Veneto della Scuola Radio Elettra - Via Noalese Nord 69 - Mellaredo di Pianiga (VE).

Ogni sabato dalle ore 15 alle ore 20 questo Club accoglie gli Allievi e simpatizzanti dell'elettronica che desiderano scambiare informazioni ed esperienze tecniche.

Presso il Club sono disponibili strumenti di misura ed alcune delle attrezzature realizzate da ciascun Alunno nell'ambito dei vari Corsi e di cui tutti gli Allievi sono invitati a prendere visione. Gli iscritti possono inoltre apportare la propria attiva collaborazione contribuendo, con l'aiuto dell'animatore del Club, sig. Antonio Milan, allo sviluppo delle iniziative del Club stesso. Per informazioni telefonare al numero 468.914 di Mellaredo (prefisso 041).

**ROMA: in occasione dei sette anni di attività il Dr. Veglia accolto in visita alla nuova sede**

Il Club Amici della Scuola Radio Elettra di Roma costituisce da sempre, come è noto, un punto preciso di riferimento per tutti i vari Club sorti sulla sua scia e per tutti gli Allievi della Scuola che ne seguono l'attività con interesse e con passione.

Il settimo anniversario della fondazione ha offerto al Dr. Vittorio Veglia, Direttore Generale della Scuola Radio Elettra, l'opportunità di visitare la nuova sede del Club che, come è noto, è situata in Via Prenestina 72 ed accoglie gli Allievi ogni sabato pomeriggio e ogni domenica mattina.

Nel Club romano, il registro delle presenze diventa sempre più voluminoso, segno evidente dell'attaccamento degli iscritti e del crescente e meritato successo di questa iniziativa.

*Il dott. Veglia al centro, festeggiato dagli Allievi in occasione del recente incontro in Sicilia.*

**CATANIA e PALERMO: due incontri con gli Allievi siciliani**

A breve distanza di tempo, abbiamo avuto la soddisfazione di recarci tra gli Allievi delle due più grandi città della splendida terra di Sicilia, Catania e Palermo.

L'accoglienza fatta al Dr. Veglia è stata realmente indescrivibile per il numero degli Allievi presenti e per la schiettezza dell'entusiasmo e della gioia che gli Allievi locali hanno dimostrato nell'accogliere il Direttore della Scuola Radio Elettra.

L'incontro ha consentito al Dr. Veglia di compiacersi per i considerevoli traguardi già raggiunti dalla Scuola e di ricordare a tutti gli Alunni che la Scuola stessa non trascura mai alcun particolare per mettere a disposizione degli iscritti servizi sempre più perfezionati ed efficienti (è attualmente in corso di installazione un nuovissimo centro elaborazioni dati dotato di modernissimi terminali che consentiranno ad ogni Allievo di usufruire di una assistenza personale e celerrissima) e corsi sempre nuovi e d'avanguardia, come ad esempio il nuovo programma "Televisione a colori" realizzato per gli ex-Allievi del corso di Televisione in bianco e nero.

Gli Allievi di Catania hanno voluto avere il Dr. Veglia ospite in una bellissima escursione sull'Etna, meta suggestiva e immancabile punto di attrazione per ogni turista come per ogni buon catanese. Tra l'altro, la direzione del rifugio situato sul monte ha cortesemente offerto la proiezione di una serie di interessanti immagini sulle più recenti eruzioni.

La visita al gruppo Allievi del Club di Palermo, sempre molto compatto e ricco di vitalità, ha suggerito a sua volta lo spunto per un breve incontro presso il laboratorio e negozio aperti in Marsala dagli antichi Allievi Fratelli Paolo ed Enzo Rallo ed anche a



Marsala non è mancato l'incontro casuale con altri Allievi della Scuola, innumerevoli in ogni località.

Gli Allievi ed Amici di Catania e Palermo possono realmente contare sul generoso e validissimo aiuto rappresentato dal Club locale che a Catania (Via Etna 193 - tel. 271.735) si avvale della preziosa opera e dell'esperienza del presidente, Sig. Salvatore Scalisi, ed a Palermo (Via Sciuti 107 - tel. 294.236/256.601) del giovane e preparato presidente Sig. Carlo Carrano, coadiuvati entrambi da diversi collaboratori ed animatori.

### **NAPOLI: aperto il nuovo Club**

Il Club di Napoli, primo della Campania (come del resto è giusto!), è ormai una realtà e funziona già regolarmente, sia pure ancora a regime ridotto poiché la maggior parte degli Allievi locali non ne sono ancora informati.

Il Club ha sede in Via G. Piazzi 20, vicino alla ben nota Via Foria, e la sua realizzazione è stata resa possibile grazie al determinante impegno dell'Allievo Mariano De Filippo attualmente apprezzato collaboratore della Scuola e di suo padre, Sig. Elia De Filippo, che ha voluto adoperarsi affinché gli Allievi di Napoli e della intera Campania potessero disporre di un punto di incontro e di consultazione tutto per loro, del fratello Enzo De Filippo e di altri Allievi che hanno collaborato e stanno collaborando attivamente.

Invitiamo gli Allievi ed Amici di Napoli e dintorni a recarsi al loro Club ogni sabato dalle 16,30 alle 20, per prendere visione della strumentazione e delle attrezzature esistenti a loro disposizione e per portare anche il contributo della propria esperienza, dei suggerimenti e del proprio aiuto a favore degli Allievi che si trovano impegnati in fasi inferiori del corso, in linea con lo spirito di reciproca collaborazione che è proprio di tutti i Club di Amici della Scuola Radio Elettra.

Per eventuali informazioni rivolgersi al Sig. De Filippo - tel. 440.341 di Napoli.

### **CALABRIA: si organizza il Club di Paola**

Si riparla del Club di Paola (Cosenza). L'Allievo Francesco Mangani, che dispone di un piccolo ma attrezzatissimo laboratorio

dotato di una vasta strumentazione realizzata seguendo numerosi corsi della Scuola Radio Elettra, collabora attivamente e già da tempo con altri Allievi ed appassionati di elettronica.

Attualmente, si tratta di formare un nucleo costante di Allievi e di definire uno specifico giorno di apertura.

Segnaliamo l'indirizzo del Sig. Mangani, affinché le persone interessate possano prendere contatto con lui: Sig. Francesco Mangani - Via Piano Torre - Pal. 2 - tel. 3917 (prefisso 0982) - 87.027 Paola (Cosenza).

### **BERGAMO - il Club di Bergamo ci scrive:**

L'amico Giorgio Piccolin, ex-Allievo dei corsi Radio Stereo a transistori e TV e membro effettivo di questo Consiglio Direttivo, in questi giorni si è trasferito definitivamente nel suo paese d'origine nel Bellunese dove, dopo pazienti preparativi, cui ha dedicato non indifferente impegno e prendendo una decisione senz'altro intelligente e necessaria, ha aperto un laboratorio in proprio nel campo dell'attività di riparatore e installatore radio-TV e elettronica.

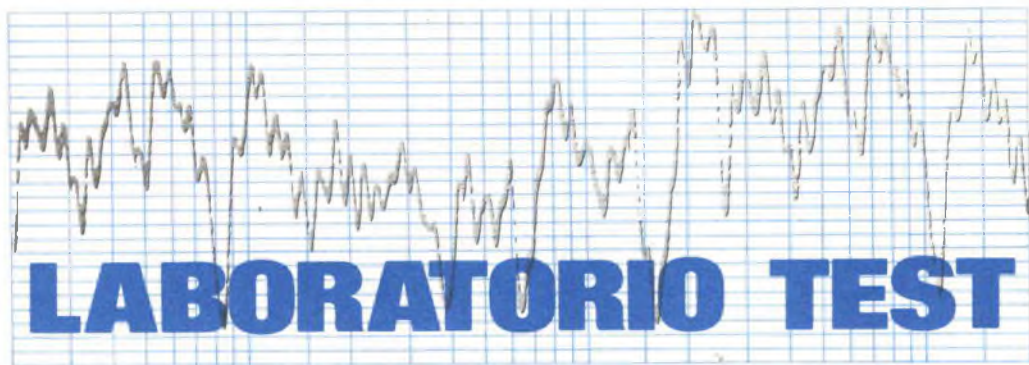
L'amico Giorgio, che non mancherà l'obiettivo, date le sue qualità d'uomo e di valente tecnico, ha coronato così il suo più grande desiderio inseguito da vario tempo. L'importante scelta, che gli arriderà sicuro successo, gli consentirà l'esplicazione, con meritato profitto e maggiori soddisfazioni, delle sue eccellenti attitudini, esperienza e qualità di tecnico esperto.

Purtroppo noi perderemo un valente e prezioso collaboratore che, in due anni di appartenenza al Consiglio Direttivo, cui ha dato importante collaborazione assolvendo seriamente al suo incarico, ha dedicato infaticabilmente e assiduamente notevole competenza, offrendo con rara affabilità aiuto e sostegno agli amici Allievi bisognosi di suggerimenti e assistenza nello studio dei corsi S.R.E.

All'amico Giorgio, festeggiato dai colleghi nella sede del Club, desideriamo esprimere i nostri più fervidi voti di ogni bene e di pieno successo, con l'augurio di un suo ritorno, sia pure saltuariamente, tra i suoi amici di Bergamo e di avere sempre la sua collaborazione.

*Il Presidente  
Dott. Clemente Vismara*





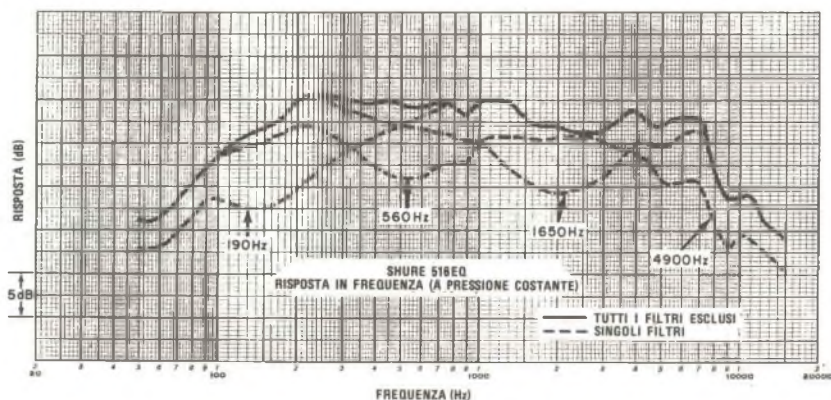
## MICROFONO SHURE 516EQ

**UN MODELLO CHE INCORPORA QUATTRO EQUALIZZATORI CENTRATI SU 190 Hz, 560 Hz, 1.650 Hz E 4.950 Hz.**



Per una registrazione dal vivo, un microfono con risposta completamente uniforme su tutta la banda audio non è sempre il dispositivo piú conveniente. La posizione del microfono, le proprietà acustiche dell'ambiente ed altri fattori ancora, tra cui i gusti personali di chi registra, possono rendere desiderabile una qualche modifica della risposta in frequenza globale del sistema di registrazione (a questo scopo vengono spesso impiegati i cosiddetti equalizzatori "a grafico", apparecchi che stanno sempre piú diffondendosi tra gli appassionati della registrazione). Troppo spesso però accade di sentire il bisogno di un equalizzatore e di non averne a disposizione uno; il microfono Modello 516EQ "E-Qualidyne" della Shure che presentiamo costituisce per gli appassionati di registrazione una valida risposta a tale problema pratico.

Questo microfono unidirezionale (cardioide) di tipo dinamico ha un'impedenza nominale di 150  $\Omega$ , ed è adatto per il collegamento con ingressi microfonicici aventi impedenze nominali comprese tra 25  $\Omega$  e 3 k $\Omega$ , cioè per la quasi totalità dei registratori a cassette od a bobine previsti per l'uso domestico. Il segnale di uscita nominale a 1 kHz e con pressione di 1 microbar è di -81 dBV, cioè di 0,09 mV. Un connettore maschio a tre spine, posto all'estremità rastremata del corpo del microfono, ne permette il collegamen-



*Risposta in frequenza (a pressione costante) con tutti i filtri esclusi e con ciascun filtro inserito regolarmente.*

to al cavo fornito in dotazione, od a qualunque altro cavo equipaggiato con una presa del tipo Cannon XL o Switchcraft A3, o tipo equivalente. Il cavo fornito con il microfono è lungo 4,5 m ed ha una spina fono da 6,3 mm con corpo in metallo all'altra estremità. Un cavetto adattatore, lungo 90 cm e fornito anch'esso con il microfono, permette il collegamento di quest'ultimo a registratori muniti di ingressi del tipo jack miniatura.

La novità del microfono considerato consiste nel suo equalizzatore a quattro bande, comandato da quattro minuscoli interruttori incastonati nel corpo stesso del microfono. Ciascun interruttore introduce una larga depressione nella curva di risposta in frequenza, con profondità nominale di 6 dB e con frequenze centrali di 190 Hz, 560 Hz, 1.650 Hz e 4.950 Hz. Le sedici possibili combinazioni nel posizionamento degli interruttori permettono di adattare la risposta del microfono ad un'ampia varietà di situazioni. Il libretto di istruzioni mostra le curve tipiche di risposta per ogni combinazione degli interruttori e descrive gli effetti sonori corrispondenti a ciascuna di esse.

Il microfono Shure 516EQ viene fornito dentro una robusta custodia in materiale plastico insieme con il cavo di collegamento, l'adattatore per i connettori miniatura, lo schermo antivento ed un supporto girevole per il montaggio sull'asta di sostegno. Per registrazioni stereofoniche, conviene acquistare l'insieme Mod. 516EQ-PR, che comprende due microfoni Mod. 516EQ completi di accessori, racchiusi in un unico contenitore di trasporto.

**Misure di laboratorio** - Una misura rigorosa della risposta in frequenza di un microfono richiede apparecchiature di prova assai complesse e specializzate; è tuttavia possibile senza troppe difficoltà eseguire misure un po' meno precise, ma valide nel mostrare la risposta del microfono, specialmente per quanto riguarda il confronto con altri microfoni misurati nello stesso modo. Per le prove si è utilizzato il medesimo complesso di misura che serve per la valutazione degli altoparlanti; come sorgente sonora è stato infatti usato un altoparlante alimentato da un segnale volubato in frequenza, generato da una apparecchiatura della General Radio per la registrazione delle curve di risposta. Il livello del segnale sonoro emesso dall'altoparlante è stato anzitutto registrato mediante un preciso microfono campione, posto ad una distanza di circa 40 cm dal pannello frontale dell'altoparlante ed esattamente sull'asse centrale dei diffusori. Successivamente si è sostituito al microfono campione il microfono in prova, curando che esso fosse posizionato esattamente allo stesso modo; la curva esprime il livello del segnale ricevuto in funzione della frequenza è stata quindi tracciata sullo stesso foglio di carta usato per il microfono campione. Poiché la risposta in frequenza del microfono campione era nota ed uniforme con una precisione di  $\pm 1$  dB sino a 10 kHz, la differenza tra le due curve registrate ha potuto essere considerata come la risposta in frequenza del microfono in prova.

La curva ottenuta in questo modo per il microfono Shure Mod. 516EQ (con tutti i

filtri esclusi) presentava un'esaltazione delle alte frequenze minore di quella mostrata dalle curve di risposta fornite dalla Shure, ma per il resto è risultata in buon accordo con essa. La curva rilevata era contenuta in una fascia di  $\pm 3$  dB da 110 Hz a 7.500 Hz, si abbassava di circa 9 dB nella zona tra i 9 kHz e gli 11 kHz, e cadeva poi rapidamente all'aumentare della frequenza. La risposta alle basse frequenze seguiva da vicino la curva fornita dalla Shure; cominciava cioè ad abbassarsi intorno ai 200 Hz, per scendere a -13 dB nella zona tra i 50 Hz ed i 60 Hz.

Si è poi ripetuta la prova inserendo i filtri uno alla volta e si è registrato l'effetto di ognuno di essi. Ciascun filtro sostanzialmente produceva l'effetto dichiarato dalla casa costruttrice, benché l'abbassamento massimo nella curva di risposta fosse in genere più vicino agli 8 dB o 10 dB, invece che essere di 6 dB nominali; questo valore variava leggermente con l'impedenza del carico. (nelle prove si è usato un carico ad alta impedenza).

**Impressioni d'uso** - L'effetto dei filtri sul suono registrato attraverso il microfono in prova può essere convenientemente valutato

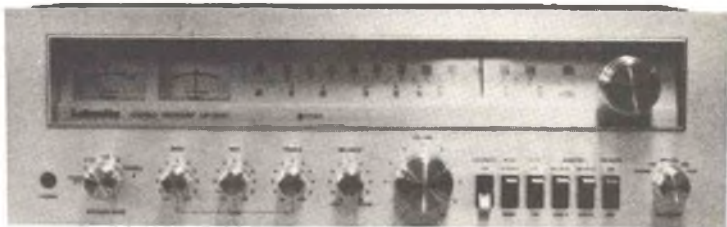
mediante una prova pratica con tutte le possibili combinazioni di filtri (può andar bene allo scopo la registrazione della propria voce). Per la manovra degli interruttori dei filtri è consigliabile l'uso di un cacciavite miniatura o di una matita.

Dalle prove compiute è apparso subito evidente che il microfono poteva essere regolato in modo da dare praticamente qualsiasi tipo di suono, da quello nasale di un sistema con banda limitata, quale un apparecchio telefonico, a quello di un sistema a larga banda, molto prossimo cioè a quello del microfono campione. Non si è provato ad usare il microfono per un lavoro pratico sul campo, cioè per registrazioni dal vivo, ma in base all'esperienza si ritiene che l'equalizzatore incorporato sia in grado di far fronte a molti dei problemi acustici in cui ci si può imbattere.

Anche se non sono state eseguite precise misure di sensibilità su questo microfono, si può ritenere che il suo segnale di uscita sia perfettamente adatto ai diversi registratori a cassetta di buona qualità con i quali è stato provato. ★

# RICEVITORE MA-MF LAFAYETTE LR-3030

Fornisce 30 W per canale

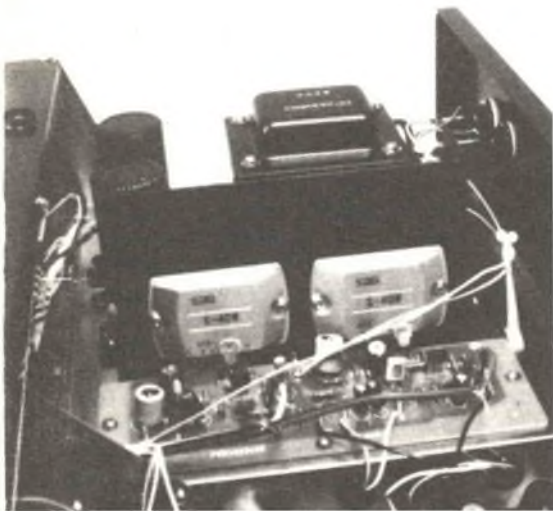


Come aspetto, il ricevitore MA/MF stereo modello LR-3030 della Lafayette Radio Electronics è rappresentativo della serie riellaborata 1977. Fornisce una potenza di 30 W per canale su un carico di  $8 \Omega$  a 1 kHz con non più dello 0,5% di distorsione armonica totale (THD).

L'apparecchio viene fornito con un coperchio metallico e pannelli laterali rifiniti in legno; è largo 50,2 cm, profondo 35,6 cm, alto 16,5 cm e pesa 11 kg.

**Descrizione generica** - Invece delle solite scale parzialmente illuminate, le scale di sin-





*Interno del ricevitore: sono visibili gli IC ibridi per gli stadi d'uscita.*

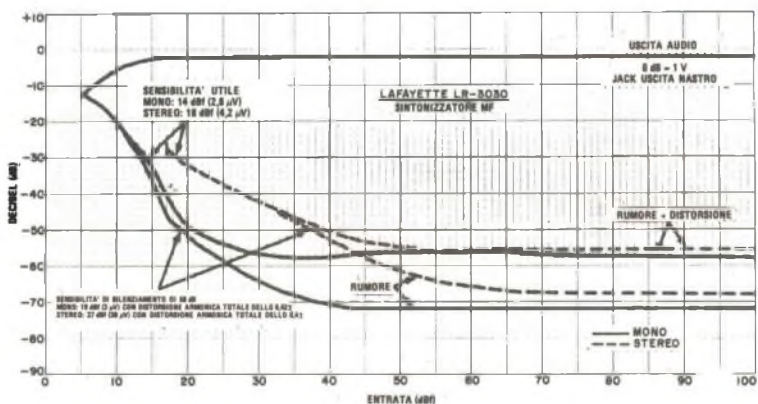
tonia di questo ricevitore sono sempre visibili attraverso un pannello trasparente. A sinistra delle scale vi sono due grandi strumenti illuminati, che indicano l'intensità del segnale in MA ed in MF e la sintonia a centro scala solo per la MF. Sotto le scale di sintonia vi è un LED rosso, che si accende quando si riceve una stazione stereo MF.

Lungo la parte inferiore del pannello

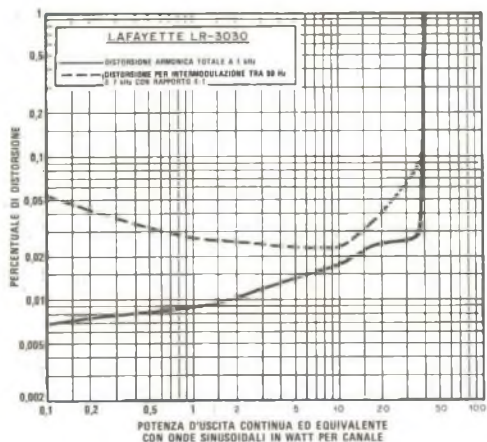
frontale vi sono, da sinistra a destra, un jack per cuffia, un commutatore selettore d'altoparlanti ed interruttore generale, i controlli di tono (bassi, note medie, alti) e il controllo di bilanciamento. I tre controlli di tono sono a scatto con undici posizioni, mentre il controllo di bilanciamento ha uno scatto nella sua posizione centrale. Il commutatore selettore d'altoparlanti può essere usato per collegare l'uno o l'altro degli altoparlanti, oppure entrambi o nessuno alle uscite degli stadi di potenza (se la coppia B dei sistemi d'altoparlanti viene posta verso la parte posteriore del locale d'ascolto, una posizione "4 canali" del commutatore selettore d'altoparlanti consente loro di essere pilotati con una differenza di materiale di canale per simulare il suono a quattro canali sul principio del recupero dell'ambiente).

La grande manopola del controllo di volume può essere disposta in una delle quaranta posizioni a scatto. Il selettore d'entrata, situato all'estrema destra del pannello frontale, ha posizioni per entrate Fono, Ausiliaria, MF e MF con filtro MPX, che mescola parzialmente le frequenze più alte per ridurre il rumore su deboli segnali MF stereo. Sei commutatori a leva controllano la compensazione d'altezza, la scelta del modo mono/stereo, l'esclusione e l'inclusione di un filtro taglia-alto, il silenziamento MF e l'ascolto nastro (quest'ultimo per due registratori).

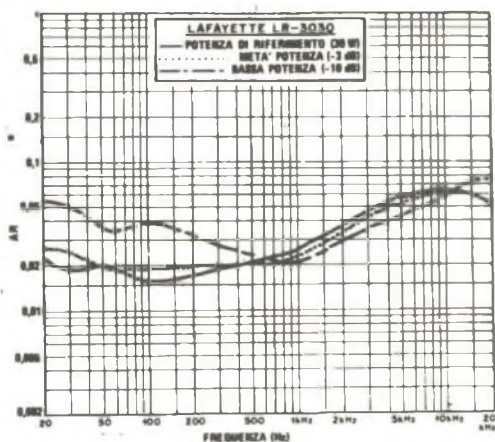
Nella parte posteriore del ricevitore vi sono attacchi a molla per il collegamento dei



*Curve di rumore e di sensibilità della parte MF del ricevitore Lafayette.*



*Distorsione armonica totale e distorsione per intermodulazione tra 60 Hz e 7 kHz.*



*Distorsione armonica a tre livelli di potenza.*

sistemi d'altoparlanti e una morsettiera per antenne MF da 300 Ω e 75 Ω e per un'antenna a filo per MA. Vi è anche un'antenna MA a ferrite orientabile, ed un commutatore per disporre la sensibilità delle entrate fono per cartucce magnetiche ad alta e bassa uscita. Ogni uscita d'altoparlanti ha un suo proprio fusibile e vi è una sola presa di rete non soggetta ad interruzione.

Nel ricevitore vengono usati undici IC. Gli stadi d'uscita di potenza sono moduli IC ibridi e nei preamplificatori fono vengono usati amplificatori operazionali. La parte di sintonia contiene un IC che funziona come amplificatore FI-MF, limitatore e rivelatore, un altro IC per il demodulatore multiplex ed un terzo IC per la parte di sintonia MA; in complesso, vengono usati componenti a stato solido distinti solo per la parte RF-MF, gli amplificatori di controllo di tono audio e per la stabilizzazione dell'alimentazione.

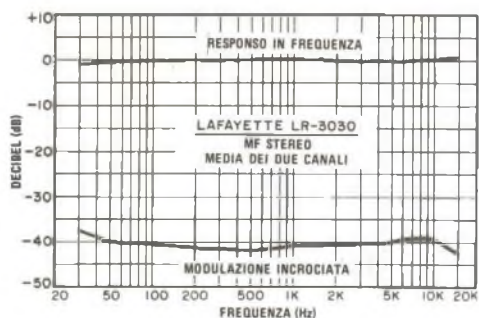
**Misure di laboratorio** - Per portare il ricevitore alla temperatura di funzionamento, lo si è fatto funzionare per un'ora ad un terzo della potenza e per cinque minuti a piena potenza. A questo punto, l'amplificatore audio tosa ad appena meno di 40 W per canale a 1 kHz su un carico di 8 Ω. La potenza su carichi da 4 Ω e 16 Ω era rispettivamente di 48 W e 28 W per canale. La moderazione delle caratteristiche specificate dalla Lafayette si è potuta apprezzare dal fatto che la distor-

sione armonica totale a 1 kHz era inferiore allo 0,01% tra le uscite di 0,1 W e 1 W e che aumentava gradualmente fino allo 0,027% soltanto con 35 W d'uscita. Nel punto di tosatura di 40 W d'uscita, la distorsione armonica totale è risultata dello 0,1% soltanto.

La distorsione per intermodulazione è risultata compresa tra lo 0,023% e lo 0,073% da 0,1 W a 35 W e pari allo 0,1% a 40 W. Alla uscita specificata di 30 W, la distorsione era circa dello 0,02% da 20 Hz a 20 kHz; aumentava a 0,06% circa nell'ottava da 10 kHz a 20 kHz. A metà potenza era circa uguale e ad un decimo di potenza la sola differenza era un lieve aumento della distorsione alle frequenze basse (0,05% a 20 Hz).

Per produrre un'uscita di riferimento di 10 W, l'entrata ausiliaria richiedeva un segnale di 80 mV. Qui il rapporto Segnale/Rumore era ottimo, essendo risultato di 82 dB. Attraverso le entrate fono, la sensibilità era di 1,9 mV o 3,8 mV in relazione con la posizione del commutatore di sensibilità. In questo caso, il rapporto Segnale/Rumore era di 72,5 dB. La capacità di sovraccarico fono era eccellente, specialmente per un ricevitore di questo tipo. La tosatura avveniva a 265 mV e 530 mV con il commutatore di sensibilità nelle sue due posizioni.

La frequenza di rovesciamento del controllo dei toni bassi scivolava tra 100 Hz e 300 Hz da mano a mano che il controllo veniva avanzato. Le curve di responso agli alti



*Responso in frequenza e media della modulazione incrociata per entrambi i canali in MF stereo.*

erano incardinate a circa 3 kHz. Il controllo delle frequenze medie influiva su una larga banda di frequenze, da circa 300 Hz a 4 kHz ed aveva una gamma massima di  $\pm 6$  dB.

La compensazione d'altezza esaltava sia le basse sia le alte frequenze rispetto a quelle medie, a mano a mano che il volume veniva ridotto. Il filtro taglia-alto aveva una pendenza di 6 dB per ottava con il punto di responso di -3 dB a 4 kHz. Il suo effetto sul responso in frequenza era poco differente da quello del controllo dei toni alti. L'equalizzazione fono RIAA era molto precisa con differenze minori di  $\pm 0,5$  dB da 20 Hz a 20 kHz. Evidentemente, per il fatto che i preamplificatori fono impiegano amplificatori operazionali, i quali isolano completamente i circuiti di segnale d'entrata dai componenti di equalizzazione a controeazione, il responso fono non veniva assolutamente influenzato dall'induttanza della cartuccia.

La parte di sintonizzazione MF aveva una sensibilità di 14 dBf (2,8  $\mu$ V) in mono e di 18 dBf (4,2  $\mu$ V) in stereo. La sensibilità di silenziamento di 50 dB era di 19 dBf (5  $\mu$ V) in mono, con 0,42% di distorsione; in stereo era di 37 dBf (38  $\mu$ V) con lo stesso livello di distorsione. Il silenziamento finale (Segnale/Rumore) era di 72 dB in mono e di 68 dB in stereo. La distorsione in MF era molto bassa, essendo risultata dello 0,15% in mono e dello 0,17% in stereo. La distorsione in stereo con modulazione Sinistro-Destro era dello 0,85% a 100 Hz, dello 0,32% a 1 kHz e dello 0,14% a 6 kHz.

Il rapporto di cattura era di 1,25 dB a

65 dBf (1.000  $\mu$ V) e di 1,1 dB a 45 dBf (100  $\mu$ V). La reiezione MA a questi livelli era rispettivamente di 59 dB e 62 dB. La selettività per il canale alternato era di 64,5 dB e quella per il canale adiacente era di 7 dB. Le soglie di silenziamento e di commutazione stereo erano entrambe di 19 dBf (5  $\mu$ V) ed il livello di ronzio era di -67 dB.

Il responso in frequenza MF era quasi perfettamente piatto: entro  $\pm 0,5$  dB da 50 Hz a 15 kHz. Era solo 1 dB sotto a 30 Hz misurato sulle uscite registrazione nastro. Nonostante l'assenza completa di qualsiasi attenuazione graduale dopo i 15 kHz (risultato comune del filtro passa-basso usato per tagliare l'infiltrazione della portante pilota), la componente a 19 kHz nell'uscita audio era un insignificante -68 dB. La separazione tra i canali stereo era insolitamente uniforme e molto alta, essendo risultata da 38 dB a 42 dB sull'intera gamma da 30 Hz a 15 kHz. Il responso in frequenza in MA era molto ristretto, essendo di -6 dB a 50 Hz e 3 kHz.

**Commenti d'uso** - Nella maggior parte dei casi, le misure eseguite hanno dimostrato che il ricevitore era in accordo o superava le caratteristiche specificate. Una delle poche eccezioni era la sensibilità MF, specificata di 11,2 dBf ovvero 2  $\mu$ V; la differenza tra la misura fatta ed il valore specificato è comunque insignificante.

Ovviamente, questo ricevitore ha tutte le qualità necessarie per una prestazione di vera alta fedeltà. Inoltre, offre una sicurezza di funzionamento che è da mettere in relazione con i componenti progrediti e costosi con cui è composto. Ogni controllo funziona dolcemente e con azione positiva. Il sistema di silenziamento MF è tra i migliori usati; sintonizzando non si sono notati rumori: si sentivano semplicemente i programmi che arrivavano e se ne andavano dolcemente. L'allineamento della scala MF era molto preciso, con divisioni di calibratura lineare distanziate ad intervalli di 1 MHz.

Durante le prove non è stato usato il modo di funzionamento a quattro canali, ma per esperienza si sa che questo tipo di sistema del ricupero dell'ambiente è il metodo meno costoso per esaltare la qualità sonora stereo. Gli appassionati di registrazioni su nastro apprezzeranno il fatto che i commutatori di ascolto possono essere disposti per doppiare dal registratore A al registratore B anche se non in direzioni opposte. ★



# MILLIAMPEROMETRI PRECISI ED ECONOMICI

## Come modificare strumenti surplus per ottenere un'alta precisione

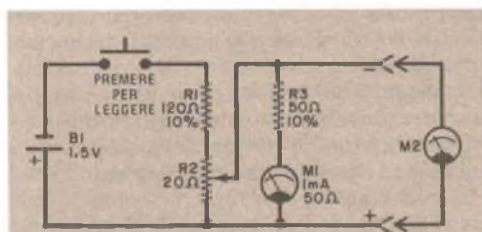
Un amperometro che incorpori resistori di shunt per la misura di correnti comprese tra i milliampere e le centinaia di ampere di solito è molto costoso; può invece risultare più conveniente procurarsi un normale strumento da 1 mA e aggiungere gli shunt occorrenti per ottenere le gamme volute. Per apportare queste modifiche allo strumento, si può fare riferimento alla tabella riportata in questo articolo, tabella che specifica i valori degli shunt necessari per un dato milliamperometro da 1 mA f.s.

**La precisione** - A seconda dello strumento scelto, la precisione sarà compresa tra l'1% ed il 5% del valore di fondo scala. Il valore della precisione è basato grossolanamente sia sulla ripetibilità sia sulla precisione della scala. Si tenga presente che la precisione di un grande strumento da pannello generalmente non è migliore dell'1% del valore di fondo scala; ciò che questi strumenti offrono a giustificazione del loro alto prezzo sono la robustezza, la lunga durata, la compensazione alla temperatura, la schermatura magnetica e

l'alta tensione di rottura, caratteristiche tutte che possono essere importanti in alcune applicazioni. Nei casi in cui l'applicazione non è critica, ci si può procurare un piccolo strumento da pannello di medio prezzo e ottenere risultati più che adeguati.

Quando si osservano i valori di precisione degli strumenti, occorre essere ben certi di capire il significato di tali valori; poiché uno strumento per la misura di corrente viene posto in serie tra la sorgente di tensione ed il carico, per ottenere la massima sensibilità si deve avere la minima resistenza possibile. La resistenza dello strumento fa parte del circuito ed influisce sulla corrente complessiva circolante.

Supponiamo di avere due strumenti, uno con resistenza di 50  $\Omega$  e l'altro con resistenza di 100  $\Omega$ . Se si inserisse lo strumento con resistenza di 100  $\Omega$  in un circuito avente resistenza di 100  $\Omega$  e in cui l'effettiva corrente circolante fosse di 1 mA, lo strumento indicherebbe 0,5 mA. Inserendo invece lo



*Fig. 1 - Un semplice circuito per la calibratura di strumenti da impiegare per controllare strumenti.*

**RESISTORI DI SHUNT NECESSARI PER VARIE RESISTENZE INTERNE  
DEGLI STRUMENTI E PER VARIE CORRENTI DI FONDO SCALA**

Shunt ( $\Omega$ )					
Resistenza interna ( $\Omega$ )	12,5	25	50	75	100
<b>Corrente (mA)</b>					
5	3,13	6,25	12,5	18,75	25,0
10	1,39	2,78	5,56	8,33	11,1
25	0,52	1,04	2,08	3,13	4,17
50	0,26	0,51	1,02	1,53	2,04
75	0,17	0,34	0,68	1,01	1,35
100	0,13	0,25	0,51	0,76	1,01
150	0,08	0,17	0,34	0,50	0,67
200	0,06	0,13	0,25	0,38	0,50
500	0,025	0,05	0,10	0,15	0,20
1.000	0,0125	0,025	0,05	0,075	0,10
10.000	0,00125	0,0025	0,005	0,0075	0,01

strumento da 50  $\Omega$ , si avrebbe una lettura di 0,67 mA. Le letture ottenute rappresentano le correnti vere che scorrono nel circuito con gli strumenti inseriti e sono comprese entro l'1% della vera corrente. Naturalmente, allontanando gli strumenti, la corrente nel circuito sar  di nuovo di 1 mA; le differenze sono dovute al fatto che gli strumenti sommano alla resistenza del circuito la propria resistenza e riducono la corrente complessiva circolante.

Se gli strumenti avessero resistenza zero (cosa impossibile da ottenere in pratica) non influirebbero sul flusso della corrente; in questo caso, entrambi indicherebbero 1 mA. E' ovvio quindi che per misure veramente reali si deve tenere conto dell'effetto che lo strumento ha sul circuito in prova.

**Strumenti su misura** - Poich  la tensione necessaria per deflettere l'indice dello strumento a fondo scala   data dal prodotto della corrente di fondo scala per la resistenza della bobina mobile,   facile progettare cir-

cuiti e compilare tabelle di riferimento per scegliere resistori di shunt e combinazioni di resistori di shunt in serie. E' sorprendente rilevare quanto bassa sia la tensione necessaria per la deflessione a fondo scala dell'indice di un tipico strumento da 1 mA: per esempio, uno strumento da 1 mA - 50  $\Omega$  richiede 1 mA x 50  $\Omega$  e cio  50 mV (0,050 V) fondo scala.

Il problema di pi  difficile soluzione   dato dal fatto che molti strumenti economici vengono forniti senza che ne sia specificata la resistenza; non si pu  misurare la resistenza della bobina mobile con un ohmmetro perch  la tensione di prova   eccessivamente alta e potrebbe danneggiare il movimento o bruciare la bobina mobile dello strumento. Il modo migliore per controllare milliamperometri consiste nell'usare un semplice circuito di calibratura come quello illustrato nella *fig. 1*. Per un circuito del genere, occorre un buono strumento campione da 1 mA fondo scala, ma pu  andar bene anche un normale strumento di prezzo medio purch  sia speci-

ficata la resistenza della bobina mobile.

Nel circuito di calibratura della *fig. 1* viene usato uno strumento da 50  $\Omega$ , il quale indica metà della caduta di tensione ai capi dello strumento provato M1. L'indicazione totale data da M2 viene letta come tensione da 0 V a 0,1 V o come resistenza da 0  $\Omega$  a 100  $\Omega$ . Il potenziometro R2 si regola per la lettura a fondo scala di M1.

Conoscendo la resistenza della bobina mobile  $R_M$  e la tensione di fondo scala  $E_M$  (che è quella indicata da M2), si possono calcolare i resistori di shunt necessari per aumentare la portata dello strumento con la formula

$$R_S = E_M / (I_D - I_M)$$

nella quale  $R_S$  è la resistenza di shunt in ohm,  $I_D$  e  $I_M$  sono le correnti di progetto e di fondo scala dello strumento espresse in ampere. Tuttavia, per evitare calcoli, ci si può riferire alla tabella riportata in questo articolo, che dà i valori dei resistori di shunt per vari strumenti da 1 mA e per varie portate di fondo scala. Nella tabella, le resistenze sono arrotondate alla terza cifra nella maggior parte dei casi, in quanto non è necessaria una grande precisione nella scelta dei resistori di shunt, date le limitazioni risultanti dagli errori intrinseci dello strumento stesso.

La migliore precisione ottenibile (non importa quanto precisi saranno i valori dei resistori di shunt) sarà pari all'1% del valore di fondo scala. I resistori impiegati avranno normalmente una tolleranza compresa tra l'1% ed il 5% e lo stesso strumento non può essere interpretato con una precisione migliore dell'1%.

Lo strumento da 1 mA sarà probabilmente calibrato con dieci divisioni principali, ognuna delle quali sarà poi suddivisa in altre cinque parti. Considerando la portata base di misura dello strumento, ciascuna divisione principale avrà un valore di 0,1 mA e ogni divisione minore di 0,02 mA. Moltiplicando per il fattore di shunt per ottenere una lettura di 50 mA f.s., le divisioni principali avranno ognuna un valore di 5 mA e quelle minori di 1 mA. Tuttavia, in mancanza di uno specchio antiparallasse posto dietro l'indice e senza altre simili raffinatezze, il valore di una divisione minore rappresenta il limite massimo di interpretazione in qualsiasi lettura.

Così, nella lettura, è possibile un errore di 1 mA e di 0,5 mA nella precisione basilare dello strumento. Supponendo che lo stru-

mento sia da 50  $\Omega$ , si può usare un resistore di shunt da 1  $\Omega$  anziché del valore richiesto di 1,02  $\Omega$ . Infatti, la differenza di 0,5 mA causata dallo strumento stesso equivarrebbe ad un errore compreso tra 1,0098884  $\Omega$  e 1,0309278  $\Omega$  invece del valore esatto di 1,0204081  $\Omega$  necessario. Ciò mette semplicemente in evidenza il limite di precisione che ci si può aspettare da qualsiasi strumento a bobina mobile. Non è necessario ricordare che il circuito di misura autocostruito può essere altrettanto preciso del migliore strumento analogico di tipo commerciale.

Per realizzare i necessari resistori di shunt evitando di dover avvolgere resistori speciali, si possono usare combinazioni di valori di resistori normali, in quanto la precisione necessaria per un buon risultato non è eccessiva. La formula da impiegare per determinare il valore del resistore di parallelo necessario per un dato valore di shunt e dato un resistore di valore noto è:

$$R_U = R_S R_K / (R_K - R_S)$$

nella quale  $R_U$  è la resistenza da trovare,  $R_S$  è la resistenza di shunt desiderata e  $R_K$  è il valore del resistore noto. Per ottenere molti valori la cui ultima cifra decimale sia dispari, si può aggiungere in serie ad un normale resistore di valore più grande un resistore di valore frazionario; naturalmente la precisione ne risentirà quando gli errori possibili dei valori dei resistori verranno sommati al circuito. Tuttavia, se si usano resistori con tolleranza dell'1% e del 5% e se la scala di moltiplicazione è grande, l'entità dell'errore complessivo sarà dello stesso ordine di grandezza dei limiti di errore dello strumento stesso e non avrà molto effetto sulla precisione finale della lettura.

La potenza generata nello shunt deve essere sopportata senza eccessivo riscaldamento, altrimenti i valori dei resistori di shunt potrebbero alterarsi; usando resistori con una potenza superiore del 50% a quella richiesta, non saranno superati i limiti di sicurezza. Anche con uno shunt da 10 A, la corrente non è abbastanza intensa per generare molto calore in un carico di 0,01  $\Omega$ ; la potenza generata sarà di 1 W e perciò un resistore da 2 W sarà più che adeguato. Correnti minori sviluppano corrispondentemente potenza minore negli shunt. La formula per calcolare la potenza dei resistori di shunt è:

$$P = 1,5 E_M \times (I_D - 0,001)$$

nella quale P è la potenza in watt,  $E_M$  la tensione di fondo scala dello strumento in volt



e 0,001 è la corrente di fondo scala di uno strumento da 1 mA.

Per misurare correnti più alte senza dover ricorrere per gli shunt a resistori e combinazioni di resistori di valori bassissimi, si può inserire in serie allo strumento un resistore di caduta. Varie combinazioni di circuiti di shunt sono illustrate nella fig. 2. Il circuito della fig. 2-d mostra il resistore posto in serie con lo strumento. Conoscendo il valore del resistore di shunt richiesto  $R_S$ , la formula per determinare il valore del resistore di caduta  $R_D$  è:

$R_D = [R_S(I_D - 0,001) - E_M] / 0,001$   
 nella quale  $R_D$  è in ohm,  $I_D$  è in ampere e

0,001 è la corrente di fondo scala dello strumento. Per trovare  $R_S$  quando viene specificata la caduta totale, si usi la formula:

$$R_S = E_{RS} / (I_D - 0,001).$$

Quindi

$$R_D = (E_{RS} - E_M) / 0,001.$$

Il circuito della fig. 2-d può essere usato quando in un circuito di misura è richiesta una certa caduta di tensione diversa dalla caduta che si avrebbe usando un normale circuito di shunt. Si può anche impiegare favorevolmente per evitare piccoli valori di resistenza, anche se vi è l'inconveniente di una eccessiva perdita di potenza nello shunt se si misurano alte correnti.

La potenza dissipata nello shunt si calcola sottraendo 1 mA dalla corrente di progetto ( $I_D$ ) e moltiplicando questo valore per la caduta di tensione ai capi dello shunt, valore che è uguale a quello totale del circuito. Per lo shunt si può usare praticamente qualsiasi valore di resistenza, ma la potenza salirà in proporzione alla resistenza per qualsiasi misura di corrente data. Il maggior vantaggio ottenibile sarà quello di evitare l'impiego di resistori di shunt con valori insoliti, difficilmente reperibili in commercio e che si possono ottenere collegando resistori in combinazioni di parallelo o di serie-parallelo.

Si possono realizzare strumenti a più portate per impieghi generici usando una combinazione di semplici shunt e reti di shunt in serie in unione con un commutatore a più posizioni. Le portate più basse per le quali si possono trovare gli shunt con valori prossimi a quelli normali possono avere gli shunt commutati direttamente in parallelo allo strumento.

**Conclusione** - Il progetto per la misura di correnti impiegando un normale strumento da 1 mA è economico e per la realizzazione si possono usare strumenti comuni. Con una spesa relativamente modesta si possono ottenere amperometri precisi fino a quattro decadi di misura. Si può realizzare un circuito di controllo a portata singola con una spesa ancora minore ottenendo una precisione compresa tra l'1% e il 5% del valore di fondo scala, precisione che dipenderà anche dall'attenzione posta in sede di progetto. Il problema di avere a disposizione una varietà di amperometri si risolve procurandosi uno o due milliamperometri e costruendo alcuni normali circuiti di shunt da usare con essi, come è stato descritto nell'articolo. ★

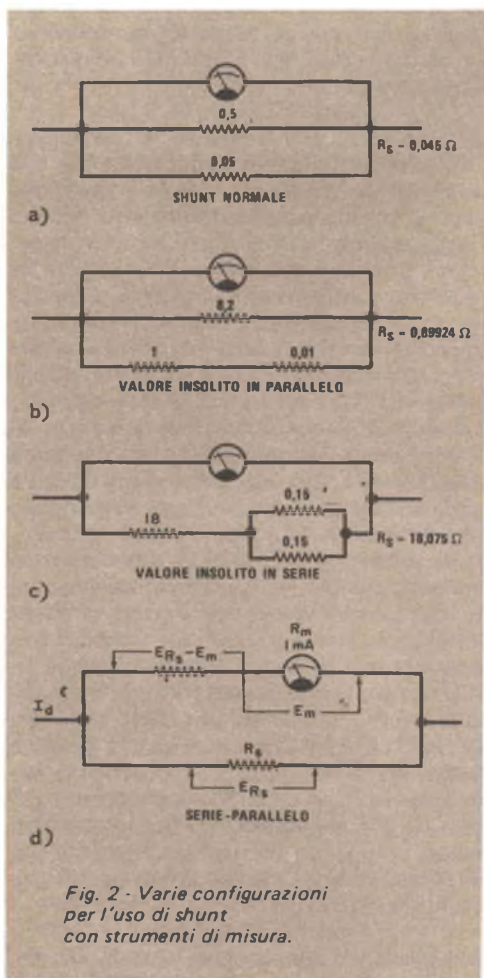


Fig. 2 - Varie configurazioni per l'uso di shunt con strumenti di misura.

# LA GENERAZIONE DI FREQUENZA CB

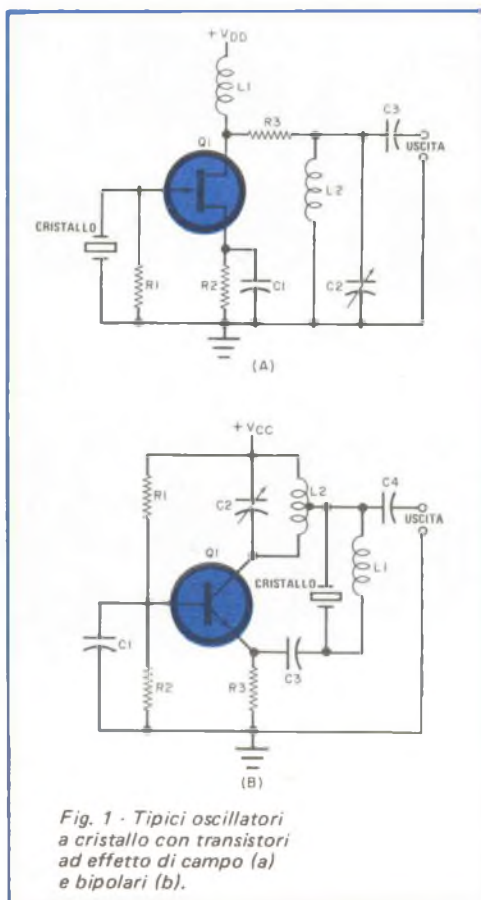
## VANTAGGI E SVANTAGGI DEI VARI METODI

Tutti i radiotrasmittitori (e la maggior parte dei ricevitori) hanno stadi che generano energia RF. Questi circuiti oscillatori variano come progetto e applicazione; per esempio, nei ricetrasmittitori CB per determinare i canali di trasmissione e di ricezione sono necessari segnali RF di due o piú frequenze.

In risposta a questa necessit , per la generazione di frequenza i fabbricanti impiegano uno dei tre metodi seguenti: oscillatori a cristallo, sintetizzatori a cristallo e sintetizzatori a blocco di fase. Con l'avvento degli apparati a quaranta canali, il metodo dei sintetizzatori a blocco di fase   stato largamente adottato per i ricetrasmittitori a piena copertura dei canali. Tuttavia, gli apparati con un minor numero di canali (quelli portatili, per esempio) utilizzano ancora cristalli singoli o sistemi sintetizzatori a cristallo. In questo articolo esamineremo i vantaggi e gli svantaggi dei tre sistemi sopra citati.

**Alcuni principi basilari** - La parte ricevente di un tipico ricetrasmittitore   costituita da una supereterodina. Le supereterodine sono ben note da lungo tempo e il loro principio essenziale rimane invariato. Prima della rivelazione, il segnale RF ricevuto viene spostato di frequenza o convertito in una frequenza intermedia (FI). Questa conversione viene effettuata dallo stadio mescolatore che eterodina due segnali RF, ossia viene fatto il battimento di due segnali con il risultato di ottenere quattro segnali d'uscita: i due originali pi  un altro dato dalla somma delle due frequenze di battimento ed un quarto formato dalla differenza delle due frequenze.

Per esempio, se eterodiniamo un segnale di 2 MHz con un altro di 4 MHz, otterremo un segnale a 6 MHz ( $6 \text{ MHz} = 4 \text{ MHz} + 2 \text{ MHz}$ ) ed un altro a 2 MHz ( $2 \text{ MHz} = 4 \text{ MHz} - 2 \text{ MHz}$ ). Le frequenze relative alle comunicazioni CB sono dell'ordine dei 27 MHz e la FI pi  comunemente usata   0,455 MHz ossia 455 kHz.



La bassa FI consente di avere ricevitori che presentano un alto guadagno (per captare segnali deboli) ed una buona selettività (per rigettare segnali di frequenza diversa da quella del canale desiderato). Per ricevere un segnale sul canale 13 a 27,115 MHz con un ricetrasmittitore provvisto di FI a 0,455 MHz, lo stadio mescolatore batterà il segnale del canale 13 con uno a 27,570 MHz o 26,660 MHz fornito da un oscillatore locale. Nel primo caso, la differenza di frequenza sarà 27,570 MHz - 27,115 MHz e cioè 0,455 MHz; nel secondo caso, la differenza sarà 27,115 MHz - 26,660 MHz e cioè 0,455 MHz. Si noti che la sottrazione viene fatta in modo da ottenere un risultato positivo. Qualunque sia la frequenza dell'oscillatore locale, la frequenza di somma sarà prossima ai 54 MHz; questo segnale non sarà fatto passare dai circuiti accordati della FI.

Tuttavia, un ricevitore del genere presenterà scarsa reiezione immagine perché la FI è bassa in confronto con la frequenza originale che è stata mescolata o convertita solo una volta (per tale motivo un simile ricevitore viene denominato a conversione singola); esso non sarà in grado di distinguere la differenza tra il segnale CB desiderato ed uno distante 0,91 MHz (il doppio della FI). Per esempio, un segnale a 26,205 MHz, se arriva al mescolatore, batterà con il segnale a 26,660 MHz e produrrà un'uscita a 0,455 MHz. Parimenti, se viene usato un segnale oscillatore locale di 27,570 MHz, si potrebbe ricevere contemporaneamente un segnale a 28,025 MHz nella banda dilettantistica dei 10 metri (28,025 MHz - 27,570 MHz = 0,455 MHz).

In genere, il segnale immagine non può essere attenuato più di circa 10 dB perché i circuiti RF del ricevitore, per la completa copertura della banda CB, devono lasciar passare una banda di frequenze. A 27 MHz questi circuiti non sono abbastanza selettivi per discriminare tra segnali distanti 0,91 MHz. Tuttavia, un significativo miglioramento della reiezione immagine si può realizzare adottando una FI più alta (tipicamente 7 ÷ 10 MHz). Ciò porterà il segnale immagine molto più lontano dalle frequenze che interessano, in un punto dove i circuiti RF possono attenuare qualsiasi immagine in arrivo da 50 dB a 80 dB.

Sfortunatamente, con FI più alte non è molto facile ottenere un'elevata selettività senza ricorrere a filtri costosi come quelli usati nei ricevitori a singola banda laterale (SSB). Inoltre, il guadagno degli stadi FI a queste frequenze è generalmente più basso che a 0,455 MHz. Viene quindi spesso usata la doppia conversione, per la quale vengono impiegati due mescolatori, due oscillatori locali e due FI. La prima FI alta conferisce una buona reiezione immagine e la seconda FI bassa fornisce un alto guadagno e una buona selettività.

In un trasmettitore semplice, invece, non si usa eterodina. Esso è composto semplicemente da un oscillatore la cui uscita è alla frequenza di trasmissione, da uno o più stadi pilota, da un modulatore e da un amplificatore finale. Tuttavia, in alcuni trasmettitori più complessi viene usata un'eterodina. Esamineremo entrambi i tipi di trasmettitori.

Cristalli e controllo a cristallo - Gli oscilla-



tori con cristalli di quarzo sono spesso impiegati in applicazioni (come le radio CB) che richiedono un alto grado di stabilità di frequenza. Questa stabilità, dote principale dell'oscillatore a cristallo, è generalmente molte volte superiore a quella che si può ottenere da un oscillatore che, come elementi determinanti della frequenza, impieghi circuiti accordati induttanza-capacità.

La stabilità dell'oscillatore a cristallo è dovuta soprattutto alle proprietà del cristallo stesso il quale presenta l'effetto piezoelettrico, cioè, quando il cristallo viene compresso fisicamente, ai suoi capi si sviluppa una tensione. Al contrario, quando ai capi del cristallo viene applicata una tensione, esso si deforma fisicamente. Ponendo il cristallo in un circuito adatto (fig. 1) esso vibrerà ad una frequenza determinata soprattutto dalle sue dimensioni fisiche (principalmente dal suo spessore).

Lo svantaggio maggiore del controllo di frequenza con cristallo di quarzo è che

quest'ultimo deve essere molato per una sola specifica frequenza, e poi montato in un involucro sigillato. Di conseguenza, un ricevitore con quaranta canali e una frequenza intermedia richiederebbe quaranta cristalli distinti, ciascuno molato per produrre un segnale d'uscita di frequenza specifica pari alla somma (o differenza) tra la frequenza di un particolare canale e la FI. Come vedremo in seguito, questa necessità ha spinto i progettisti a ideare sofisticati circuiti per ridurre il numero dei cristalli.

Il selettore dei canali posto sul pannello frontale del ricetrasmittitore collega all'oscillatore locale il cristallo adatto per generare la frequenza dovuta; nei progetti più recenti viene adottata la commutazione a diodi; in altre parole, un lato dei cristalli è collegato al circuito oscillatore e l'altro lato è collegato ad un diodo di commutazione il quale, a sua volta, è collegato a massa. Il commutatore polarizza in senso diretto il diodo dovuto collegando effettivamente a

TABELLA I

Canali	Frequenze (in MHz) dell'oscillatore a cristallo			Canali
	$f_1$	$f_2$	$f_3$	
1-4	32,7	6,19	5,735	1 - 5 - 9 - 13 - 17 - 21
5-8	32,75	6,18	5,725	2 - 6 - 10 - 14 - 18 - 22
9-12	32,8	6,17	5,715	3 - 7 - 11 - 15 - 19
13-16	32,85	6,15	5,695	4 - 8 - 12 - 16 - 20 - 23
17-20	32,9			
21-23	32,95			

Ricezione:  $f_1 - f_2 - f_{\text{seg.}} = 0,455 \text{ MHz (FI)}$   
 Trasmissione:  $f_1 - f_3 = f_{\text{trasm.}}$   
 Esempio per il canale 13  
 Ricezione:  $32,850 - 6,190 - 27,115 = 0,455 \text{ MHz}$   
 Trasmissione:  $32,850 - 5,735 = 27,115 \text{ MHz (frequenza di trasmissione)}$

Fig. 2 - Schema a blocchi di un sintetizzatore a quattordici cristalli per ventitré canali. Le varie combinazioni dei cristalli sono fornite nella Tabella I.

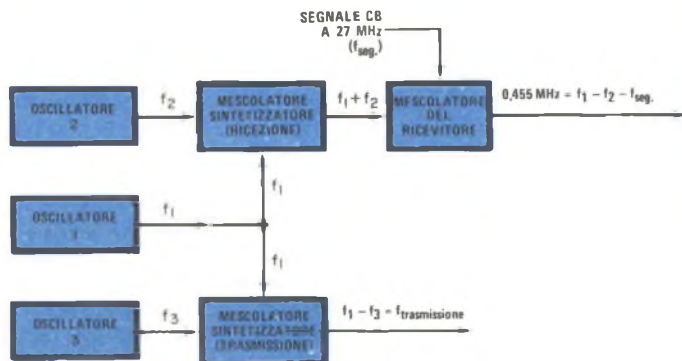


Fig. 3 - Questo sintetizzatore a cristallo per ventitré canali ha doppia conversione in ricezione. Le combinazioni dei cristalli sono riportate nella Tabella II.

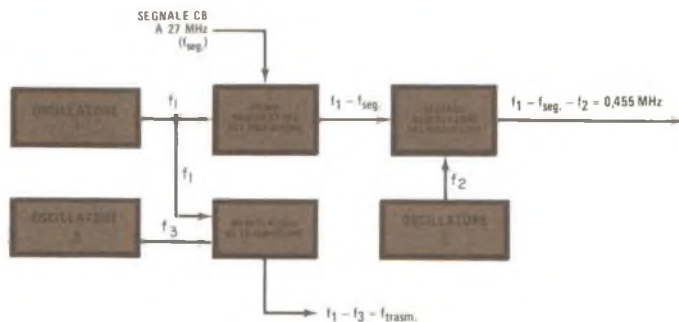


TABELLA II

Canali	Frequenze (in MHz) dell'oscillatore a cristallo			Canali
	$f_1$	$f_2$	$f_3$	
1-4	37,6	10,18	10,635	1 - 5 - 9 - 13 - 17 - 21
5-8	37,65	10,17	10,625	2 - 6 - 10 - 14 - 18 - 22
9-12	37,7	10,16	10,615	3 - 7 - 11 - 15 - 19
13-16	37,75	10,14	10,595	4 - 8 - 12 - 16 - 20 - 23
17-20	37,8			
21-23	37,85			

Ricezione:  $f_1 - f_{seg} =$  circa 10,6 MHz ( $1^a$  FI)  
 $f_1 - f_{seg} - f_2 = 0,455$  MHz ( $2^a$  FI)  
Trasmissione:  $f_1 - f_3 = f_{trasm}$ .

Esempio per il canale 13  
Ricezione:  $37,75 - 27,115 = 10,635$  MHz ( $1^a$  FI)  
 $37,75 - 27,115 - 10,18 = 0,455$  MHz ( $2^a$  FI)  
Trasmissione:  $37,75 - 10,635 = 27,115$  MHz (frequenza di trasmissione).

massa il cristallo cui è connesso. Tutti gli altri diodi non conducono mantenendo così inattivi i loro cristalli.

E' interessante notare che i cristalli dei circuiti riportati nella fig. 1 non sono molati per oscillare direttamente a 27 MHz. I cristalli che possono oscillare a frequenze talmente alte sono generalmente molto sottili e fragili, per cui sono esclusi dall'uso in applicazioni di alta frequenza come la CB, ove vengono piuttosto impiegati cristalli a sovratono. In queste applicazioni un cristallo di quarzo, come la corda di un violino, può essere fatto risonare fisicamente (e quindi risonare elettricamente) a sovratoni della sua frequenza fondamentale, cosa che non ha lo stesso significato delle armoniche. Il sovratono è un fenomeno fisico la cui frequenza differisce dall'armonica a causa del carico meccanico sul cristallo, mentre l'armonica è un fenomeno elettrico, ossia è un multiplo intero della frequenza fondamentale.

La maggior parte dei cristalli CB è molata in modo specifico per il funzionamento a sovratono e il sovratono (o frequenza di lavoro del cristallo) è impresso sul suo involucro metallico.

Fino a pochi anni fa, nella maggior parte dei ricetrasmittitori a ventitré canali venivano usati moltissimi cristalli. Per un ricevitore a conversione singola, erano necessari ventitré cristalli; anche la parte trasmittente richiedeva ventitré cristalli, ma questi erano molati per produrre uscite sulla frequenza del canale e non su frequenze spostate dai canali di un valore pari a quello della FI del ricevitore. Per la copertura in ricetrasmmissione dei ventitré canali si avevano così quarantasei cristalli. Se veniva usato un ricevitore a doppia conversione, si aggiungeva un altro cristallo per il secondo stadio FI. Anche se le frequenze di funzionamento in questo modo sarebbero state strettamente controllate, il costo dei cristalli per ottenere ciò era troppo

elevato.

**Sintetizzatori a cristallo** - Per produrre ricetrasmittitori CB ad un costo basso il piú possibile, i fabbricanti idearono circuiti per ridurre al minimo il numero dei cristalli necessari per una piena copertura CB. Il sistema piú comune, denominato "sintetizzatore a cristallo", per generare le frequenze necessarie sfrutta il principio dell'eterodina e riduce il totale dei cristalli a dodici o quattordici per la copertura dei ventitré canali.

In un sintetizzatore, un cristallo di una serie di sei ad alta frequenza viene mescolato con un cristallo di una serie di quattro a bassa frequenza per produrre un'uscita differenza di frequenza, che è la frequenza di eterodina necessaria in ricezione. Allo stesso modo, uno di quattro altri cristalli a bassa frequenza viene usato in unione con uno dei sei cristalli ad alta frequenza per produrre la frequenza di trasmissione. Le varie combinazioni richieste per ciascun canale sono fornite nella Tabella I. Lo schema a blocchi del sistema è riportato nella *fig. 2*.

Un'altra normale configurazione a ventitré canali con quattordici cristalli è rappresentata nella *fig. 3*, ma questa configurazione, in ricezione, fornisce la doppia conversione. In questo caso, la prima FI è a circa 10,6 MHz e viene prodotta eterodinando uno di sei cristalli ad alta frequenza con il segnale CB ricevuto ed estraendo la frequenza di differenza. Tale FI, a sua volta, viene mescolata con uno di quattro cristalli a frequenza piú bassa per produrre la seconda FI a 0,455 MHz. Le frequenze di trasmissione vengono generate per singola conversione usando uno dei sei cristalli a frequenza alta e uno dei quattro cristalli a frequenza bassa. Le combinazioni necessarie in questo caso sono elencate nella Tabella II.

Il numero totale dei cristalli può essere ridotto a dodici, ma sfortunatamente la riduzione del numero dei cristalli viene controbilanciata dalla necessità di un altro oscillatore e di un altro mescolatore in piú.

In questi sistemi sintetizzatori si possono usare cristalli di altre frequenze purché i segnali di somma o di differenza forniscano la necessaria FI ed anche la corrispondente frequenza di canale in trasmissione.

**Singola banda laterale** - Finora, il controllo e la sintesi a cristallo sono stati considerati solo per gli apparati MA; vediamo ora

che cosa avviene negli apparati SSB.

Un metodo piú efficiente per trasmettere l'informazione è quello a singola banda laterale. Invece di trasmettere due bande laterali a immagine speculare e una portante, come si fa nei sistemi MA, i segnali SSB contengono una sola banda laterale e nessuna portante. L'eliminazione di una banda laterale non ha alcun effetto sull'informazione contenuta nel segnale totale perché entrambe le bande laterali contengono esattamente le stesse componenti. La portante, d'altro lato, non contiene alcuna informazione in sé stessa ma deve comunque essere presente nel ricevitore per l'estrazione delle informazioni contenute nelle bande laterali.

Se la portante non viene trasmessa, il ricevitore deve reinserire una portante equivalente prima che il segnale venga rivelato. Questo compito viene svolto dall'oscillatore a frequenza di battimento (bfo) la cui uscita viene mescolata con il segnale (generalmente dopo uno o piú stadi di conversione) nel rivelatore a prodotto. L'uscita del rivelatore a prodotto, se il bfo è esattamente sulla giusta frequenza (indicata dal chiarificatore), è una buona riproduzione della voce dell'altro operatore.

I ricetrasmittitori SSB richiedono filtri stretti perché il ricetrasmittitore deve ignorare l'altra banda laterale che è molto vicina a quella desiderata. Ma, dal momento che in tutti i casi è necessario un filtro stretto, non vale la pena adottare la doppia conversione. Le frequenze immagine sono eliminate sufficientemente dalla banda passante di funzionamento del filtro. Quando viene usata la conversione singola, può essere impiegato, con qualche modifica, il sintetizzatore basile a dodici cristalli. Tuttavia, questo va bene solo per la SSB.

Quasi tutti gli apparati provvisti di SSB hanno anche la MA e un sistema comune usato in questi ricetrasmittitori è rappresentato nella *fig. 4*. In SSB viene usata la conversione singola ad una FI di 7,8 MHz; per la MA viene adottata la doppia conversione e la prima FI viene mescolata a 0,455 MHz (Tabella III).

I sintetizzatori a cristallo per ventitré canali di cui abbiamo parlato vengono ora un po' trascurati in favore dei circuiti a blocco di fase (PLL) o circuiti numerici che impiegano un numero molto minore di cristalli. I vantaggi offerti dai PLL sono ancora piú considerevoli nei nuovi apparati a quaranta



TABELLA III

## Sintetizzatore a cristallo MA-SSB

$f_1$  - una di sei frequenze a cristallo vicino a 22 MHz  
 $f_2$  - una di quattro frequenze a cristallo vicino a 12,8 MHz  
 $f_3$  - BFO a 7,8 MHz  
 $f_4$  - 7,345 MHz

## Ricezione:

$f_1 + f_2 - f_{\text{seg}} = 7,8 \text{ MHz (1}^{\text{a}} \text{ FI)}$   
 $f_1 + f_2 - f_{\text{seg}} - f_4 = 0,455 \text{ MHz (2}^{\text{a}} \text{ FI-MA)}$   
 $f_1 + f_2 - f_{\text{seg}} - f_3 = \text{frequenze di voce}$

## Trasmissione:

$f_1 + f_2 - f_3 = f_{\text{transm.}}$

## Esempio:

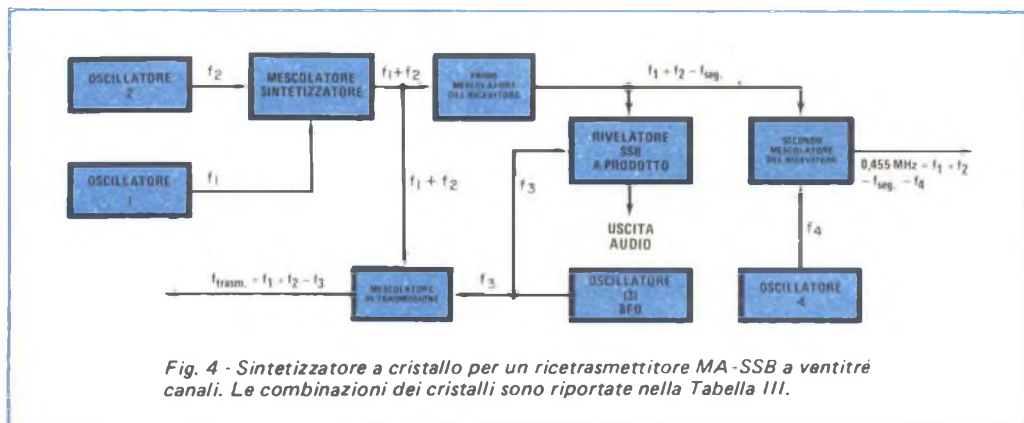
SSB :  $22 + 12,8 - 27 = 7,8 \text{ MHz (1}^{\text{a}} \text{ FI)}$   
 $7,8 - 7,8 = \text{frequenze della voce}$   
 MA :  $22 + 12,8 - 27 = 7,8 \text{ MHz (1}^{\text{a}} \text{ FI)}$   
 $22 + 12,8 - 27 - 7,345 = 0,455 \text{ MHz (2}^{\text{a}} \text{ FI)}$

## Trasmissione:

$22 + 12,8 - 7,8 = 27 \text{ MHz (frequenza di trasmissione)}$

rore. L'oscillatore di riferimento è un circuito controllato a cristallo che produce una frequenza stabile e nota che sarà usata come riferimento. Il comparatore di fase campiona le frequenze di due segnali d'entrata e produce una tensione d'uscita direttamente proporzionale alla differenza di frequenza delle entrate. Il filtro passa-basso spiana questo segnale d'errore ad un livello di tensione continua. L'oscillatore controllato dalla tensione o VCO è un oscillatore la cui frequenza di uscita varia direttamente con il livello di una tensione di controllo ad esso applicata. Il trigger di Schmitt converte le onde sinusoidali in onde quadre e il circuito  $\div N$  divide per un numero intero, N, la frequenza di un'onda quadra applicata.

Definiti alcuni termini essenziali, consi-



canali dove, usando sintetizzatori a cristallo, sarebbero necessari altri cristalli e un sistema di commutazione più complesso.

**Sintetizzatori numerici** - Usando il cosiddetto sintetizzatore numerico o TTL, un ricetrasmittente a piena copertura richiede solo due o tre cristalli; per il sintetizzatore occorre un solo cristallo, mentre gli altri uno o due sono usati negli stadi eterodina.

Un sintetizzatore basilare (fig. 5) è composto da un oscillatore di riferimento, da un circuito a blocco di fase, da un trigger di Schmitt, da un comparatore di fase, da un filtro passa-basso e da un amplificatore d'er-

deriamo, per semplicità, il funzionamento di un sintetizzatore che genererà una di tre frequenze distinte: 26 MHz, 27 MHz e 28 MHz.

L'oscillatore di riferimento produce una onda quadra costante, disegnata alla sua uscita nella fig. 5, la cui frequenza è controllata da un cristallo da 1 MHz. Allo stesso tempo, il VCO oscilla ad una frequenza che supporremo sia di 26,52 MHz. Supporremo inoltre che il commutatore di frequenza nel circuito  $\div N$  sia disposto a 26. Come si vede nella fig. 5, l'uscita del VCO viene squadrata dal trigger di Schmitt e viene divisa a  $1/26$  della sua frequenza originale dal circuito

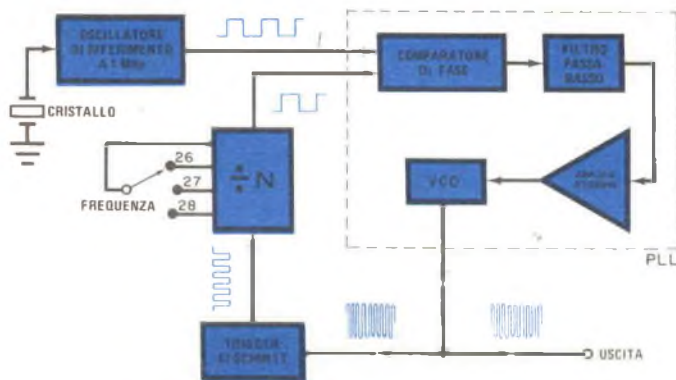


Fig. 5 - Esempio di un basilare sintetizzatore numerico di frequenza. Si possono generare molte frequenze usando un solo cristallo di riferimento.

$\div N$ . Perciò, due segnali sono applicati al comparatore di fase: uno esattamente di 1 MHz e l'altro di 1,02 MHz.

L'uscita del comparatore di fase sarà una tensione d'errore perché la frequenza di riferimento è minore di quella del VCO (dopo la divisione). Il filtro passa-basso spianerà questa tensione che viene amplificata dall'amplificatore d'errore. La tensione d'errore amplificata viene applicata al VCO e farà diminuire la frequenza d'uscita dello stesso VCO. A mano a mano che la frequenza del VCO si avvicina a 26 MHz, l'uscita del circuito  $\div N$  si avvicina a 1 MHz. A sua volta, il segnale d'errore diventa sempre minore per scomparire poi quando il VCO funziona esattamente a 26 MHz. A questo punto, la frequenza d'uscita del circuito  $\div N$  è esattamente 1 MHz ed è perfettamente in concordanza con l'uscita dell'oscillatore di riferimento.

Portando il commutatore di frequenza a 27, il VCO continua momentaneamente a funzionare a 26 MHz. La sua uscita viene ora divisa per 27 e la frequenza applicata al comparatore di fase è circa 0,98 MHz. La risultante tensione d'errore viene spianata, amplificata ed applicata al VCO la cui frequenza aumenta. A mano a mano che essa si avvicina a 27 MHz, il segnale d'errore diventa sempre minore fino a che il VCO funziona esattamente a 27 MHz. La stessa serie di eventi si verifica se il commutatore di frequenza viene

portato a 28.

L'enorme vantaggio del sintetizzatore numerico o PLL è che si può ottenere dal circuito qualsiasi numero di frequenze cambiando semplicemente il circuito divisore di frequenza ( $\div N$ ). Tutte le frequenze sintetizzate sono stabili e precise come quella dell'oscillatore di riferimento. Inoltre, essendo un sistema numerico, è facile realizzare un apparato con numeri illuminati generati elettronicamente per identificare i numeri dei canali.

**Circuiti pratici** - Nella fig. 6 è rappresentato un completo sistema di sintesi PLL usato in un ricetrasmittitore MA-SSB a ventitré canali con conversione singola. Il VCO funziona nella gamma da 19,140 MHz a 19,430 MHz per fornire un segnale oscillatore locale, che viene eterodinato in ricezione con il segnale CB in arrivo, per cui risulta una FI di 7,825 MHz. Il segnale di confronto del VCO viene ottenuto mescolando anzitutto l'uscita del VCO con l'uscita a 18,810 MHz di un oscillatore a cristallo. All'uscita del mescolatore sintetizzatore appaiono frequenze di differenza comprese tra 330 kHz e 620 kHz. Effettivamente, il mescolatore sintetizzatore funziona come un sistema automatico predivisoro.

La frequenza di differenza per una data frequenza d'uscita del VCO viene poi divisa dal divisore programmabile. In questo stadio

l'entità di divisione della frequenza (che va da :33 a :62) è determinata dalla posizione del selettore dei canali. Il risultante segnale di confronto del VCO, a circa 10 kHz, viene poi applicato ad un comparatore di fase, cui viene applicato anche un segnale di riferimento a 10 kHz. Questo segnale di riferimento viene ottenuto dividendo per 100 la uscita di un oscillatore controllato a cristallo da 1 MHz. L'uscita del comparatore di fase è una tensione d'errore che sposta l'uscita del VCO finché non è esattamente nel giusto canale.

Quando il selettore dei canali è disposto sul canale 13 e il ricetrasmittitore è in ricezione, un segnale in arrivo a 27,115 MHz viene eterodinato con l'uscita a 19,290 MHz del

VCO per produrre la FI a 7,825 MHz. Contemporaneamente, l'uscita del VCO viene battuta con l'uscita di 18,810 MHz dell'oscillatore a cristallo e viene estratto un segnale di differenza di 480 kHz. Questo segnale viene diviso per 48 nel divisore programmabile per produrre un segnale di confronto a 10 kHz per il VCO. Se il VCO deriva leggermente in frequenza, viene prodotta una tensione d'errore per correggere la deriva. In trasmissione, l'uscita a 19,290 MHz del VCO viene eterodinata con l'uscita di un oscillatore a cristallo da 7,825 MHz per produrre la frequenza di somma di 27,115 MHz. Questo oscillatore a cristallo a 7,825 MHz viene anche usato come bfo in ricezione.

Nella fig. 7 è rappresentato un sintetizza-

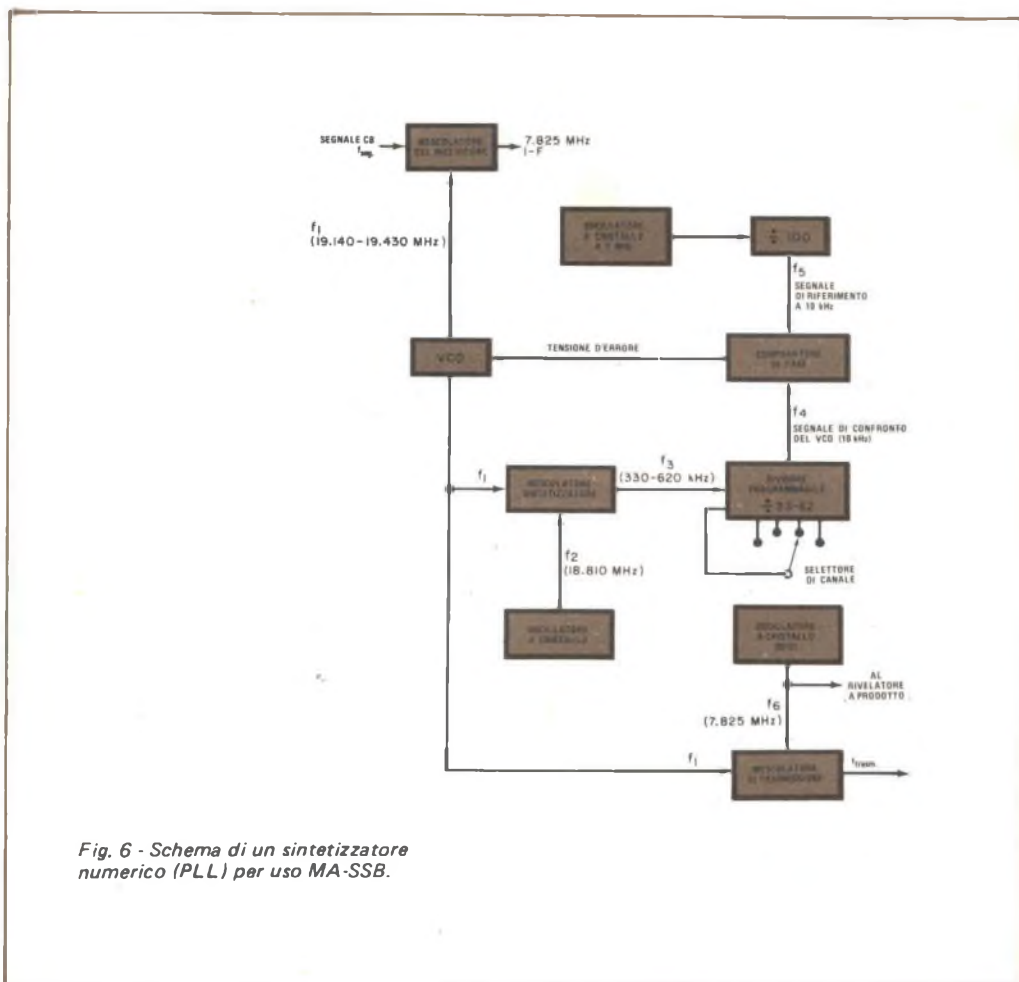


Fig. 6 - Schema di un sintetizzatore numerico (PLL) per uso MA-SSB.





# COME SCEGLIERE UN DISSIPATORE DI CALORE

Lo scopo di un dissipatore di calore per un dispositivo semiconduttore di potenza è quello di asportare il calore generato nel dispositivo, in modo che la temperatura della giunzione di collettore rimanga al di sotto della massima consentita, evitando così al dispositivo stesso di danneggiarsi. Per stabilire il tipo di dissipatore di calore adatto per una data applicazione, è necessario trovare la massima resistenza termica ammissibile dalla giunzione di collettore all'aria ambientale; il dissipatore si sceglie poi in modo che non venga superata questa resistenza massima. Ecco un semplice procedimento da seguire.

**Informazioni di progetto** - La potenza massima dissipata da un dispositivo si determina con la formula:

$$P_D = (T_J - T_A) / \theta_{JA}$$

nella quale  $P_D$  è la potenza massima in watt dissipata dal dispositivo,  $T_J$  è la temperatura massima ammissibile di giunzione in gradi centigradi,  $T_A$  è la massima temperatura ambientale in gradi centigradi e  $\theta_{JA}$  è la resistenza termica in gradi centigradi/watt dalla giunzione all'ambiente.

La maggior parte dei transistori di potenza ha una massima temperatura di giunzione specificata di 200 °C. Progettando per una temperatura più bassa (dal 20% al 40% in meno), si aumenterà l'affidabilità del dispositivo e la durata prevista. La resistenza termica dalla giunzione all'ambiente è la somma delle seguenti, singole resistenze termiche: dalla giunzione all'involucro ( $\theta_{JC}$ ); dall'involucro al dissipatore di calore ( $\theta_{CH}$ ); dal dissipatore all'ambiente ( $\theta_{HA}$ ).

La resistenza termica dalla giunzione all'involucro dipende dalla forma dell'involucro. Alcuni valori comuni sono i seguenti.

Involucro	$\theta_{JC}$
TO-3	1,5
TO-5	30,0
TO-66	4,0
TO-220	4,0

La resistenza termica tra l'involucro ed il dissipatore di calore varia a seconda del me-

todo adottato per il montaggio. Tra i fattori che hanno influenza al riguardo citiamo: l'uso di grasso al silicone, l'impiego di una rondella di isolamento elettrico e l'entità della pressione esercitata per fissare il dispositivo al dissipatore di calore. Riportiamo di seguito alcuni valori tipici.

Tipo di rondella	$\theta_{CH}$	
	senza grasso	con grasso
Nessuna	0,2	0,1
Ossido di berillio	0,4	0,2
Alluminio anodizzato	0,5	0,3
Mica	0,8	0,4

**Procedimento** - Si effettuino le seguenti operazioni.

1) Si determini, per approssimazione, la potenza massima dissipata dal dispositivo, moltiplicando la tensione collettore-emettitore per la corrente di collettore. Per esempio, supponiamo di avere un transistor di transito in serie in uno stabilizzatore di tensione, la cui uscita sia di 5 V - 2 A. Se l'alimentazione è di 10 V ed il transistor è un 2N3055, la potenza dissipata sarà:

$$(10 - 5) \times 2 = 10 \text{ W.}$$

2) Si trovino, in base alle caratteristiche pubblicate per il dispositivo, i valori di  $T_J$  e  $\theta_{JC}$ . Per il 2N3055,  $T_J$  è 200 °C, ma questo valore sarà abbassato a 150 °C. Dalla tabella precedente ricaviamo che, per un involucro TO-3,  $\theta_{JC}$  è 1,5.

3) Si specifichi la massima temperatura ambientale (supponiamo 50 °C).

4) Si calcoli la massima ammissibile  $\theta_{JA} = (T_J - T_A) / P_D = (150 - 50) / 10 = 10 \text{ °C/W.}$

5) Si determini  $\theta_{CA} = \theta_{JA} - \theta_{JC} = 10 - 1,5 = 8,5 \text{ °C/W.}$

6) Dal tipo di montaggio, si determini  $\theta_{HS}$ ; con rondella di mica e usando grasso,  $\theta_{HS} = \theta_{CA} - \theta_{CH} = 8,5 - 0,4 = 8,1 \text{ °C/W.}$

7) Si scelga un dissipatore di calore che abbia un  $\theta$  uguale od inferiore a questo valore. Nell'esempio citato, potremmo usare un Thermalloy 6002 che ha un  $\theta$  di 7,0 °C/W. ★



## Dietro il microfono

La musica che si ottiene da una registrazione su disco o su nastro è un prodotto "costruito" da un gruppo di persone, esperte in questo campo. Tali persone (o almeno alcune tra esse) hanno l'opportunità di ascoltare il suono quale arriva dagli strumenti musicali, e decidono come elaborare i suoni captati dai microfoni prima di affidarli al nastro magnetico.

Nelle registrazioni è anche possibile introdurre macroscopiche distorsioni dei suoni musicali, sia deliberatamente sia accidentalmente; il genere di suono che viene registrato è dunque influenzato dai desideri e dal gusto del direttore di produzione, degli artisti e spesso anche del tecnico audio. E' interessante perciò cercare di conoscere un po' meglio queste persone, per capire quanto i loro gusti si avvicinino ai nostri e a quali fattori essi tendano a dare la priorità nel corso di una registrazione. E' interessante inoltre vedere sino a che punto essi mettano la dovuta cura nello svolgimento del loro lavoro.

La risposta a queste domande, ammesso che sia effettivamente possibile dare una risposta, può essere ricercata solo nel corso di una seduta di registrazione; cercheremo perciò di raccontare in queste pagine le cose accadute nel corso di una di queste sedute. Naturalmente gli eventi che descriveremo rappresentano una "tipica" seduta di registrazione solo nei limiti in cui si può dire che

una "tipica" seduta di registrazione esista effettivamente. Si tratta, in sostanza, di un tentativo di analizzare che cosa accade quando un gruppo di persone intelligenti, nonché dotate di esperienza e di serietà professionale, si riunisce per "mettere" musica sul nastro.

**L'ambiente di registrazione** - La chiesa di St. George in Manhattan (New York) è il grandioso ambiente in cui si è tenuta la seduta di registrazione di cui ci occupiamo; essa ha un alto soffitto acuto ed un'abside ben proporzionata, davanti alla quale era schierata l'orchestra, con le spalle rivolte all'abside stessa. Stava per iniziare la prima seduta pomeridiana e la qualità del suono che aleggiava nella vecchia chiesa era tale da destare subito l'interesse di chiunque, tanto era brillante, spazioso e con pronta risposta dinamica.

I quattro brani da registrare quel giorno, l'uno dopo l'altro, erano destinati ad altrettante facce di dischi LP; l'orchestra, un insieme di archi con una ventina di artisti, aveva già provato a lungo i vari pezzi.

Il direttore di produzione stava sul podio dell'orchestra a controllare la sistemazione degli esecutori. In quell'occasione era stato deciso, contrariamente alla pratica comune, di sfruttare gli effetti antifonali della musica sistemando i secondi violini sulla destra, an-





*Le apparecchiature della sala di controllo. Si notano il banco di regia, un angolo della piastra di trascinamento del nastro (a destra), l'oscilloscopio ed il voltmetro (all'estrema sinistra).*

che nella speranza che ciò contribuisse ad una migliore equidistribuzione del suono totale.

Nei limiti del possibile si cercava di migliorare la distribuzione del suono spostando gli esecutori piuttosto che i microfoni; la posizione di questi ultimi, almeno sino a che non fosse chiaramente dimostrato non essere la piú conveniente, sarebbe stata alterata il meno possibile.

Il tecnico audio si spostava continuamente dalla chiesa alla sala controllo, che era stata allestita in un corridoio che portava ad una piccola cappella laterale. Di tanto in tanto egli si arrestava per scrutare i microfoni; poich  sarebbe stata una sciocchezza rinunciare a cogliere la bella sonorit  della chiesa con una sistemazione dei microfoni troppo vicina agli esecutori, essi erano stati piazzati ad una notevole distanza dall'orchestra. I microfoni principali, costituiti da tre elementi a condensatore del tipo con diagramma di direttivit  a cardioide, erano sistemati a circa 8 m dai violini, su lunghi supporti che li mantenevano approssimativamente a questa stessa distanza dal suolo. La spaziatura tra il microfono di destra e quello di sinistra era di circa 5 m (vi era anche un microfono centrale, il cui suono era ovviamente miscelato in parti uguali sui due canali stereo).

Alle spalle della prima fila di microfoni, a circa 5 m di distanza, vi era una coppia di

microfoni dinamici con diagramma a cardioide, distanziati tra loro poco piú dei microfoni principali. Il segnale di questi due microfoni era destinato ad essere miscelato nei due canali stereo nel modo piú adatto per ottenere una sonorit  che imitasse quella della chiesa. A giudicare dalla posizione dei comandi del banco di regia, questi microfoni fornivano alla registrazione un segnale di circa 15 dB piú basso di quello dei microfoni principali.

**La sala di controllo** - Le apparecchiature di controllo erano quelle classiche: i microfoni alimentavano direttamente un banco di regia semiportatile a venti ingressi e quattro uscite, costruito dalla Sound Workshop. Dal banco di regia usciva un segnale su due canali che, attraverso una apparecchiatura Dolby, raggiungeva un grosso registratore da studio (a due piste). Per maggior precauzione il tecnico audio aveva anche collegato all'uscita del banco di regia un oscilloscopio ed un voltmetro; se qualcosa avesse cominciato a dar segni di malfunzionamento nel sistema di registrazione, il tecnico audio sarebbe stato in grado di individuare velocemente l'apparecchiatura difettosa grazie a questi strumenti.

L'orchestra inizi  a provare per l'ultima volta il primo pezzo: una marcia barocca che richiedeva una perfetta sincronia di ese-

cuzione. L'oscilloscopio (sul quale compariva una rappresentazione del tipo X-Y dei due canali stereo) mostrò una cosa che del resto era quasi ovvia: eccetto che negli attacchi, i suoni captati dai microfoni avevano sfasamenti quasi del tutto casuali, erano ricchi cioè di profondità. Il direttore di produzione si era sistemato presso un piccolo tavolino, posto in mezzo agli altoparlanti di controllo e sul quale vi erano un microfono ed un blocco per appunti. Il microfono alimentava un altoparlante posto nella chiesa, così che premendo un pulsante sul banco di regia il direttore di produzione poteva parlare direttamente all'orchestra.

Nel corso di talune sedute di registrazione, nell'ambiente dove si trovano gli esecutori vengono collocati anche altoparlanti di controllo, in modo che all'orchestra possa essere fatto ascoltare in ogni momento il brano appena registrato. Un sistema del genere fa risparmiare tempo, ma in una sala sonora come la chiesa di St. George il suono ascoltato in quel modo poteva risultare falsato; il riascolto dei brani registrati in questa occasione veniva perciò sempre fatto nella sala di controllo.

L'orchestra aveva finito la sua prova generale, il direttore sembrava soddisfatto, e premette il pulsante per parlare, annunciando...

**"Prima ripresa di registrazione"** - Una trasformazione inspiegabile si manifestò nel suono dell'orchestra, non appena questa iniziò a suonare per la registrazione vera e propria. Le battute di apertura risultarono pesanti e prive di slancio; un brano in calando fu affrontato in modo così esagerato che per quasi un minuto sembrò che l'orchestra avesse deciso di smettere per ricominciare tutto da capo. Invece continuò sino al termine del pezzo. Immediatamente dopo fu annunciata la audizione del pezzo appena registrato, e quindi il direttore dell'orchestra e alcuni esecutori entrarono nella sala; il direttore subito ammise che il suono era tutt'altro che bello, mentre uno degli artisti osservò che non si riusciva a sentire per nulla i secondi violini. Di solito, quando i violini suonano sulla destra dell'orchestra, rivolti verso il direttore, gli strumenti proiettano il suono nella direzione opposta a quella del pubblico, invece che verso esso; solo grazie all'acustica della chiesa il loro suono poteva in qualche modo raggiungere gli ascoltatori, ma si trattava di un suono ben difficile da captare con i mi-

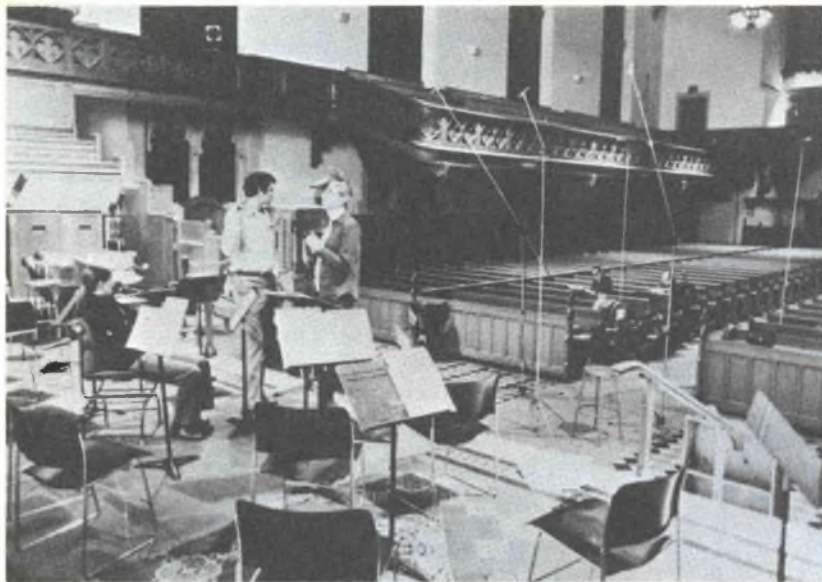
crofoni.

Sembrava che si fosse giunti ad un punto morto: i tecnici della sala di controllo erano inclini a pensare di avere appena udito una cattiva esecuzione, mentre gli orchestrali erano semplicemente convinti di avere ascoltato una brutta registrazione. Il tecnico del suono tentò di trovare una risposta a questo dilemma: egli aveva provato per qualche tempo ad ascoltare separatamente i suoni provenienti dai microfoni principali e da quelli secondari ed aveva notato che il suono dei microfoni frontali era piuttosto secco, cioè senza riverberazione. Pur con qualche perplessità, egli affermò che poteva essere questa la ragione dell'insuccesso, e si spostò all'interno della chiesa per modificare le cose.

Innanzitutto tirò indietro di quasi mezzo metro i microfoni principali (e per un microfono questo è già uno spostamento tutt'altro che trascurabile) e poi fece la stessa cosa con i microfoni secondari. Nel frattempo, il direttore di produzione si era portato sulla pedana dell'orchestra e controllava che l'orientamento dei microfoni fosse quello giusto.

Tutto si svolgeva con una grande calma, seppure un poco ostentata; i brani da registrare erano ancora parecchi e cominciare ad agitarsi per un inconveniente così di poco conto sarebbe stato controproducente. Il direttore di produzione premette di nuovo il pulsante di comunicazione e diede il via alla nuova ripresa di registrazione. Questa volta nella sala di controllo vi fu un po' di entusiasmo; il suono era pressoché perfetto (un'altra trasformazione inesplicabile) senza alcuna delle anomalie che avevano alterato la prima ripresa. L'orchestra procedeva bene e sembrava che il tutto dovesse concludersi senza problemi; ma d'improvviso...

**Terza ripresa, ecc...** - Il direttore di produzione che stava scarabocchiando sul blocco notes cambiò repentinamente atteggiamento; si rivolse all'orchestra dicendo: "Non state andando a tempo!"; dall'orchestra venne una unanime ammissione dell'errore. Le successive riprese di registrazione si limitarono a pezzi più brevi, evidentemente nell'intento di correggere le cose sbagliate nel più breve tempo possibile, evitando però di avere frammenti troppo brevi, durante i quali la sonorità della sala e lo slancio dell'orchestra non avrebbero avuto il tempo di stabilizzarsi. "Partite sbagliati, anche se poi trovate subito l'accordo" ammonì il direttore, e si lamentò



*La chiesa durante una pausa nelle prove. Si notino i microfoni sistemati a distanza relativamente grande.*

per le prestazioni di uno dei violinisti: "Normalmente è un vero maestro, ma quando è agitato tende a stonare". A questo punto nei responsabili stava probabilmente sorgendo il dilemma se fosse il caso di continuare con nuovi tentativi, correndo il rischio di ritrovarsi con tutti gli orchestrali irritati per il resto della registrazione, o se non convenisse piuttosto prendere per buono quello che si era ottenuto fino a quel momento. Ma dopo l'ottava ripresa di registrazione ogni perplessità si sciolse: il direttore di produzione ascoltò i passaggi critici e si congratulò con la orchestra.

**Il disco** - Ebbe così termine la seduta di registrazione. Se non interverranno altri intoppi, la marcia sarà trasferita sul disco praticamente come è stata eseguita, eccetto che per una porzione "giuntata" verso la fine del disco, allo scopo di introdurre un brano che era già stato registrato in precedenza.

Quali sono le conclusioni che si possono trarre da questa esperienza? Prima di tutto è chiaro che la qualità del suono registrato sul nastro è di vitale importanza per chiunque partecipi ad una seduta di registrazione. In secondo luogo è chiaro che solo dopo che si è riusciti ad ottenere una soddisfacente qualità del suono tutta l'attenzione degli esecutori viene rivolta alla qualità musicale del pezzo.

In terzo luogo è evidente che, per quanto riguarda la qualità del suono, il direttore di produzione e/o l'esecutore propongono, mentre il tecnico audio dispone. Molte delle persone presenti alla seduta sono in grado di dire se il suono è insoddisfacente, ma è normalmente il parere del tecnico audio quello che conta. Se quest'ultimo non riesce ad ottenere un suono di suo gradimento, la seduta si prolunga nel tempo e viene fatta una gran quantità di prove ed esperimenti; e probabilmente alla seduta successiva vi sarà un altro tecnico. Questo non vuol dire però che ogni disco scadente sia conseguenza dell'errore di un tecnico audio incapace; in certi casi la causa della cattiva qualità può essere la pessima acustica del locale; in altri casi possono essere stati un esecutore bizzarro o un direttore di produzione privo di buon gusto musicale ad avere insistito per una qualche procedura di lavoro che alla fine, cioè sul disco, si rivela poi un danno per la qualità musicale.

La seduta di registrazione in oggetto non ha però sofferto di inconvenienti del genere. Tutti i partecipanti e tutte le azioni sono state dirette ad un unico scopo: ricreare nel miglior modo possibile il magnifico suono che si aveva nell'ambiente in cui avveniva l'esecuzione. A disco realizzato, ci si potrà rendere conto di quanto questo scopo sia stato raggiunto e di quanto siano state utili le ripetute prove. ★



# SISTEMA DI CONTROLLO SOLARE

## COMPARATORE ELETTRONICO DI TEMPERATURA PER SISTEMI DI ENERGIA SOLARE E VENTILATORI PER ATTICI

La ricerca di nuove fonti di energia ha spinto dilettanti e tecnici professionisti a compiere esperimenti con accessori ad energia solare simili a quelli usati per il riscaldamento nello spazio. Un tipico sistema di riscaldamento solare è composto da tre parti funzionali, adibite rispettivamente alla raccolta dell'energia solare, all'immagazzinamento del calore e alla distribuzione del calore stesso. Per azionare i ventilatori, gli sfiatatoi, le pompe, ecc. e per coordinare il funzionamento complessivo del sistema, sono necessari controlli automatici, il cui costo è elevato e dei quali non sempre si trova il modello adatto.

Il sistema di controllo solare che descriviamo può invece essere costruito con una spesa modesta e può essere facilmente adattato, quand'è necessario, per mettere in funzione ventilatori per attici; riduce così il carico di raffreddamento ed evita che i ventilatori funzionino quando non è necessario.

Il sistema di controllo solare è un comparatore di temperatura che mette in funzionamento uno sfiatatoio od una pompa quando

l'aria (od il fluido) nel collettore solare si trova ad una temperatura sufficientemente alta per giustificare un trasferimento nel mezzo di immagazzinamento.

Nel caso si tratti di un ventilatore, il controllo si attua per mezzo della differenza di temperatura tra l'attico e l'aria esterna (oppure tra il soffitto ed il pavimento di un grande locale).

**Come funziona** - Il circuito basilare di controllo è riportato nella *fig. 1*. In IC1, un comparatore di tensione, vengono confrontate le resistenze di due resistori dipendenti dalla temperatura (TDR1 e TDR2), con TDR1 posto nel mezzo di immagazzinamento e TDR2 nel collettore solare. Quando TDR1 è più caldo di TDR2, la sua resistenza è più elevata e la tensione più alta all'entrata invertitrice (-) di IC1 mantiene la sua uscita allo stato basso. Quando TDR2 diventa più caldo, la tensione ai suoi capi diventa più elevata e, quando essa supera di circa 5 mV la tensione ai capi di TDR1, l'uscita di IC1 diventa alta.

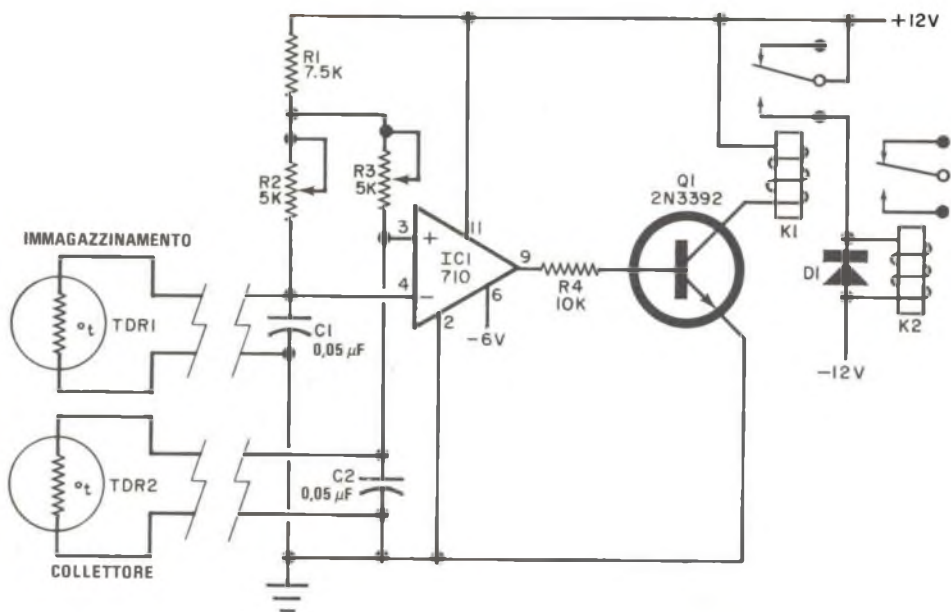


Fig. 1 - Il comparatore IC1 conduce o non conduce a seconda del valore delle resistenze di TDR1 e TDR2. Quando IC1 conduce, Q1 ed i relé vengono energizzati.

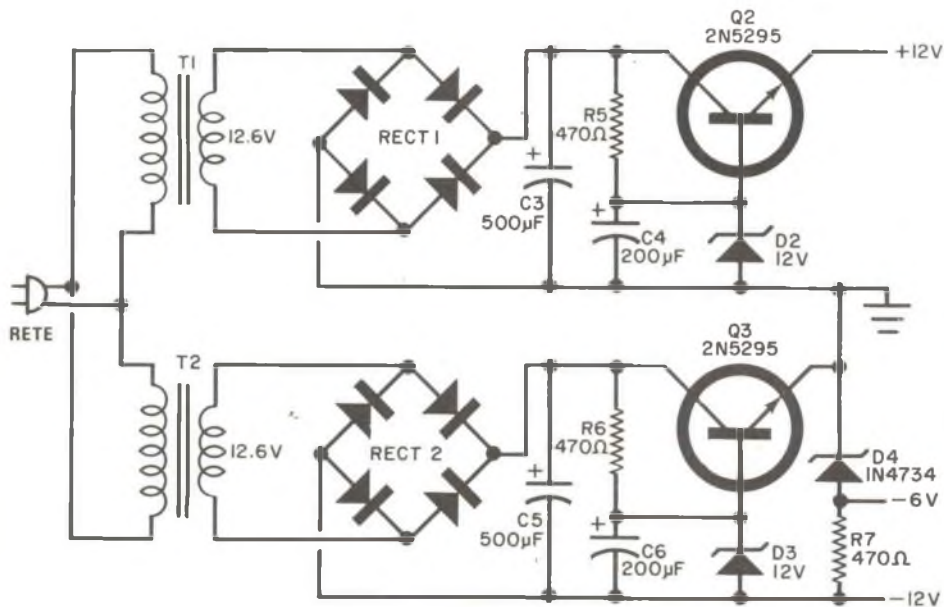


Fig. 2 - L'alimentatore per il sistema di controllo solare ha uno schema normale e fornisce uscite stabilizzate positiva e negativa.

## MATERIALE OCCORRENTE

- C1-C2 = condensatori ceramici a disco da 0,05  $\mu$ F*  
*C3-C5 = condensatori elettrolitici da 500  $\mu$ F - 25 V*  
*C4-C6 = condensatori elettrolitici da 200  $\mu$ F - 25 V*  
*D1 = diodo raddrizzatore al silicio per impieghi generici*  
*D2-D3 = diodi zener da 12 V - 1 W (1N4742 o simili)*  
*D4 = diodo zener da 6 V - 1 W (1N4734 o simili)*  
*IC1 = comparatore di tensione 710*  
*K1 = relè con bobina da 12 V - 600  $\Omega$*   
*K2 = relè da 24 V con contatti da 10 A*  
*Q1 = transistor 2N3392, oppure BC168B*  
*Q2-Q3 = transistori 2N5295, oppure BD439, o simili*  
*R1 = resistore da 7,5 k $\Omega$  - 1/2 W*  
*R2-R3 = potenziometri semifissi a piú rotazioni da 5 k $\Omega$*   
*R4 = resistore da 10 k $\Omega$  - 1/2 W*  
*R5-R6-R7 = resistori da 470  $\Omega$  - 1/2 W*  
*T1-T2 = trasformatori da 12,6 V - 300 mA*  
*TDR1-TDR2 = resistori dipendenti dalla temperatura da 100  $\Omega$ ,  $\pm$  5% (Texas Instruments)*  
*Scatola adatta, basetta perforata o circuito stampato, zoccolo per IC1, piattina bifilare per gli elementi sensibili, due dissipatori di calore, cordone di rete, minuterie di montaggio e varie*

Per l'acquisto dei materiali rivolgersi alla I.M.E.R. Elettronica, via Saluzzo 11 bis - 10125 Torino.

Quando ciò avviene, il transistor  $Q1$  viene fatto passare in conduzione ed attiva il relè di bassa potenza  $K1$ ; questo, a sua volta, attiva un relè di alta potenza da 24 V ( $K2$ ), il quale può sopportare le richieste di energia del sistema.

I condensatori  $C1$  e  $C2$  impediscono che i transienti influiscano sulle entrate di  $IC1$ . I potenziometri semifissi  $R2$  e  $R3$  vengono usati per predisporre le tensioni di  $IC1$ .  $D1$

è un diodo raddrizzatore al silicio per impieghi generici, usato per proteggere il contatto di  $K1$ . Volendo,  $Q1$  può essere sostituito con un transistor di potenza (come il tipo 40594 della RCA) ed uno dei relè può essere eliminato.

L'alimentatore per il sistema di controllo solare è rappresentato nella *fig. 2*.

**Costruzione** - Tutti i componenti, ad eccezione del trasformatore d'alimentazione e dei relè, possono essere montati su una bassetta perforata da 7,5 x 15 cm o su un circuito stampato. Per i collegamenti a  $TDR1$ ,  $TDR2$  ed al relè si usino piccoli terminali a molla e per il montaggio di  $Q2$  e  $Q3$  si impieghino dissipatori di calore. Il sistema completato può essere racchiuso in una scatola di qualsiasi tipo.

Gli elementi sensibili alla temperatura si possono montare distanti dal resto del circuito, purché la resistenza dei fili di collegamento non sia superiore a pochi ohm. Si utilizzi a tale scopo filo da 1,6 mm o comune piattina bifilare e si effettuino le saldature dei fili agli elementi sensibili con molta attenzione e rapidità, ancorando le estremità saldate con silicone o resina. Ci si accerti che il corpo dei resistori sia ben esposto per ottenere un celere responso termico alle variazioni di temperatura.

**Messa a punto** - Si disponga il potenziometro semifisso  $R2$  a circa tre quarti della sua resistenza, si ponga  $TDR1$  in una tazza d'acqua preventivamente riscaldata alla temperatura media prevista nel mezzo di immagazzinamento e si introduca  $TDR2$  in un'altra tazza d'acqua calda, la cui temperatura sia superiore di 15  $^{\circ}$ C  $\div$  30  $^{\circ}$ C rispetto alla prima. Occorrerà determinare l'esatta differenza di temperatura che il circuito dovrà rivelare.

Una volta che entrambi i dispositivi sensibili alla temperatura sono stati posti nelle rispettive tazze d'acqua e che la differenza di temperatura è quella voluta, si regoli il potenziometro semifisso  $R3$  finché il relè  $K1$  viene attivato. Il circuito può essere reso tanto sensibile quanto le circostanze particolari lo richiedono. Si noti inoltre che, anche se il dispositivo appare passivo quando entrambe le sonde sono a temperatura ambiente, basta soffiare su  $TDR2$  o toccarlo con un dito oppure far cadere una goccia d'acqua fredda su  $TDR1$  per energizzare il relè  $K1$ . ★



# ELETRAKIT TRANSISTOR



Non è  
necessario  
essere tecnici  
per costruire  
questa  
modernissima  
radio  
a transistori.

La Scuola Radio Elettra Le permette di montare, con le Sue mani e senza alcuna difficoltà, un modernissimo ricevitore portatile MAMF a 10 transistori, 5 diodi ed un diodo vari-cap; nel contempo, la Scuola Le offre un magnifico divertimento e la possibilità di conoscere a fondo l'apparecchio, di saperlo riparare da solo e di intraprendere, se vorrà, il cammino per raggiungere una specializzazione nel campo dell'elettronica.

Eletrakit/Transistor è un Corso per corrispondenza realizzato secondo i più attuali criteri propedeutici; è interamente corredato da illustrazioni a colori e ciò consente un rapido e sicuro controllo di ogni fase di montaggio fino al completamento del ricevitore.

Anche se Lei è giovanissimo, potrà trovare in questo montaggio un divertimento altamente

istruitivo; potrà scoprire così la Sua attitudine alla tecnica elettronica che La avvierà ad una carriera, quella del tecnico elettronico, che oggi è veramente la più ricca di prospettive economiche.

Richieda oggi stesso, senza alcun impegno da parte Sua, più ampie e dettagliate informazioni sul Corso Eletrakit/Transistor.

Scriva alla:

*Presà d'atto Ministero della  
Pubblica Istruzione N. 1391*

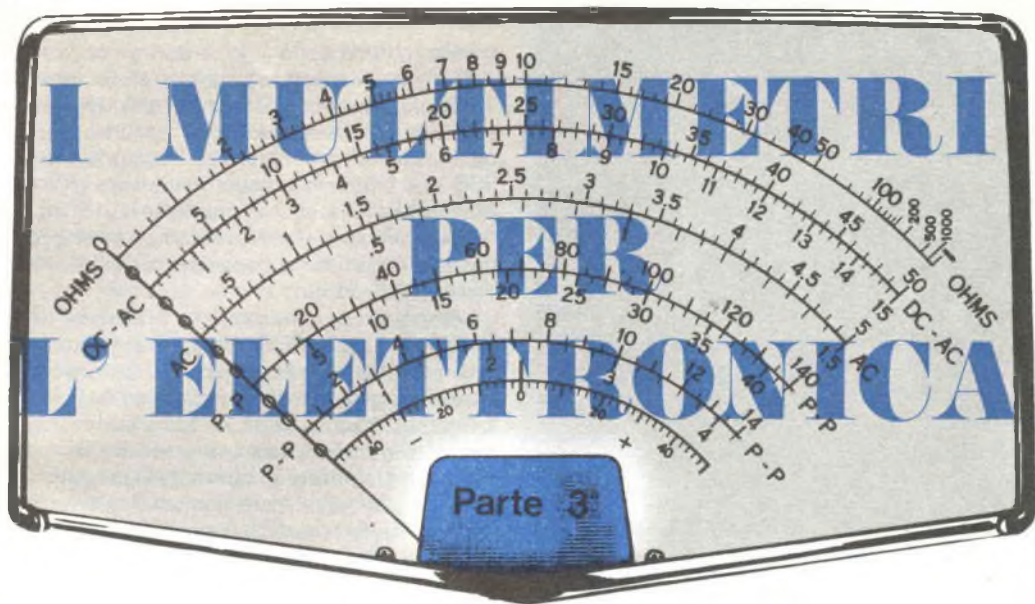


**Scuola Radio Elettra**

10126 Torino - Via Stellone 5 633

Tel. (011) 674432

**LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA**



## Multimetri digitali

Nella prima parte di questo articolo abbiamo esaminato il tester di tipo tradizionale e nella seconda parte i multimetri analogici elettronici con indicazione del valore della grandezza misurata mediante indice. In questa terza parte prenderemo in esame il tipo piú moderno di multimetro elettronico, e precisamente il multimetro digitale, indicato anche nella letteratura anglosassone con la sigla DMM (digital multimeter).

I multimetri digitali offrono quasi tutti i vantaggi tipici degli strumenti di misura di tipo analogico, e possiedono un certo numero di altre prerogative che sono uniche. L'adozione di un sistema di visualizzazione numerico al posto di uno analogico, basato sullo spostamento di un indice, per esempio, rende piú facile la lettura del valore della grandezza sotto misura e contribuisce ad eliminare un gran numero di errori di interpretazione, che sono invece comuni nel caso dei multimetri analogici dotati di scale multiple. Diviene anche possibile realizzare strumenti di misura piú precisi, poiché i risultati delle misure che questi consentono di effettuare possono essere visualizzati mediante un numero di cifre piú grande di quello ottenibile per mezzo di uno strumento analogico.

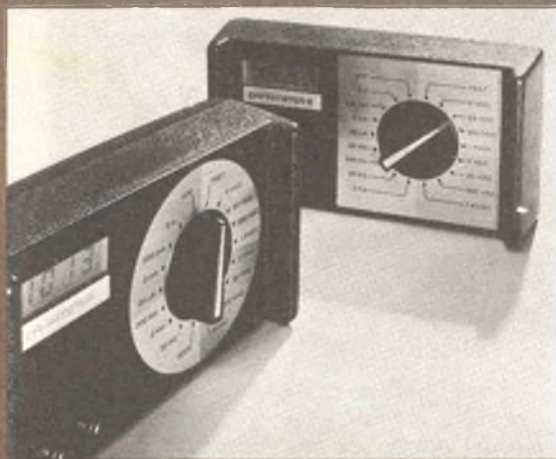
**Dettagli tecnici** - La precisione di un multimetro digitale viene espressa come valore percentuale del risultato di una misura, invece che come percentuale del valore di fondo scala. Questo comporta una maggiore uniformità della precisione entro una certa portata di misura. Si consideri ad esempio il caso di un multimetro digitale la cui precisione sia pari al 2% nella portata voltmetrica in continua di 100 V. Il risultato della misura di una tensione il cui valore fosse pari a 100 V risulterebbe affetto da una incertezza di 2 V, mentre il risultato della misura di una tensione il cui valore fosse pari a 20 V risulterebbe affetto da una incertezza di 0,4 V; pertanto, la precisione di misura presentata dal multimetro digitale alla tensione di 20 V è cinque volte piú elevata di quella posseduta da un multimetro analogico. In pratica questa differenza può anche risultare piú accentuata, per il fatto che gran parte dei multimetri digitali presenta una precisione maggiore del valore del 2% considerato nell'esempio.

Oltre all'errore di misura dovuto alla precisione nominale dello strumento, il valore visualizzato al termine di una misura può essere affetto da un errore pari ad una unità in piú od in meno in corrispondenza della cifra meno significativa (quella, cioè, che si trova all'estrema destra del numero visualizzato); ciò significa che, se si misura una tensione per mezzo di un multimetro digitale





Modello Precision 280 della B & K.



Danameter 2000 A  
e Danameter II 2000 A.

Modello 8030 A John Fluke



con precisione dello 0,1% e con un errore di  $\pm 1$  unità e si ottiene un risultato pari a 1.000 V, il valore effettivo della tensione sotto misura può essere pari ad un qualunque valore nell'intervallo compreso fra 998 V e 1.002 V, a causa dell'errore di 1 V attribuibile alla precisione dello 0,1% ed a causa dell'errore di 1 V dovuto all'incertezza di una unità in corrispondenza della cifra meno significativa.

**Precisione in alternata** - La precisione delle misure di tensioni alternate è alquanto inferiore a quella delle misure di tensioni continue ed è generalmente limitata ad una certa banda di frequenza, al di fuori della quale decresce molto rapidamente. Inoltre, la precisione delle misure in alternata viene specificata generalmente in relazione ad una forma d'onda in ingresso di tipo sinusoidale; dovendo misurare grandezze con andamento differente da quello sinusoidale, la precisione risulta più bassa. Se poi si ha a che fare con forme d'onda sinusoidali distorte, la precisione della misura diminuisce seriamente.

**Potenza nelle misure di resistenza** - Sebbene sembri una contraddizione in termini, la potenza nelle misure di resistenza indica semplicemente l'entità della corrente o della tensione che viene applicata al dispositivo sotto misura dal multimetro digitale quando lo strumento è utilizzato per effettuare misure di resistenza. Nelle portate ohmmetriche basse, correnti o tensioni eccessive possono essere sufficienti per danneggiare semiconduttori delicati.

**Protezione** - Per l'acquisto di un voltmetro digitale è necessario spendere una somma considerevole, per cui è opportuno poter usare questo strumento quanto più a lungo è possibile. Si tenga presente che, nel caso accada di voler effettuare la misura della tensione di rete servendosi dello strumento predisposto per la misura di resistenza, il multimetro (a meno che non sia protetto su tutte le portate e su tutte le funzioni di misura) verrà danneggiato con tutta probabilità in modo irreparabile; e se accidentalmente si predispose lo strumento su una portata o su una funzione sbagliata, nel caso in cui venga danneggiato, la spesa per la sua riparazione può essere elevata quasi quanto la cifra necessaria alla sua sostituzione.

**Robustezza** - Chi intende utilizzare il proprio multimetro digitale per effettuare misure ovunque se ne presenti la necessità, deve essere sicuro che lo strumento possieda un



involucro resistente agli urti e che, possibilmente, sia in grado di proteggere le manopole, i commutatori di controllo ed il visualizzatore da eventuali danni derivanti dall'impatto del frontale dello strumento qualora lo si lasci cadere su una superficie dura.

**Cifre** - Un modo comune di classificare i multimetri digitali è basato sul numero delle cifre che possono essere visualizzate; questo uso può generare a volte confusione, poiché uno strumento in grado di contare al massimo fino a 1999 possiede tre cifre e mezza, e non quattro cifre come si potrebbe essere indotti a ritenere a prima vista. La posizione di testa corrisponde in realtà ad una mezza cifra, che può essere spenta oppure utilizzata per indicare solamente la cifra 1. La mezza cifra viene talvolta denominata cifra di "supero", in quanto essa consente di effettuare misure di valori che superano alquanto la portata prescelta.

Utilizzando uno strumento dotato di tre cifre e della cifra di supero per misurare un potenziale che varia fra 99,9 V e 100,2 V, è possibile effettuare la lettura della seconda delle due tensioni arrotondata al decimo di volt più vicino senza dover cambiare la portata. Non disponendo di uno strumento in grado di visualizzare la cifra di supero, si deve necessariamente passare alla portata di 1.000 V: il multimetro indicherà correttamente il valore di 100 V, il quale rappresenta la seconda lettura arrotondata al volt più vicino invece che al decimo di volt più vicino.

**Supero** - Questo dato a volte viene espresso come percentuale secondo la quale tale caratteristica estende la capacità di una portata dello strumento. In base a ciò, se un multimetro digitale dotato di quattro cifre e mezza è in grado di visualizzare al massimo il numero 19999, esso viene definito come dotato di una possibilità di supero del 100%, poiché 19999 è più grande di 9999 all'incirca del 100%. Se invece un multimetro digitale possiede quattro cifre e mezza ed è in grado di visualizzare al massimo il numero 11999, esso viene classificato come avente una capacità di supero pari al 20%, poiché il numero più grande che potrebbe essere visualizzato senza ricorrere all'indicazione del supero è 9999.

**Risoluzione** - Una caratteristica pertinente dei multimetri digitali è la risoluzione, la quale è pari ad una parte rispetto alla lettura più elevata. La risoluzione presentata da uno



Modello 380 Simpson.



Volt-hymst WD-750 A Viz.

Modello 21 Data Tech.



# DALL' ANALOGICO AL DIGITALE

*I circuiti digitali non sono in grado per loro natura di misurare le grandezze analogiche come la tensione, la corrente e la resistenza. E' necessario pertanto far precedere i circuiti digitali che formano un multimetro digitale da convertitori analogico-digitali (A/D) adatti a presentare le informazioni di natura analogica in una forma tale da poter essere utilizzata dai circuiti digitali. Fondamentalmente un convertitore analogico-digitale invia ai circuiti digitali opportuni insiemi di impulsi, il cui numero dipende dal valore della grandezza sotto misura. Quanto più grande è il valore del parametro analogico (oppure quanto più a lungo viene mantenuta aperta una porta), tanto maggiore risulta il numero di impulsi inviati verso il circuito per il conteggio. Vi sono essenzialmente due tipi di convertitori in uso nei multimetri digitali odierni; uno è costituito dal convertitore a pendenza singola (o ad integrazione semplice) mostrato nello schema a), l'altro è il convertitore a doppia pendenza (o a doppia integrazione) mostrato nello schema b).*

*Il convertitore a pendenza singola, che trova applicazione in un gran numero di multimetri digitali di basso costo, comprende un condensatore che viene caricato in modo lineare mediante un generatore di corrente costante. Il potenziale che si sviluppa ai capi del condensatore è applicato all'ingresso invertente (-) di un comparatore di tensione, che è un tipo di amplificatore operazionale. La tensione sconosciuta sotto misura è applicata all'ingresso non invertente (+) del comparatore. In un comparatore di tensione, quando il potenziale in corrispondenza del morsetto positivo supera il potenziale in corrispondenza del morsetto negativo, l'uscita assume un valore alto.*

*Non appena la tensione localizzata ai capi del condensatore, e quindi in corrispondenza del morsetto negativo del comparatore, raggiunge un livello di pochi millivolt più elevato rispetto a quello del potenziale del morsetto positivo, l'uscita del comparatore passa nello stato basso.*

*Il segnale di uscita prodotto dal comparatore viene inviato ad una porta provvista di tre ingressi, ai quali sono anche inviati gli impulsi generati da un oscillatore stabile, la cui frequenza è conosciuta, e un segnale di controllo che può assumere o il valore alto oppure il valore basso. Durante il tempo in cui sia il segnale proveniente dal comparatore sia il segnale di controllo sono alti, gli impulsi prodotti dall'oscillatore possono transitare attraverso la porta fino ad arrivare al circuito di conteggio. Se la uscita del comparatore oppure il segnale di controllo sono bassi, la porta si trova in stato di interdizione, impedendo così agli impulsi provenienti dall'oscillatore di giungere fino al contatore.*

*Durante il funzionamento, il segnale di con-*

*trollo provoca l'azzeramento del contatore e, mediante opportuni circuiti elettronici di commutazione, inibisce la porta e provvede a scaricare il condensatore. In tal modo il segnale prodotto dall'oscillatore non può passare attraverso la sorgente di corrente costante. Non appena la tensione di valore sconosciuto applicata all'ingresso supera il potenziale localizzato ai capi del condensatore, l'uscita del comparatore risulta alta e consente il passaggio del segnale prodotto dall'oscillatore fino al circuito per il conteggio. Quando il valore della tensione ai capi del condensatore supera quello della tensione sconosciuta, il comparatore cambia stato e inibisce la porta, impedendo il passaggio fino al contatore di ogni altro impulso proveniente dall'oscillatore. Un altro segnale provvede poi a mostrare sul visualizzatore lo stato in cui si trova il contatore. Dopo un intervallo prestabilito, il segnale di controllo speciale riabilita la porta, scarica il condensatore e predispone tutti i circuiti per l'inizio di un nuovo ciclo.*

*Si osservi che la precisione del convertitore a pendenza singola dipende dalla stabilità dell'oscillatore, del comparatore di tensione e del generatore di corrente costante e dalla qualità del condensatore; la presenza di rumore sovrapposto al segnale di ingresso può produrre indicazioni errate in questo sistema.*

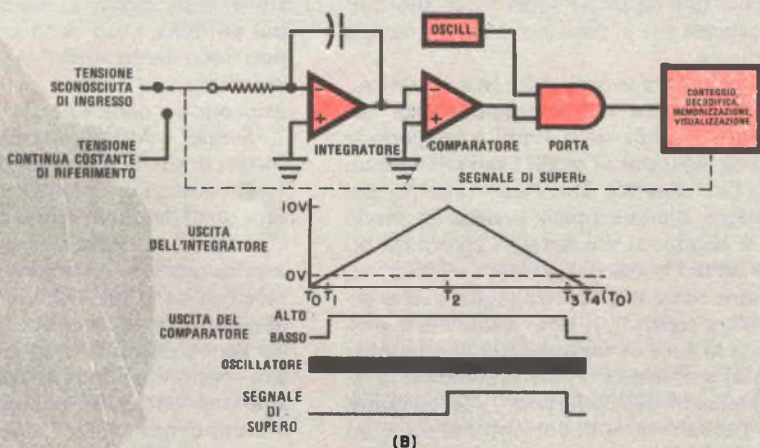
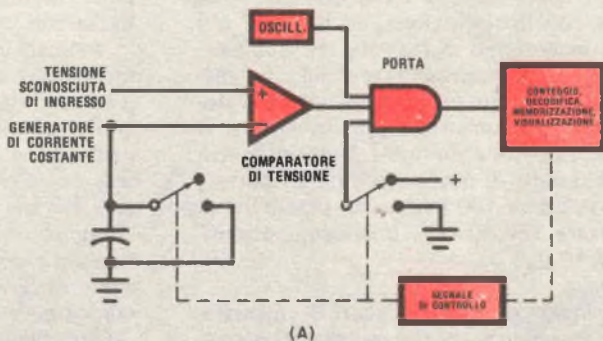
*I multimetri digitali di qualità migliore usano convertitori a doppia integrazione (circuito b). Anche questo sistema si avvale di un condensatore caricato mediante un generatore di corrente costante, ma l'operazione di carica viene svolta da un circuito integratore che utilizza un amplificatore operazionale. In tale modo il condensatore può essere caricato linearmente e successivamente scaricato linearmente in modo da fornire la necessaria conversione tensione/tempo; ciò consente di eliminare la deriva a lungo termine, causata dalla instabilità dei componenti, dalle variazioni di temperatura e dal rumore presente sul segnale di ingresso e permette di ottenere una precisione più accurata, generalmente compresa fra lo 0,5% e lo 0,01%.*

*Passando ad esaminare il circuito b), supponiamo che il sistema sia stato azzerato in modo tale che il condensatore di integrazione sia scarico e che il contatore/visualizzatore mostri l'indicazione "Zero". Il segnale di controllo collega l'ingresso del comparatore al morsetto di ingresso al quale è applicata la tensione sconosciuta, che in questo caso è negativa. A causa della configurazione del circuito, all'istante  $T_0$  l'uscita dell'integratore risulta leggermente negativa e l'uscita del comparatore, il cui morsetto positivo è collegato a terra, è bassa. In queste condizioni la porta impedisce il passaggio al segnale proveniente dall'oscillatore poiché l'altro suo ingresso si trova a livello basso.*

*La tensione sconosciuta di ingresso applicata al morsetto negativo dell'integratore fa sì che l'amplificatore operazionale carichi il condensatore. Nel momento in cui questa tensione attraversa lo zero (istante  $T_1$ ) viene provocata l'accensione del comparatore che, a sua volta, fa passare gli impulsi provenienti dall'oscillatore*



Due tipi di convertitori usati nei multimetri digitali: ad integrazione semplice (a) e ad integrazione doppia (b).



attraverso la porta, facendoli giungere ai circuiti per il conteggio. Il condensatore continua a caricarsi ed il contatore continua a contare fino a raggiungere, in questo caso, l'indicazione di 10 V. In questo istante il contatore genera il segnale di "fuori portata", il quale viene prodotto nell'istante  $T_2$  e provoca la commutazione elettronica dell'ingresso dell'integratore distaccandolo dal morsetto di ingresso al quale è applicata la tensione sconosciuta e collegandolo ad una tensione continua di riferimento di polarità positiva presente internamente al sistema. Si osservi che l'intervallo temporale compreso fra  $T_1$  e  $T_2$  è tale da riempire completamente il contatore una volta. La durata di questo intervallo non è fissa, poiché il ritmo di carica è determinato dal valore della tensione sconosciuta. Una tensione elevata riduce la durata del periodo  $T_1$ - $T_2$ , mentre una tensione bassa la aumenta.

Nell'istante  $T_1$  la tensione di riferimento fa partire l'integratore nella direzione opposta e scarica linearmente il condensatore. La tensione di riferimento viene mantenuta stabile da un circuito interno. La scarica lineare prosegue, così come prosegue il conteggio (la porta è mantenuta aperta dal livello alto presente all'uscita del comparatore), fino al momento in cui la rampa decrescente passa attraverso lo zero (istante  $T_3$ ), forzando il comparatore a cambiare stato ed inibendo la porta in modo da interrompere il conteggio.

Quando la porta si spegne, il contatore mostra un conteggio direttamente proporzionale al rapporto che intercorre fra il valore della tensione sconosciuta e quello della tensione di riferimento. Se il condensatore di integrazione usato nel circuito è di buona qualità e se la tensione di riferimento è stabile, la precisione del sistema può essere abbastanza buona.



strumento dotato di quattro cifre e della capacità di supero del 20% è pari ad una parte su 11999.

**Sensibilità** - Questa viene qualche volta confusa con la risoluzione, ed indica il più piccolo incremento di tensione che può essere visualizzato, rappresentato dalla cifra meno significativa che compare nel visualizzatore quando lo strumento è predisposto per la portata più bassa disponibile. Un multimetro digitale dotato di quattro cifre, con portata più bassa pari a 100 mV e con possibilità di visualizzare 100,00 mV, possiede una sensibilità di 10  $\mu$ V.

**Multimetri digitali per lavori di riparazione** - La maggior parte dei multimetri digitali adatti per lavori di riparazione possiede una grande varietà di portate di funzioni e caratteristiche, tale da poter soddisfare quasi tutte le esigenze che si possono avere nel campo delle misure.

**Controlli** - I controlli ed i jack situati sul pannello frontale della maggior parte dei multimetri digitali sono simili e svolgono le medesime funzioni di quelli usati nei comuni tester. Ciò significa che l'azionamento del multimetro digitale tipico avviene in modo simile a quello di un tester. I commutatori della PORTATA (range) e della FUNZIONE (function) in un multimetro digitale sono generalmente separati. Il jack "caldo" di ingresso per la misura di tensioni (sia continue sia alternate) e di resistenze viene comunemente contrassegnato con le lettere "V $\Omega$ ", mentre quello per la misura di correnti continue ed alternate è contrassegnato con la scritta "MA"; entrambi i jack sono riferiti ad un jack comune, denominato COM. Alcuni multimetri digitali possiedono anche una regolazione contrassegnata con la dicitura ZERO, che serve per far comparire tutti zeri sul visualizzatore quando i due puntali di misura vengono cortocircuitati fra loro.

**Indicazione del fuori portata** - L'indicazione del "fuori portata" viene mostrata nel visualizzatore tutte le volte che il segnale applicato all'ingresso dello strumento ha una ampiezza maggiore di quella per la quale è stata effettuata la predisposizione tramite il commutatore della PORTATA. In alcuni strumenti l'indicazione del fuori portata viene realizzata mediante l'accensione di una lampadina contrassegnata dalla dicitura OVER (oppure OVERRANGE, cioè, appunto, fuori portata), mentre in altri la situazione di fuori

portata viene indicata mediante la comparsa di un "1" nella posizione corrispondente alla mezza cifra con tutte le altre cifre spente, oppure tramite qualche altro sistema di visualizzazione.

**Indicazione della polarità** - Quasi tutti i multimetri digitali moderni mostrano automaticamente la polarità nel visualizzatore grazie ad un circuito di cui sono dotati internamente, il quale è sensibile al segno della tensione o della corrente continua sotto misura (in alcuni strumenti il segno positivo è implicito, mentre in altri viene mostrato sia il segno positivo sia quello negativo). Grazie alla caratteristica della determinazione automatica del segno che contraddistingue i multimetri digitali, viene eliminata la necessità di scambiare tra loro i puntali di misura o di azionare un commutatore adibito all'inversione della polarità, rendendo così ancora più semplice l'uso dello strumento. Anche il posizionamento della virgola decimale sul visualizzatore avviene in modo automatico azionando il commutatore di PORTATA.

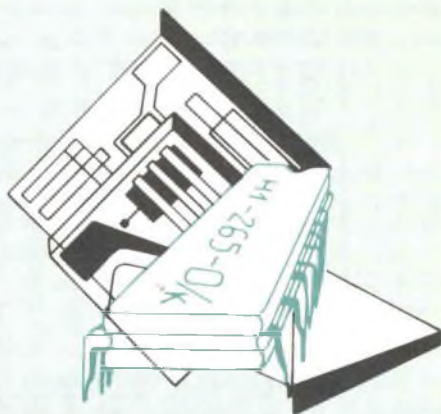
**Sonde** - Alcuni multimetri digitali sono forniti di sonde di misura dotate internamente di resistori di isolamento inseribili a piacere, i quali hanno lo scopo di impedire di caricare in modo capacitivo il circuito sotto misura durante il rilevamento del valore di una tensione continua, oppure durante la misura di grandezze circuitali in alta frequenza. Sono anche disponibili sonde per la misura di alte tensioni e sonde adatte per le misure in alta frequenza, che consentono di ampliare il campo di misura di uno strumento, permettendo di coprire nuove portate di tensione entro un campo di frequenza più vasto.

Dal momento che la maggior parte dei multimetri digitali è sensibile al valore medio ed è calibrata in termini di valore efficace, qualunque segnale di ingresso la cui forma d'onda non sia quella di una sinusoide perfetta può provocare un errore di misura durante il rilevamento di un parametro in alternata. Con segnali di ingresso molto bassi, l'ambiguità di  $\pm 1$  unità nel conteggio può dar luogo a seri errori di misura. Predisponendo, per esempio, un multimetro digitale con tre cifre sulla portata di 0,1 V, ed ottenendo un risultato pari a 0,010, a causa dell'incertezza di una unità nel conteggio si ottiene un errore del 10%, ed il valore effettivo della tensione può essere un qualunque valore compreso tra 0,009 V e 0,011 V.

(continua)

LE NOSTRE RUBRICHE

# TECNICA DEI SEMICONDUTTORI

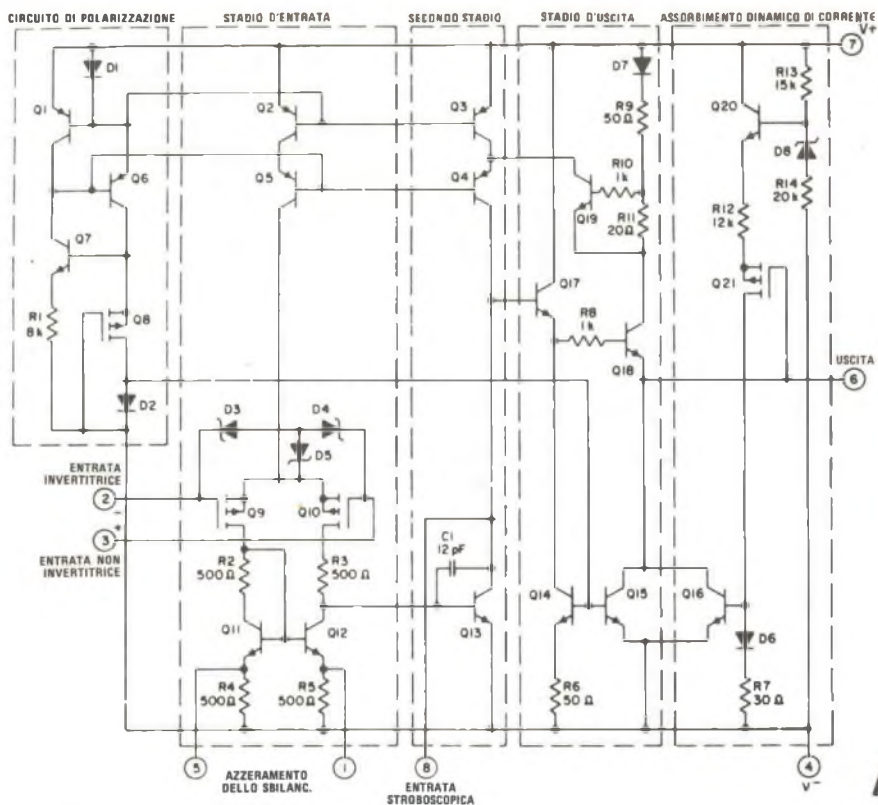


In confronto con i tipi bipolari, i dispositivi semiconduttori metal-ossido (MOS) offrono i vantaggi di una bassa potenza, di una alta impedenza d'entrata, di un alto guadagno e di una maggiore facilità di fabbricazione; questi vantaggi sono però controbilanciati in molte applicazioni da una limitata potenza ottenibile e dalla possibilità di danni dovuti a transienti di tensione e sovraccarichi momentanei. D'altra parte, i dispositivi bipolari, anche se possono sopportare tensioni e correnti più elevate ed hanno maggiore resistenza ai danni provocati da transienti e sovraccarichi, hanno impedenze d'entrata relativamente basse. La soluzione ideale sarebbe, secondo il parere di alcuni tecnici, quella di combinare in un unico dispositivo le possibilità delle tecnologie bipolari e MOS; questo è il sistema adottato dalla RCA per la sua famiglia di amplificatori operazionali CA3140. Denominati BiMOS (abbreviazione di Bipolari-MOS), questi amplificatori operazionali monolitici al silicio hanno le alte impedenze e le basse correnti d'entrata di uno stadio MOS-FET unite alle alte tensioni possibili ed alla robustezza di un amplificatore bipolare d'uscita.

Adatta per l'uso in amplificatori di campionatura e tenuta, alimentatori, generatori di funzioni, controlli di tono, strumenti portatili, sistemi di allarme contro le intrusioni, rivelatori di picco, filtri attivi, amplificatori di fotocontrollo, temporizzatori, multivibratori ed altri comuni circuiti per amplificatori operazionali, nonché per applicazioni di collegamento TTL, la famiglia CA3140 comprende sei dispositivi forniti in due serie di tre versioni ciascuna. Tutti i sei dispositivi vengono forniti in normali involucri metallici TO-5.

La serie identificata dal suffisso "T" offre i dispositivi con gli otto terminali disposti circolarmente, mentre la serie identificata dal suffisso "S" ha i terminali disposti su doppia fila (DIP).

Salvo la tensione caratteristica di compensazione d'entrata delle versioni "A" e "B", tutti i membri della famiglia CA3140 hanno caratteristiche massime ed elettriche similari. I CA3140 e CA3140A hanno una tensione continua caratteristica d'alimentazione di 36 V, il tipo CA3140B di 44 V. Con alimentazione di 5 V c.c., il CA3140 richiede una tipica tensione di compensazione d'entrata



TUTTI I VALORI DI RESISTENZA SONO IN  $\Omega$

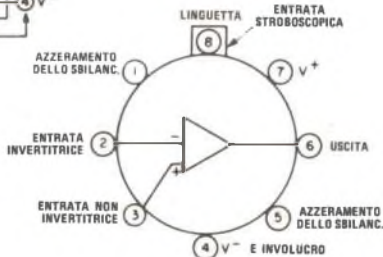
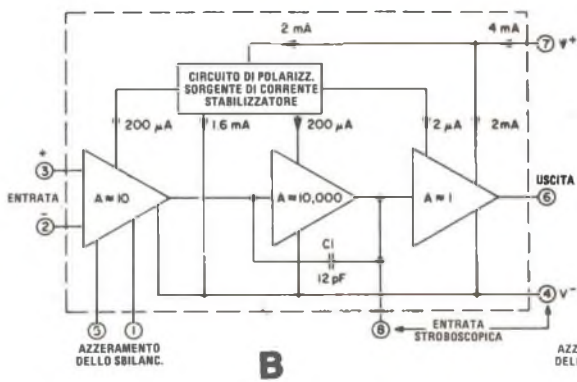


Fig. 1 - Schema equivalente dell'amplificatore operazionale BiMOS della RCA (a); schema funzionale a blocchi (b); collegamenti ai piedini (c).



di 5 mV; il CA3140A di 2 mV e il CA3140B di 0,8 mV. Tutti i dispositivi hanno una dissipazione massima caratteristica di potenza di 630 mW a temperature fino a 55 °C senza dissipatore di calore o di 1 W alla stessa temperatura con un dissipatore di calore adatto. In applicazioni tipiche, tutte le versioni offrono una resistenza d'entrata di  $1,5 \times 10^6$  M $\Omega$ , una velocità di funzionamento di 9 V/ $\mu$ s, un prodotto guadagno-larghezza di banda di 4,5 MHz, un CMRR di circa 90 dB, guadagni per ampie tensioni di segnale fino a 100.000 (100 dB) e la possibilità di funzionare con alimentatori sia singoli sia doppi. Caratterizzata per il funzionamento sia a  $\pm 15$  V sia a 5 V TTL, la famiglia CA3140 funzionerà efficacemente con alimentazioni continue basse fino a 4 V.

Lo schema equivalente, quello a blocchi funzionale ed i collegamenti ai piedini sono dati rispettivamente nella *fig. 1-a*, *fig. 1-b* e *fig. 1-c*. Ogni dispositivo comprende quattro parti funzionali: uno stadio d'entrata ad alta impedenza e guadagno moderato in classe A; un secondo amplificatore in classe A ad alto guadagno; uno stadio d'uscita in classe AB speciale con guadagno di tensione pari all'unità per fornire il guadagno di corrente necessario per pilotare carichi a bassa impedenza; un circuito stabilizzato di polarizzazione che controlla le sorgenti di corrente costante del primo e del secondo stadio. Inoltre, il dispositivo comprende un condensatore incorporato, C1, in parallelo al secondo stadio amplificatore ad alto guadagno, il quale dà un'adeguata compensazione di fase per la maggior parte delle applicazioni circuitali pratiche. I collegamenti ai piedini della famiglia sono identici a quelli del ben noto "741" e di altri comuni amplificatori operazionali dell'industria, salvo il fatto che è stato aggiunto un terminale di controllo stroboscopico (piedino 8).

Con riferimento alla *fig. 1-a*, la parte d'entrata è composta da un amplificatore differenziale nel quale vengono usati i FET PMOS Q9 e Q10 in unione con una coppia speculare di transistori n-p-n bipolari Q11 e Q12, i quali, insieme con i resistori R2, R3, R4, R5 servono come carichi d'uscita per lo stadio. La protezione d'entrata contro transienti di alta tensione (statici) viene data dai diodi zener bipolari D3, D4 e D5. La sorgente di corrente costante necessaria per il funzionamento dell'amplificatore differenziale viene ottenuta attraverso i transistori bipolari

p-n-p in serie Q2 e Q5, i quali ottengono la loro polarizzazione di base dalla rete stabilizzata di polarizzazione composta da D1, D2, Q1, Q6, Q7, R1 e dal FET PMOS Q8. Oltre a fungere come parte del carico d'uscita del primo stadio, Q11 e Q12 svolgono anche la funzione di convertitore da amplificatore differenziale a singolo, fornendo il pilotaggio di base al transistore bipolare n-p-n Q13 del secondo stadio ad alto guadagno. I transistori p-n-p in serie Q3 e Q4, stabilizzati dalla sorgente stabilizzata di polarizzazione di base, servono come carico di collettore per Q13.

Pilotato dal transistore Q13, lo stadio finale è stato progettato per funzionare o come sorgente di corrente dall'alimentazione continua positiva oppure per assorbire corrente dall'alimentazione continua negativa.

Lo stadio basilare d'uscita è composto dai ripetitori d'emettitore n-p-n in serie Q17 e Q18 con i transistori n-p-n Q14 e Q15 che servono come carichi d'emettitore. La corrente a riposo dei ripetitori d'emettitore viene stabilita dalla polarizzazione di base applicata a Q14 e Q15, la quale, a sua volta, è determinata dalla corrente circolante nel diodo D2 della rete stabilizzata di polarizzazione.

Quando funziona come sorgente di corrente, la corrente di carico è fornita dall'alimentazione positiva da Q18 attraverso D7, R9 e R11. La caduta di tensione ai capi di R11 viene sentita da Q19 il quale, in pesanti condizioni di carico, devia corrente da Q4, riducendo così il pilotaggio di corrente di base a Q17 e Q18, limitando la corrente d'uscita e servendo da protezione contro i cortocircuiti. Quando funziona per assorbire corrente, il transistore n-p-n Q16 serve da elemento attivo di assorbimento, controllato da una rete sensibile alla tensione d'uscita composta da R7, dal diodo D6, dal FET PMOS Q21, da R12 e dal transistore n-p-n in serie Q20, il quale riceve la sua polarizzazione di base da un circuito in serie composto da R13, dal diodo zener D8 e da R14. In funzionamento, Q21 sente le variazioni incrementali della tensione d'uscita causate da Q18 e, a sua volta, controlla la polarizzazione di base applicata a Q16 per ottenere l'assorbimento dinamico di corrente. Questa corrente di assorbimento scorre qualunque sia il carico, con qualsiasi eccesso di corrente fornito da Q18.

Anche se ideale per progetti che richieda-



ta del CA3140. In questo circuito, il dispositivo B1MOS serve come amplificatore di lettura per un condensatore di immagazzinamento di 200 pF, mentre un amplificatore operazionale a transconduttanza CA3080A viene usato sia come amplificatore separatore d'entrata sia come commutatore di transito passante. L'azzeramento dello sbilanciamento viene effettuato mediante un potenziometro da 100 k $\Omega$  collegato tra i piedini 1 e 5 del CA3140. In funzionamento, il valore del condensatore di immagazzinamento determina sia il periodo effettivo di "tenuta" del sistema, sia la velocità di funzionamento. Un condensatore di valore piú elevato aumenterebbe il periodo di tenuta ma, allo stesso tempo, ridurrebbe la velocità di funzionamento e viceversa. Per esempio, con i valori dati nello schema, la velocità di funzionamento è di circa 2,5 V/ $\mu$ s. Se il valore del condensatore di immagazzinamento fosse aumentato a 2.000 pF, la velocità di funzionamento scenderebbe a 0,25 V/ $\mu$ s.

Un circuito di controllo di tono audio, che mette in evidenza le speciali caratteristiche di prestazione del CA3140, è presentato nella *fig. 2-b*. In funzionamento, il responso in frequenza dell'amplificatore viene modificato per mezzo di un ritorno selettivo di segnale al suo terminale d'entrata invertitore. L'impedenza d'entrata del circuito è essenzialmente pari alla resistenza tra il piedino 3 e massa. Il circuito, che può fornire un guadagno di 20 dB quando i suoi controlli degli alti e dei bassi sono regolati per una caratteristica di responso piatto, può fornire una esaltazione od un taglio di  $\pm 15$  dB dei bassi e degli alti rispettivamente a 100 Hz ed a 10 kHz. In relazione con l'ampiezza dell'entrata, i livelli d'uscita possono arrivare a 25 V da picco a picco, tipicamente a 20 kHz.

Nella *fig. 2-c* è illustrato un circuito di alimentatore stabilizzato con il CA3140. Oltre all'amplificatore operazionale BiMOS, nel circuito vengono impiegati una coppia di potenza Darlington 2N6385 come dispositivo di transito in serie, un diodo D2201 come elemento sensibile alla corrente, un transistor n-p-n tipo 2N2102 come amplificatore sensibile alla corrente, ed un complesso di transistori CA3086, collegato per utilizzare alcune giunzioni dei transistori come diodi zener. In funzionamento, il CA3140 sente la tensione d'uscita e la confronta con una tensione di riferimento controllabile, regolando la polarizzazione di base applicata alla cop-

pia Darlington di transito in serie automaticamente per mantenere la tensione d'uscita predisposta, nonostante le variazioni della tensione di carico o della corrente di carico. Nello stesso tempo, la corrente di carico viene campionata per mezzo di un diodo in serie ed amplificata per servire come controllo di limite nel funzionamento del CA3140. Con i valori specificati per i componenti, ed una sorgente di corrente continua di 30 V, la tensione d'uscita dello stabilizzatore può essere regolata da circa 0,1 V a 24,0 V con limiti di corrente massima regolabili da 10 mA a 1 A. Il progetto offre una stabilizzazione migliore dello 0,02% contro variazioni di carico e dello 0,1% contro variazioni della tensione di rete.

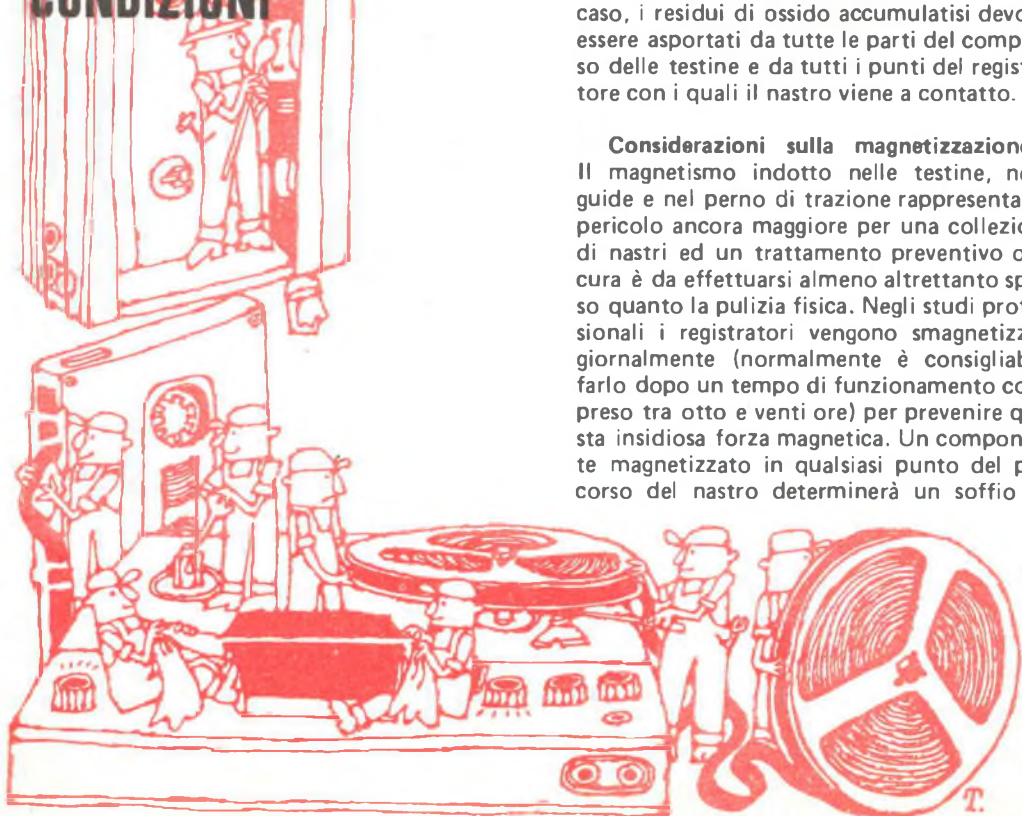
Usando il CA3140 in circuiti pratici, si deve prestare particolare attenzione per evitare danni. Anche se il dispositivo è piuttosto robusto ed ha incorporato la protezione di porta a diodo, deve essere maneggiato come qualsiasi altro dispositivo MOS. Le punte dei saldatori e le parti metalliche di utensili devono essere collegate a massa. Il dispositivo non deve essere inserito o rimosso dal circuito mentre è in tensione. Ai terminali d'entrata non devono essere applicati segnali quando l'alimentazione del dispositivo è spenta. Infine, devono essere rispettate tutte le caratteristiche massime, comprese le temperature di magazzino e di funzionamento.

**Prodotti nuovi** - Un nuovo circuito integrato MOS che, per formare un convertitore modificato a doppia inclinazione da analogico a numerico, richiede solo due resistori esterni, due condensatori ed un solo riferimento di tensione, è disponibile presso la Motorola. Previsto per applicazioni in voltmetri numerici, termometri numerici, bilance numeriche ed in operazioni di microelaborazione, il circuito a 3-1/2 cifre, denominato MC14433, ha un'uscita BCD multiplexata ed una portata intrinseca di fondo scala di  $\pm 199,9$  mV (riferimento a 200 mV) oppure di  $\pm 1,999$  V (riferimento 2 V) con un'impedenza d'entrata superiore a 1.000 M $\Omega$ . Con una bassissima dissipazione di potenza, il dispositivo può essere usato con presentazioni sia a LED sia LCD. Combinando in un'unica fetta di silicio le funzioni sia lineari sia numeriche, il dispositivo MC14433 viene fornito in involucro plastico a ventiquattro piedini (suffisso P) o ceramico DIP (suffisso L). ★



# MANUTENZIONE DEI REGISTRATORI A NASTRO

COME CONSERVARE  
REGISTRATORI  
E NASTRI  
NELLE MIGLIORI  
CONDIZIONI



Oltre alla solita abituale spolveratura, i registratori richiedono due generi di pulizia periodica: quella fisica e quella magnetica. Il nastro deve essere già fatto in modo che non perda particelle di ossido ad ogni riproduzione, poiché queste particelle tendono ad accumularsi sulle testine, sulle guide, sui cuscinetti di pressione e sul sistema di trazione composto dal perno di trazione e dal rullo di pressione e, se non vengono asportate, possono causare slittamento del meccanismo di trazione. Il wow ed il flutter che ne risultano si possono sentire come un'incostanza o "granulosità" della tonalità; inoltre l'ossido che si accumula sulle testine può causare attenuazioni momentanee del segnale e perdite di responso alle note alte.

Per risolvere il caso bastano comunque una bottiglietta di isopropile o di alcool ed un comune spazzolino guarnito di cotone. Se il nastro che si utilizza ha una superficie marrone, la striscia color cioccolato che si forma sul rullo nero di pressione è un chiaro avvertimento che è necessaria una buona pulizia. Se invece il nastro che si usa ha un ossido nero, si deve osservare più attentamente per vedere la striscia brillante che appare. In ogni caso, i residui di ossido accumulatisi devono essere asportati da tutte le parti del complesso delle testine e da tutti i punti del registratore con i quali il nastro viene a contatto.

**Considerazioni sulla magnetizzazione** - Il magnetismo indotto nelle testine, nelle guide e nel perno di trazione rappresenta un pericolo ancora maggiore per una collezione di nastri ed un trattamento preventivo o di cura è da effettuarsi almeno altrettanto spesso quanto la pulizia fisica. Negli studi professionali i registratori vengono smagnetizzati giornalmente (normalmente è consigliabile farlo dopo un tempo di funzionamento compreso tra otto e venti ore) per prevenire questa insidiosa forza magnetica. Un componente magnetizzato in qualsiasi punto del percorso del nastro determinerà un soffio ed

una perdita permanente dei segnali di frequenza alta, sia che si registri e sia che si riproduca semplicemente un nastro.

Gli smagnetizzatori per le testine costano poco, si trovano presso tutti i rivenditori di materiali elettronici e non richiedono lunghe perdite di tempo. Si inizia il lavoro con il registratore spento, allontanando da esso tutti i nastri; quindi si tolgono gli involucri delle testine e, tenendo lo smagnetizzatore ad una certa distanza, lo si accende azionando l'apposito pulsante (se ne è dotato) e lo si avvicina alle superfici del registratore che vengono in contatto con il nastro. Infine si allontana lentamente lo smagnetizzatore, spegnendolo soltanto quando risulterà distante dal registratore: a questo punto il lavoro è finito. Per evitare di graffiare le testine, è bene porre un pezzetto di nastro di plastica sulla punta o sulle punte dello smagnetizzatore. Qualora non sia possibile avvicinare lo smagnetizzatore alle testine come dovuto, si consulti il rivenditore per essere sicuri di non danneggiare qualche parte dell'apparecchio.

Per quanto riguarda la lubrificazione, è meglio lasciarla eseguire nel corso della revisione annuale da un tecnico specializzato. Se però si procede personalmente a lubrificare i cuscinetti e le superfici striscianti e rotanti, si seguano attentamente le istruzioni date dal fabbricante.

**Cura dei nastri** - La cura dei nastri non è meno importante; quando non si usano, si devono tenere sempre nei loro contenitori evitando di ammucchiare le bobine di nastri una sopra l'altra. E' consigliabile la tecnica professionale di lasciare i nastri in condizione di riproduzione e non di avvolgimento rapido, in quanto quest'ultimo non solo tende ad avvolgere il nastro irregolarmente ma talvolta anche impone agli strati di nastro tensioni meccaniche che possono provocare danni. Per la stessa ragione, è una buona idea riprodurre, non riavvolgere, un nastro almeno due volte all'anno.

Si eviti di conservare i nastri in prossimità di un termosifone, nelle immediate vicinanze di forti campi magnetici (altoparlanti, motori, trasformatori d'alimentazione in apparati Hi-Fi) o nel bagagliaio di una vettura durante la stagione calda se si vuole prolungarne la durata.

Bisogna pure preoccuparsi, specialmente per le frequenze alte, delle cancellazioni accidentali, le quali possono essere provocate an-

che da un cacciavite se questo è magnetizzato. Sembra comunque che i timori circa i possibili danni accidentali provocati da campi magnetici generati da radar, impianti di rete domestici, elettrodomestici, trasformatori d'alimentazione e persino altoparlanti, siano esagerati. L'entità di questi danni è legata a due fattori relativamente semplici: la "costrizione del nastro" e la "legge dell'inverso del quadrato". La costrizione non è altro che un'indicazione della quantità di energia magnetica necessaria per cancellare un nastro e viene misurata in oersted. I nastri hanno generalmente una costrizione media dell'ordine di 280-450 oersted. Alcune particelle di ossido richiedono, per la cancellazione, un campo più intenso ed altre un campo meno intenso. Secondo il giudizio degli esperti, una buona regola per la sicurezza del nastro è mantenere il livello di picco assoluto dei campi magnetici accidentali ad un valore inferiore del 10% rispetto a quello previsto dalla costrizione del nastro. Per i nastri all'ossido di ferro questo valore si aggira tra 25 e 30 oersted e per i nastri al biossido di cromo intorno a 45 oersted. Tuttavia, per nastri particolarmente interessanti, è consigliabile che i campi esterni siano mantenuti al di sotto di 10 oersted e 15 oersted rispettivamente per i nastri all'ossido di ferro e per quelli al cromo, perché le frequenze alte tendono ad essere cancellate più facilmente.

L'altro fattore è funzione della distanza; anche un grosso cancellatore di nastri, che può generare un potente campo di 1.000 oersted alla distanza di 1 cm, produce solo un quarto di quel campo a 2 cm e solo un sedicesimo dello stesso campo a 4 cm. Questo è l'effetto della legge dell'inverso del quadrato che vale, in genere, per le registrazioni magnetiche. Perciò, anche una distanza di pochi centimetri da campi potenzialmente dannosi può evitare danni ai segnali.

In commercio esistono magnetometri con i quali si possono misurare campi magnetici a riposo o permanenti intorno al mobile di un altoparlante o su testine magnetizzate, su guide e su perni di trasporto del nastro. Le letture fatte con questo strumento vanno poi moltiplicate per 10 od anche più per le parti del registratore che toccano direttamente il nastro. Con gli altoparlanti si troverà che il campo magnetico di perdita varia da modello a modello e, naturalmente, a seconda del punto del mobile in cui tale campo è stato misurato. ★

# L' ENERGIA SOLARE

In seguito alla crisi petrolifera del 1973, non soltanto il petrolio, principale fonte di energia primaria della nostra società, diventa sempre più costoso, ma anche le sue riserve sono considerate limitate. Per garantire la sopravvivenza della nostra civiltà basata sulla tecnica, è necessario trovare nuove fonti di energia e sviluppare opportuni processi e tecnologie che ne garantiscano un impiego economico. Una fonte alternativa di energia è il sole. Se si vuole che all'inizio del prossimo secolo (quando cioè il petrolio, secondo le stime attuali, sarà diventato raro) l'energia solare possa fornire il 5 ÷ 10% del fabbisogno europeo d'energia, occorre avviare per tempo i necessari lavori di sviluppo, cioè investire in proporzione all'importanza dell'obiettivo prefissato. Nonostante la rapidità di adattamento, le scoperte e gli sviluppi fondamentali richiedono in media 10 ÷ 15 anni per pervenire al livello al quale è possibile uno sfruttamento industriale su vasta scala.

L'energia solare si trova ancora all'inizio di tale processo di sviluppo tecnologico. Alla riserva fatta sull'opportunità di impiegare la radiazione solare diretta soltanto in regioni situate a latitudini molto meridionali, si contrappongono i risultati dei più recenti studi, i quali dimostrano che comunque l'Europa centrale riceve in media annualmente la metà dell'energia solare (sotto forma di radiazioni) per unità di superficie ricevuta dal deserto del Sahara. Poiché ampie regioni europee sono spesso coperte di nuvole, i possibili tipi di sfruttamento tecnico dell'energia solare si differenziano a seconda della situazione climatica e geografica.

Oltre al riscaldamento dell'acqua, con tale tecnica, le cui prospettive sono molto promettenti anche a latitudini più settentrionali, sarà possibile la cosiddetta trasformazione diretta delle radiazioni in elettricità mediante fotocellule solari, nonché mediante bioconversione o processi fotochimici. A sud della catena alpina, è possibile costruire centrali solari dotate di specchi per la concentrazione delle radiazioni, le quali, dopo accurate ricerche per il miglioramento del rendimento energetico, dovrebbero poter economicamente concorrere in tali regioni con le fonti tradizionali d'energia.

Tutti assieme i collettori solari installati attualmente in Europa non raggiungono 1 MW, potenza statisticamente irrilevante. Si può però supporre che i lavori attualmente in corso in Europa diano origine in 10 ÷ 15 anni ad una tecnologia molto raffinata, che permetterebbe di ottenere ottimi risultati dal punto di vista energetico.

Negli Stati membri — informa il Servizio Stampa Philips — sono già in corso vasti lavori di sviluppo nel settore degli impianti di riscaldamento solare ed alcuni di questi sono già in commercio. Nel settore "riscaldamento solare" la Comunità europea appoggia soprattutto i lavori che possono essere di utilità comune per tutti i produttori o centri di ricerca attivi in tale settore: per esempio, la ricerca via calcolatore delle condizioni ottimali di funzionamento degli impianti di riscaldamento so-

lare, oppure lo sviluppo di nuovi accumulatori di calore per le ore, giorni o settimane meno soleggiate (non è stato ancora risolto il problema dell'immagazzinamento economico a lungo termine del calore solare).

**Centrali termiche e solari** - L'energia può essere anche impiegata, attraverso la produzione di vapore e l'impulso delle turbine a vapore, per il funzionamento di grandi centrali solari. A tale scopo un grande specchio viene mantenuto costantemente orientato in direzione del sole, in modo da concentrare la luce solare su una caldaia a vapore.

Su incarico della Comunità Europea un gruppo di imprese europee ha condotto uno studio per una centrale solare da 1 MW. Si prevede di iniziare immediatamente lo sviluppo dei componenti di tale centrale e di avviare subito dopo la costruzione, probabilmente in Italia.

**Trasformazione fotoelettrica** - La luce solare può essere trasformata direttamente in elettricità con l'aiuto di celle semiconduttrici, già note alla tecnica spaziale. Tuttavia il prezzo di tali celle è ancora troppo elevato perché esse possano competere con il costo dell'elettricità. Poiché il loro impiego sarebbe particolarmente vantaggioso per l'Europa (in quanto esse funzionano anche a cielo scoperto), la Comunità Europea ha destinato a tale settore quasi la metà del bilancio previsto per le ricerche sull'energia solare. Sono attualmente in preparazione e sono già stati conclusi circa trenta contratti con note imprese e laboratori di ricerca delle Comunità europee. Saranno studiati gli ulteriori sviluppi di processi già noti che impiegano solfuro di silicio e di cadmio, nonché processi assolutamente nuovi che si servono di materiali e tecniche speciali.

**Fotochimica** - Nella cosiddetta fotosintesi l'energia solare viene catturata e trasformata in energia chimica secondo un processo che si svolge quotidianamente nelle piante. La conoscenza dei complicati processi connessi potrebbe contribuire allo sviluppo di nuovi sistemi fotochimici artificiali. Sebbene sia difficile che le necessarie ricerche fondamentali conducano a breve termine allo sfruttamento di un'importante fonte di energia, la Comunità Europea ha concluso contratti con diciannove istituti europei molto noti nel settore allo scopo di stimolare i lavori di ricerca in corso, di armonizzarli e di rendere possibilmente accessibili a tutti le conoscenze così acquisite.

**Bioconversione** - Esistono diverse piante che trasformano con buon rendimento l'energia solare in sostanze organiche e possono essere perciò prese in considerazione quali accumulatori di energia, la cosiddetta biomassa. Attualmente la Commissione appoggia lavori nel settore della coltivazione e selezione di tipi di alberi a crescita particolarmente rapida (pioppi, ecc.), i quali successivamente dovranno servire al riscaldamento di centrali elettriche in Irlanda (finora alimentate a torba). Anche l'impiego della paglia per la produzione diretta di energia termica è oggetto di ricerche alle quali partecipa anche la Commissione, in Germania, Francia e Danimarca. Esse non si occupano soltanto degli aspetti puramente scientifici e dei relativi processi tecnici, ma anche dei problemi economici ed ambientali connessi.





*Preso d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391*

# CORSO KIT HI-FI STEREO

**Non è necessario essere tecnici per costruire un amplificatore Hi-Fi!** Il metodo Elettrakit permette a tutti di montare, per corrispondenza, un modernissimo amplificatore Hi-Fi a transistori, offrendo un magnifico divertimento e la possibilità di conoscere a fondo l'apparecchio.

Elettrakit Le offre la sicurezza di costruirsi a casa Sua, con poca spesa e senza fatica, **un moderno ed elegante amplificatore Hi-Fi a transistori**: il mobile è compreso. Il metodo Elettrakit è facilissimo e veramente nuovo poiché, seguendone le istruzioni, Lei dovrà soltanto sovrapporre le parti, contrassegnate con un simbolo, sul circuito stampato che riporta gli stessi contrassegni e bloccarle con punti di saldatura. Sarà un vero divertimento per Lei vedere come con sole 10 lezioni riuscirà a completare il montaggio del Suo apparecchio, che in breve sarà perfettamente funzionante. Elettrakit Le manda a casa tutto il materiale necessario (transistori, mobile, ecc.), Lei non dovrà procurarsi nulla: **tutto è compreso nel prezzo** e tutto resterà Suo!

**L'Allievo riceve tutti i componenti necessari per costruirsi il complesso Hi-Fi formato dall'amplificatore 4 + 4 W, da due cassette acustiche provviste di altoparlanti speciali, e da un giradischi stereofonico a tre velocità, con i relativi mobiletti come in figura.**

**Lei potrà montare questi magnifici apparecchi con le Sue mani divertendosi e imparando!**

SE VOLETE REALIZZARE UN  
COMPLESSO DI AMPLIFICAZIONE  
RICHIEDETE INFORMAZIONI  
GRATUITE ALLA



**Scuola Radio Elettra**

10126 Torino Via Stellone 5/633

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA



# TRA 6 MESI

( O ANCHE MENO )

## POTRAI ESSERE UNO DI LORO



### TRA 6 MESI

Ti pare impossibile? E invece è possibilissimo. Vedi, noi abbiamo preparato dei corsi per corrispondenza che insegnano l'essenziale. Non tanta teoria, tante parole che, in fin dei conti, finiscono per confondere. Noi ti insegnamo veramente ciò che serve. Ed è quanto interessa alle aziende: che tu sappia lavorare, che tu sia un tecnico, un professionista.

### PUOI DIVENTARE UN TECNICO

con i corsi di Specializzazione Tecnica (vedi l'elenco completo sul retro). I corsi partono da zero (non occorre alcuna preparazione specifica di base) e, lezione per lezione, ti rendono padrone della materia. Sono corsi dove lo studio è soprattutto pratico. Con le lezioni, la Scuola ti invia infatti i materiali per realizzare strumenti e apparecchi che restano di tua proprietà.

### PUOI DIVENTARE "QUALCUNO"

con i corsi di Qualificazione Professionale. Si tratta di corsi più semplici, ma che, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano le lezioni, ti danno una valida preparazione, consentendoti di trovare un lavoro interessante e ben retribuito. Addirittura ti permettono di metterti in proprio.

### CON LA SCUOLA RADIO ELETTRA SEI LIBERO!

Certo. Con la Scuola Radio Elettra sei libero di scegliere, libero di continuare il corso o di fermarti.

Paghi al ricevimento di ogni lezione che tu hai richiesto. E sei tu a decidere quando le lezioni devono esserti inviate.

E non sei obbligato ad impegnarti per tutto il corso.

Ogni lezione costa mediamente poche migliaia di lire: una spesa veramente insignificante se pensi che c'è di mezzo il tuo avvenire.



Ecco alcuni dei corsi organizzati dalla  
**SCUOLA RADIO ELETTRA.**

**CORSI DI SPECIALIZZAZIONE  
TECNICA (con materiali)**

Radio Stereo a Transistori - Televisione  
Bianco-Nero e Colori - Elettrotecnica -  
Elettronica Industriale - Hi-Fi Stereo - Fo-  
tografia - Elettrauto.

**CORSI DI QUALIFICAZIONE  
PROFESSIONALE**

Programmazione ed elaborazione dei da-  
ti - Disegnatore Meccanico Progettista -  
Esperto Commerciale - Impiegata d'Azienda -  
Tecnico d'Officina - Motorista Auto-  
riparatore - Assistente e Disegnatore Edile  
e i modernissimi corsi di Lingue.

**CORSO ORIENTATIVO PRATICO  
(con materiali)**

Sperimentatore Elettronico.

**CORSO NOVITÀ (con materiali)**  
Elettrauto.

**CORSO TV COLORI!**

Il corso TV comprende una parte di approfonditi studi sulla televisione a colori. Il corso ti svela le tecniche di questa recente e importante conquista dell'elettronica. La TV a colori è ancora un mistero per quasi tutti; quei pochi tecnici che ne conosceranno i segreti, saranno pagati a peso d'oro! Senza contare che, durante il corso, costruirai un modernissimo televisore che resterà di tua proprietà.

**IMPORTANTE**

Al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra ti rilascia un attestato che dimostra gli studi da te seguiti.

**COI TEMPI CHE CORRONO...**

...anche se oggi hai già un lavoro, non ti sentiresti più sicuro se fossi un tecnico specializzato? Sì, vero? E allora non perdere più tempo! Chiedici informazioni senza impegno.

Compila, ritaglia e spedisce questa cartolina. Riceverai gratis e senza alcun impegno da parte tua una splendida, dettagliata documentazione a colori sul corso scelto.

Scrivi indicando il tuo nome, cognome, indirizzo e il corso che ti interessa. Ti risponderemo personalmente.



**Scuola Radio Elettra**  
Via Stellone 5/633  
10126 Torino

PRESA D'ATTO DEL MINISTERO  
DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE N. 1391

La Scuola Radio Elettra è associata  
alla A.I.S.CO.  
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza  
per la tutela dell'allievo.

633

**INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL  
CORSO DI \_\_\_\_\_**

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)  
**PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO**

MITTENTE:

NOME \_\_\_\_\_

COGNOME \_\_\_\_\_

PROFESSIONE \_\_\_\_\_

VIA \_\_\_\_\_ N. \_\_\_\_\_




CITTA' \_\_\_\_\_

COD. POST. \_\_\_\_\_ PROV. \_\_\_\_\_

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY  PER PROFESSIONE O AVVENIRE

633

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



**Scuola Radio Elettra**  
10100 Torino AD



# CORSO DI FOTOGRAFIA

per corrispondenza

tecnica di ripresa  
e di stampa  
ingrandimento  
sviluppo del  
colore  
smaltatura  
ecc.

QUESTI SONO SOLO ALCUNI  
DEGLI ARGOMENTI TRAT-  
TATI NEL CORSO DI FO-  
TOGRAFIA. RICHIEDA  
SENZA ALCUN IMPE-  
GNO DA PARTE SUA  
DETTAGLIATE IN-  
FORMAZIONI SUL  
CORSO DI FOTO-  
GRAFIA SCRIVEN-  
DO A

Pres. d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391



**Scuola Radio Elettra**  
10126 Torino - Via Stellone 5/633  
Tel. (011) 674432





## UN TECNICO IN ELETTRONICA INDUSTRIALE È UN UOMO DIVERSO

Pensi all'importanza del lavoro nella vita di un uomo. Pensi a sé stesso e alle ore che passa occupato in un'attività che forse non La interessa.

Pensi invece quale valore e significato acquisterebbe il fatto di **potersi dedicare ad un lavoro non solo interessante** — o addirittura entusiasmante — **ma anche molto ben retribuito.**

Un lavoro che Lei porrebbe in grado di affrontare la vita in un modo diverso, più sicuro ed entusiasta.

Questo è quanto può offrirLe una **specializzazione in ELETTRONICA INDUSTRIALE.** Con il Corso di Elettronica Industriale Lei riceverà a casa Sua le lezioni; potrà quindi studiare quando Lei farà più comodo senza dover abbandonare le Sue attuali attività. Insieme alle lezioni riceverà anche i materiali che Lei consentiranno di esercitarsi sugli stessi problemi che costituiranno la Sua professione di domani.

Questi materiali, che sono più di 1.000, sono compresi nel costo del Corso e resteranno di Sua proprietà; essi Lei

permetteranno di compiere interessanti esperienze e di realizzare un **allarme elettronico**, un **alimentatore stabilizzato protetto**, un **trapano elettrico** il cui motore è adattabile ai più svariati strumenti ed utensili industriali, un **comando automatico di tensione** per l'alimentazione del trapano, e molti montaggi sperimentali.

Lei avrà inoltre la possibilità di seguire un periodo di **perfezionamento gratuito di una settimana** presso i laboratori della Scuola, in cui potrà acquisire una esperienza pratica che non potrebbe ottenere forse neppure dopo anni di attività lavorativa.

Richieda, senza alcun impegno da parte Sua, dettagliate informazioni sul Corso di Elettronica Industriale per corrispondenza.

*Preso d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391*



**Scuola Radio Elettra**

10126 Torino - Via Stellone 5/633

Tel. (011) 674432

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA