

SELEZIONE DI TECNICA 5

RADIO TV HI FI ELETTRONICA

MAGGIO 1978

L. 1.200

Alimentatore spittato ● Voltmetro digitale per c.c. e c.a. ● Preamplificatore stripline per UHF ● Elaborazione del valore medio nelle misure elettroniche ● La propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio ● Nuova generazione di telescriventi

TUTTO SULLA MUSICA ELETTRONICA

CORSO SUI MICROPROCESSORI



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

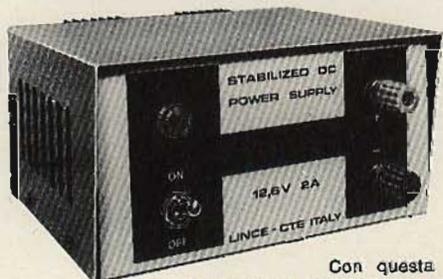
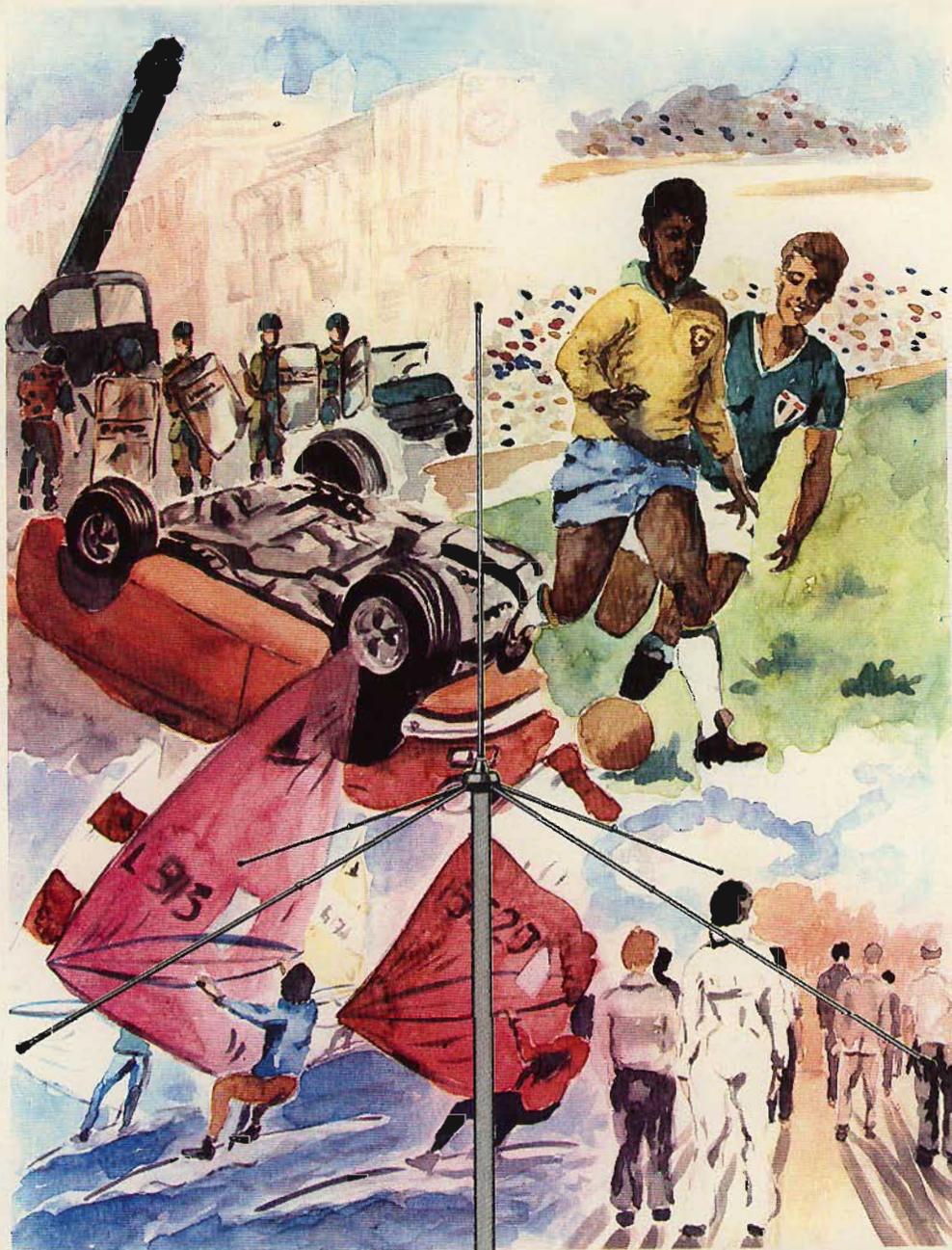


Trasmettete in diretta

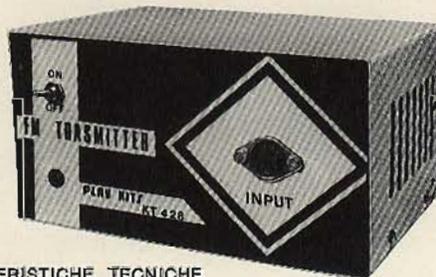
(con la stazione trasmittente in FM KT 428)

PLAY® KITS PRACTICAL ELECTRONIC SYSTEMS

E' reperibile presso tutti i Rivenditori **PLAY KITS**.



Con questa stazione Trasmittente Mobile/Fissa risolverete tutti i problemi delle trasmissioni in diretta tra il luogo della manifestazione e lo studio centrale.



CARATTERISTICHE TECNICHE

DEL KIT 428
Potenza d'uscita: 2/3 W
Frequenza: 88 + 108 MHz a V.F.O.
Alimentazione: DC 12 Vcc/Ac 220 Vac
La stazione comprende: 1 trasmettitore da 2/3 W
1 Alimentatore da 220/12 V - 11 mt. di cavo con 2 connettori,
1 Antenna GROUND - PLANE.



L'installazione di questa stazione richiede pochi secondi.

C.T.E. INTERNATIONAL

42011 BAGNOLO IN PIANO (RE) - Via Valli, 15 - Italy - Tel. (0522) 61.397 - 61.625/6

The Sony Switch.



TA-N88

Esiste una netta differenza tra gli amplificatori tradizionali e il nuovo PWM (Pulse Width Modulation) SONY.

I tecnici ben conoscono le differenze tra le varie classi A, B, AB ecc... degli amplificatori, le loro caratteristiche, i pregi e le limitazioni.

Nel TA-N88 le tecniche adottate sono completamente nuove e si identificano con il sistema di "Modulazione a larghezza d'impulsi".

Negli amplificatori analogici tradizionali, l'ampiezza o la frequenza cambiano continuamente in funzione delle variazioni di tempo del segnale originale.

I transistor di potenza preposti con funzioni amplificatrici e collocati tra l'alimentazione e le uscite, comportandosi come resistenze variabili, possono causare perdite di potenza, distorsione, ecc.

Nel PWM i transistor lavorano in commutazione per cui la loro resistenza è nulla durante il tempo di saturazione e infinita durante il tempo di interdizione.

Ciò significa che non si ha perdita di potenza e il rendimento teorico è del 100%.

La distorsione, direttamente connessa al processo di amplificazione, nel TA-N88 risulta pressoché nulla.

Il suono riprodotto è identico in tutto e per tutto all'originale.

TA-E88

Utilizza sistemi separati di commutazione e alimentazione per canale destro e sinistro.

Diافonia, distorsione armonica e d'intermodulazione sono così assenti mentre il rapporto S/D raggiunge livelli ottimali.

Altri componenti adottati nel TA-E88 sono costruiti con metalli nobili: oro per i contatti delle prese input ed output, argento per i commutatori.

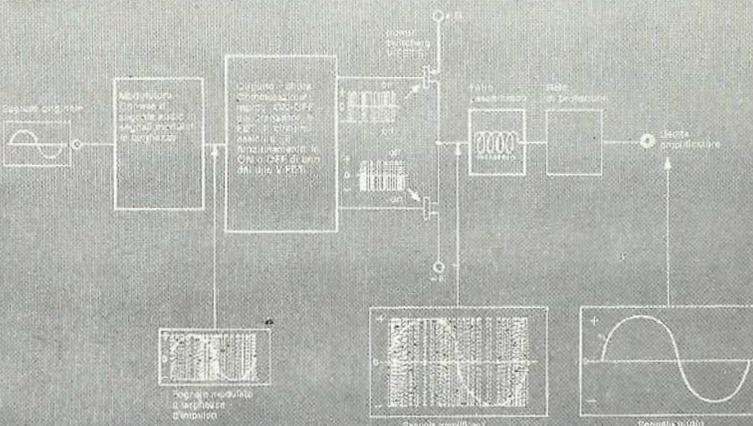
CARATTERISTICHE TECNICHE TA-N88

Potenza uscita : 2×200 watt
(1 kHz, 8 Ohm)
Rapporto S/D : 110 dB (ingressi cortocircuitati)
Risposta di frequenza : $5 \text{ Hz} \div 40 \text{ kHz} \pm 0.5 \text{ dB}$
Dimensioni : $480 \times 80 \times 360$

CARATTERISTICHE TECNICHE TA-E88

Distorsione armonica e IM : 0,002%
Risposta di frequenza : DC - 500 kHz $\pm 0 \text{ dB}$
Rapporto S/D : Fono 1: 88 dB
Head Amp : 80 dB
Altri ingressi : 105 dB
Dimensioni : $480 \times 80 \times 370$

Diagramma a blocchi dell'amplificatore PWM



SONY®

Attenzione: La SONY garantisce e ripara unicamente i prodotti SONY muniti della speciale Garanzia Italiana che attesta la regolare importazione

l'antenna interna che risveglia il vostro televisore

**Riceve tutti i canali delle TV libere
Non richiede alcuna installazione**

CARATTERISTICHE TECNICHE

Antenna amplificata VHF-UHF "STOLLE"

Mod. - Super Macron - Orientabile

Canali:

VHF - banda I° - III° (2 ÷ 12)

UHF - banda IV° - V° (21 ÷ 65)

2 elementi in VHF: lunghezza
aperti 1190

5 elementi in UHF

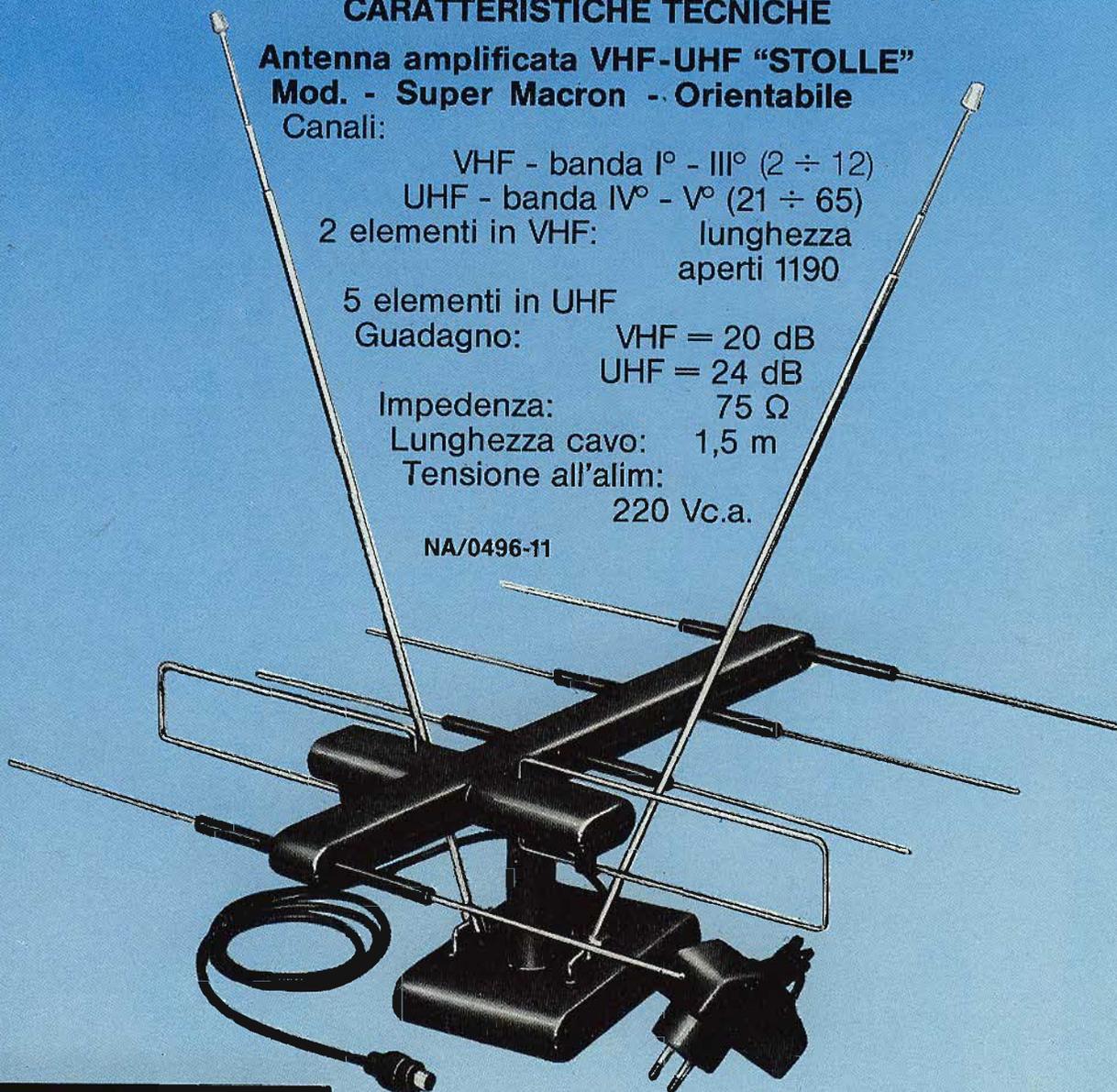
Guadagno: VHF = 20 dB
 UHF = 24 dB

Impedenza: 75 Ω

Lunghezza cavo: 1,5 m

Tensione all'alim:
220 Vc.a.

NA/0496-11



stolle

Ant.(1)

Distribuita in esclusiva dalla

G.B.C.
Milano



SELEZIONE DI TECNICA

RADIO TV HI FI ELETTRONICA

Editore J.C.E.

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redazione
GIANNI DE TOMASI - SERGIO CIRIMBELLI
FRANCESCA DI FIORE - DANIELE FUMAGALLI

Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI

Laboratorio
ANGELO CATTANEO

Contabilità
FRANCO MANCINI - M. GRAZIA SEBASTIANI

Diffusione e abbonamenti
PATRIZIA GHIONI

Corrispondente da Roma: GIANNI BRAZIOLI

Collaboratori: Lucio Biancoli - Federico Cancarini -
Lodovico Casclanini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini -
Adriano Ortile - Aldo Prizzi - Gloriano Rossi - Domenico
Serafini - Franco Simonini - Lucio Visentini - Giuseppe Contordi

Pubblicità
Concessionario per l'Italia e l'Estero
REINA & C. S.r.l. - P.le Massari, 22
20124 MILANO - Tel. (02) 606.315 - 690.491

Direzione, Redazione
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.200

Numero arretrato L. 2.000

Abbonamento annuo L. 12.000

Per l'Estero L. 18.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare
cartolina vaglia o utilizzando:
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.
© Tutti i diritti di riproduzione e traduzione
degli articoli pubblicati sono riservati.

REALIZZAZIONI PRATICHE

Alimentatore "splittato"	473
Voltmetro digitale per c.c. e c.a.	483

ALTA FREQUENZA

Preamplificatore "stripline" per UHF	497
--------------------------------------	-----

ALTA FEDELTA'

Progetto di un preamplificatore ad alta fedeltà	505
--	-----

CORSO SUI MICROPROCESSORI

1) Sistema di numerazione, codici e operazioni tra numeri binari	517
---	-----

LA MUSICA ELETTRONICA

Introduzione	528
--------------	-----

NOTE PER IL TECNICO

Elaborazione del valore medio nelle misure elettroniche	537
La propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio - IV parte	545

APPARECCHIATURE

Nuova generazione di telescriventi	553
------------------------------------	-----

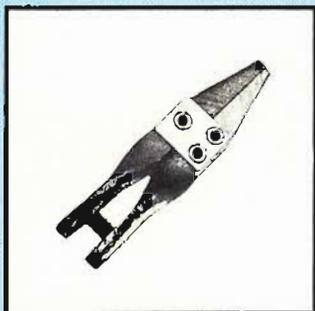
I LETTORI CI SCRIVONO

559

RASSEGNA STAMPA ESTERA

567

PER IL VOSTRO LABORATORIO



Pinza dissipatrice di calore
Mod. S/167

Evita il surriscaldamento di transistor, diodi e componenti elettronici, durante la saldatura
Dimensioni: 52 x 13 x 3
LU/1450-00

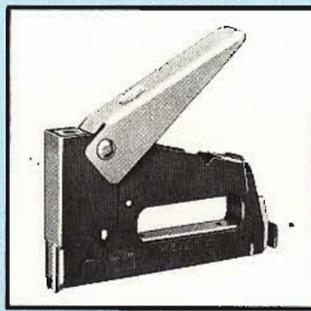
L. 1.100



Spella fili elettrico "MENTOR"
Mod. 896

Per fili ϕ : 0,5 ÷ 1,5
Impugnatura: polistirolo antiurto
Pinza di bruciatura a doppio coltello
Lunghezza: 200
Alimentazione: 220 V-40 W
LU/1690-00

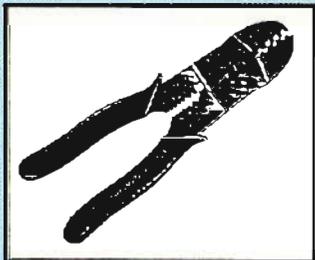
L. 45.900



Pistola graffatrice
Mod. Rocagraf - 90

Per il fissaggio di cavi ϕ 7,5 mm
Materiale: acciaio
LU/2860-00

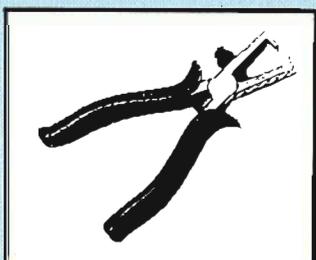
L. 38.900



Pinza universale per capicorda

Taglia, spela i fili e fissa i capicorda sui conduttori con ϕ 1 ÷ 3 mm
Materiale: acciaio temprato
Impugnatura: plastica
Lunghezza: 215
LU/1665-00

L. 9.000



Spella fili "BERNSTEIN"
Mod. 3-815-1

Per fili ϕ : 0,2 ÷ 3
Impugnatura: poliestere
Materiale: acciaio nichelato
Lunghezza: 160
LU/1630-00

L. 9.600



Pinza universale per capicorda pre isolati

Taglia, spela i fili e fissa i capicorda sui conduttori con ϕ 0,7 ÷ 2,5 mm
Materiale: acciaio temprato
Impugnatura: plastica
Lunghezza: 220
LU/1660-00

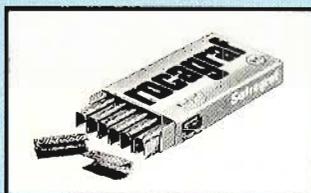
L. 13.900



Spella fili

Per fili ϕ : 0,2 ÷ 6 con regolazione micrometrica
Impugnatura: poliestere
Materiale: corpo in alluminio ganasce in acciaio brunito
Lunghezza: 195
LU/1635-00

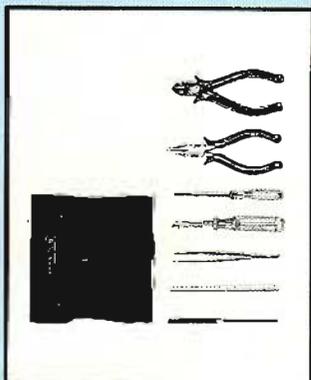
L. 15.000



Grafte

Lunghezza: 12 mm
In confezione da 1000 pezzi
LU/2862-00

L. 2.900



Trousse di utensili "BERNSTEIN"
Mod. 4210

Composta da:
1 Cacciavite isolato a 5.000 V lama 3x60
1 cacciavite isolato a 10.000 V lama 6x45
1 barretta in materiale isolante
1 lima fine
1 pinza a molla a punta dritta
1 pinza isolata a punta quadra
1 tronchesino isolato con cesoie laterali

LU/3120-00

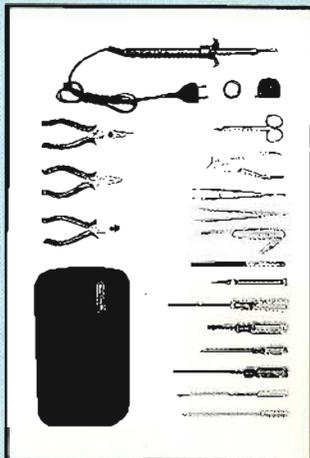
L. 18.900



Multimetro digitale "SINCLAIR"
Mod. PDM 35

Display a led
Numero cifre: 3 $\frac{1}{2}$
Selettore automatico di polarità
Protezione da sovraccarichi
Selettore di funzione e di portata
Misure di tensione continua:
da 1V a 1.000V in 4 portate
Misure di corrente alternata:
da 1V a 1.000V in 1 portata
Misure di corrente continua:
da 0,1 μ A a 100 mA in 6 portate
Misure di resistenza:
da 1k Ω a 10M Ω in 5 portate
Alimentazione: 9 Vc.c. con pila interna o alimentatore
Dimensioni: 155 x 75 x 35 mm
TS/2102-00

L. 59.850

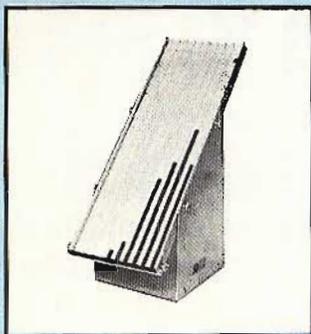


Trousse di utensili "BERNSTEIN"
Mod. 3000

Composta da:
1 cacciavite miniatura con 4 lame intercambiabili
3 cacciaviti isolati a 10.000 V lame 3x80 - 4x100 - 6x45
1 prendivite 4x110
2 cacciaviti per taratura in materiale isolante
1 pinza a molla a punta dritta
1 pinza a molla a punta curva
1 pinza isolata a punta quadrate
1 pinza isolata a punta mezza fonda con cesoie laterali
1 tronchesino isolato
1 pinza serratubi a 3 regolazioni
1 forbice
1 lima fine
1 coltello a 2 lame
1 metro
1 saldatore 220V 30W
1 rochetto di stagno

LU/3140-00

L. 95.500



Supporto contenitore per circuiti integrati Mod. PIC-A-DIP I

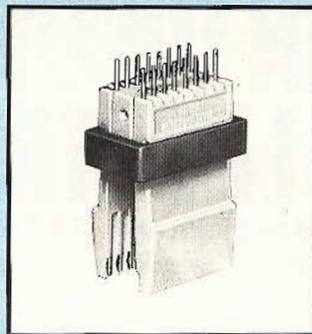
Particolarmente adatto per linee di montaggio.

Può contenere fino a 250 C.I.

Dimensioni: 200 x 500 x 400

LU/2884-00

L. 120.000

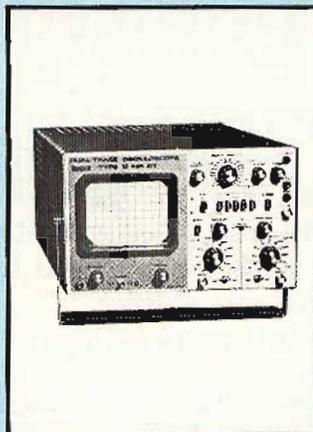


Atrezzo per il controllo dei circuiti integrati Mod. TC-16

Agevola la verifica delle tensioni sui piedini dei C.I. escludendo ogni possibilità di corto circuito

LU/2886-00

L. 6.300



Oscilloscopio "UNAOHM" a doppia traccia Mod. G 421 DT

Con tubo a raggi catodici ad alta luminosità da 5"

Sensibilità: 10 mV pp/cm, con un moltiplicatore di guadagno per 10, porta la sensibilità del canale A a 1 mV/cm.

Impedenza d'ingresso: 1 MΩ con 35 pF in parallelo.

Asse orizzontale

Sensibilità: 1 Vpp/cm a 50 Vpp/cm, regolabile con continuità.

Impedenza d'ingresso: 50 kΩ

Risposta di frequenza:

dalla c.c. a 1 MHz

Asse dei tempi

Portate: da 0,25 sec./cm a 0,2 μs/cm in 21 portate.

Asse "Z"

Impedenza d'ingresso: 100 kΩ

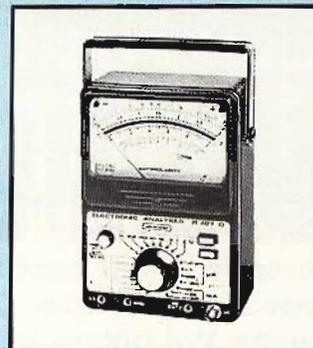
Sensibilità è sufficiente un impulso positivo di 20 V per lo spegnimento della traccia.

Alimentazione: 220 Vc.a. ± 10% -

- 50 ÷ 60 Hz

Dimensioni: 260 x 80 x 400

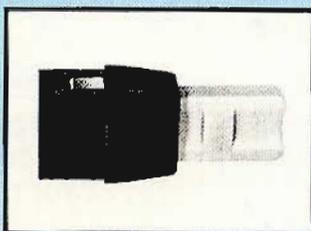
TS/3385-00



Analizzatore elettronico "UNAOHM" Mod. R 127 D

Analizzatore elettronico universale, con indicatore automatico di polarità. Tensioni continue: 0,3 ÷ 1000 V con impedenza d'ingresso 11 MΩ ± 20% Tensioni alternate: 0,3 ÷ 1000 V con impedenza d'ingresso 10 MΩ Correnti continue: 30 nA ÷ 3 A ± 2% Correnti alternate: 33 nA ÷ 3 A ± 3% Campo di frequenza: 10 Hz ÷ 200 kHz Resistenze: fino a 1000 MΩ in 7 portate Alimentazione: 18 Vc.c. Dimensioni: 210 x 100 x 140

TS/3441-00



Atrezzo a pinza per circuiti integrati Dual in line Mod. J22-2050

Particolarmente indicato per il montaggio dei C.I. nei circuiti stampati

LU/2892-00

L. 2.700



Tranciafori "Q-MAX"

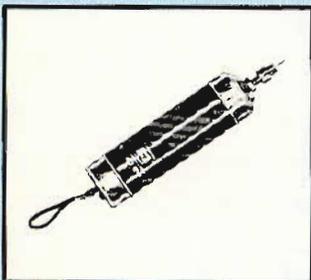
Per effettuare fori quadrati da

25,4 x 25,4 mm

Materiale: acciaio temprato

LU/3340-00

L. 13.500



Mini trapano Mod. Mini Drill

Per punte da φ: 0,8 a 1,5

Allimentazione: 4 pile da 1,5 V

Presa per alimentazione esterna da 6 Vc.c.

Dimensioni: φ 39 x 178

LU/3290-00

L. 29.500



Tranciafori "Q-MAX"

Per effettuare fori tondi

su lamiere, pannelli, chassis

Materiale: acciaio temprato



Oscilloscopio "UNAOHM" Mod. G 49 G

Oscilloscopio da 5", di ridotte dimensioni e peso limitato

Asse verticale

Sensibilità: 20 mV/cm ÷ 10 Vpp/cm

in 9 portate-sequenza 20-50-100 mV

Impedenza d'ingresso: 1 MΩ/40 pF

Larghezza di banda:

0 ÷ 10 MHz ingresso c.c.

5 Hz ÷ 10 MHz ingresso c.a.

Asse orizzontale

Sensibilità: 1 Vpp/cm ÷ 20 Vpp/cm

Larghezza di banda: 5 Hz ÷ 1 MHz

Impedenza d'ingresso: 100 kΩ/50 pF

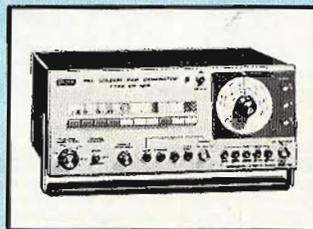
Tempi di scansione:

100 ms/cm ÷ 10 μs/cm in 4 gamme

Alimentazione: 220-240 V-50/60 Hz

Dimensioni: 390 x 200 x 150

TS/3384-00



Generatore di barre TV a colori "UNAOHM" Mod. EP 686 B

Fornisce segnali TV in bianco e nero ed a colori con prestabilite figure geometriche

Campo di frequenza:

48 ÷ 82; 175 ÷ 250;

470 ÷ 660 MHz in tre bande

Portate audio: 5,5 MHz

Standard TV: Pal B e G

Uscite ausiliari: video sincronismi

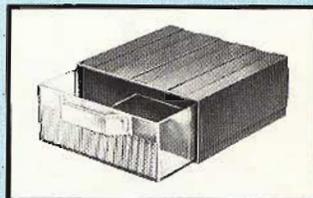
riga e quadro-4,43 MHz

Tensione d'uscita: > 10 mV su 75 Ω

Alimentazione: 220 V-50/60 Hz

Dimensioni: 290 x 122 x 210

TS/3346-00



Contenitori componibili a cassetto

Con 2 divisori

Materiale: ABS

Dimensioni: 122 x 64 x 40

Colore: rosso

LU/6810-02

L. 500

Contenitore componibile a cassetto

Con 2 divisori

Materiale: ABS

Dimensioni: 124 x 135 x 57

Colore: rosso

LU/6812-02

L. 1.200



Punte per trapano Mini Drill

Materiale: acciaio rapido

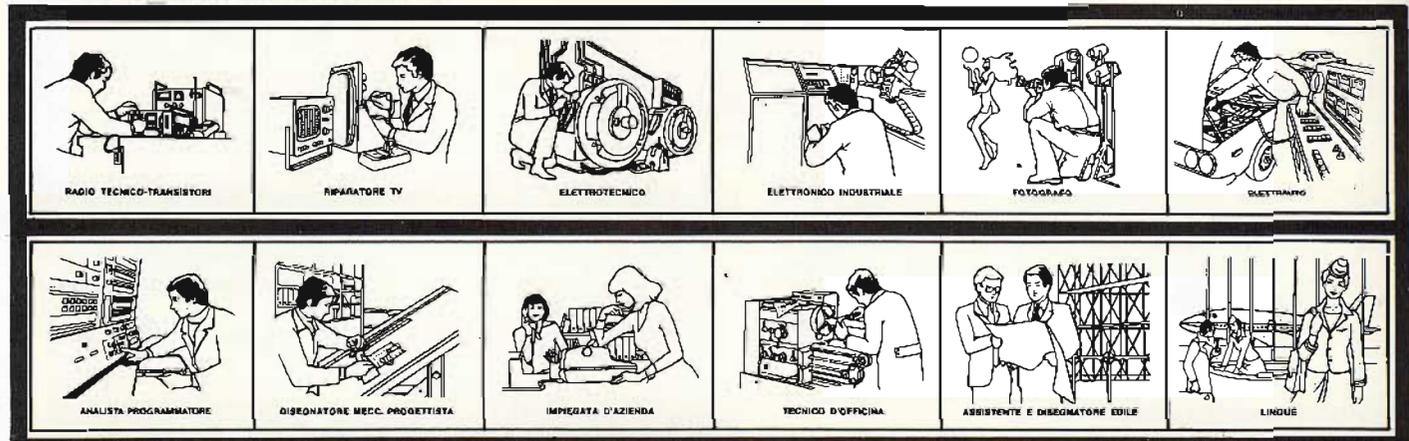
φ mm	Codice G.B.C.	Prezzo
0,5	LU/3290-01	L. 900
0,8	LU/3290-02	L. 800
1	LU/3290-03	L. 800
1,3	LU/3290-04	L. 700
1,5	LU/3290-05	L. 700

Foro φ mm	Codice G.B.C.	Prezzo
12,5	LU/3350-10	L. 4.200
15	LU/3350-12	L. 4.600
17,5	LU/3350-14	L. 4.900
20	LU/3350-16	L. 5.100
22,5	LU/3350-18	L. 5.600
25	LU/3350-20	L. 5.600
27,5	LU/3350-22	L. 5.600
30	LU/3350-24	L. 5.900
32,5	LU/3350-26	L. 6.400
35	LU/3350-28	L. 8.700
37,5	LU/3350-30	L. 7.600
40	LU/3350-32	L. 9.100
45	LU/3350-36	L. 9.700
50	LU/3350-40	L. 11.000
55	LU/3350-44	L. 14.500
60	LU/3350-48	L. 21.900

300'000 GIOVANI IN EUROPA SI SONO SPECIALIZZATI CON I NOSTRI CORSI

Certo, sono molti. Molti perchè il metodo della Scuola Radio Elettra è il più facile e comodo. Molti perchè la Scuola Radio Elettra è la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza.

Anche Voi potete specializzarvi ed aprirvi la strada verso un lavoro sicuro imparando una di queste professioni:



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra, la più grande Organizzazione di Studi per Corrispondenza in Europa, ve le insegna con i suoi

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTRONICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i labora-

tori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE. Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ad avere ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

SPERIMENTATORE: ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatele senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/296
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.

296

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

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE:

NOI ME:

COGNOME _____

PROFESSIONE _____

VIA _____

COMUNE _____

COD. POST. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA:

PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE



ALIMENTATORE "SPLITTATO"

a cura di G. COLLINA

Chi fa esperimenti di elettronica, non può fare a meno di un alimentatore in continua. Se adoperasse delle batterie di pile, tenendo conto del loro prezzo e del fatto che, chissà perché, sono subito scariche, abbandonerebbe ben presto il proprio hobby per esito eccessivo.

Stabilito ciò, vediamo quali caratteristiche dovrebbe avere un alimentatore per soddisfare le più svariate esigenze dello sperimentatore medio.

Innanzitutto deve avere la tensione in uscita regolabile entro un largo campo di misura, diciamo come massimo 30 Volt. E come minimo? Visto che a volte si utilizzano tensioni di 1,5 Volt, dovrebbe partire da questo valore. E se delle volte servisse una tensione inferiore? Ad esempio un diodo LED si può accendere con meno di 1 Volt. Allora l'ideale sarebbe poter iniziare la regolazione da 0 Volt o quasi. Poi, tenendo conto che l'assorbimento in corrente dei montaggi sperimentali in genere non arriva a mezzo ampère e raramente a 1 ampère, diciamo che come limite va bene 1 Amp.

Ancora, la tensione di uscita deve essere uguale a quella delle batterie, quindi con residuo di alternata minimo, e non deve variare applicando un carico in uscita. Perciò l'alimentatore dovrà essere stabilizzato.

Tutto questo per un alimentatore normale. Ma con l'uso sempre più frequente dei circuiti integrati come amplificatori operazionali che richiedono due tensioni di alimentazione, una positiva e una negativa, occorrerebbero due alimentatori oppure quello che vi descrivere-

mo più avanti.

Infatti, con un piccolo artificio, con questo alimentatore si hanno in uscita, quando servono, due tensioni distinte riferite a un comune, la cui somma, al massimo, può arrivare alla massima tensione di uscita, che noi avevamo stabilito in precedenza essere di 30 Volt. Ad esempio si potranno ottenere + 12 Volt e - 6 Volt (totale 18 Volt) per alimentare dei vecchi μ A702 oppure μ A709. + 15 e - 15 Volt per gli operazionali del tipo μ A741 e simili, oppure le tensioni necessarie ad alimentare circuiti integrati complessi del tipo MOS, come quelli per i frequenzimetri o i voltmetri digitali.

Tutto questo oltre alle solite tensioni singole come i 5 Volt per i TTL oppure i 9 Volt della radiolina, oppure ancora i 24 Volt di un circuito di allarme di un relé. Quan-

to sopra senza dover spendere un capitale, che in genere non alberga nelle tasche della maggior parte degli sperimentatori in elettronica.

L'alimentatore che vi presentiamo ha delle ottime caratteristiche. Tensione di uscita regolabile con continuità da 0,01 Volt a 30 Volt. Corrente di 1 Amp. fino a 25 Volt e di 0,8 Amp. a 30 Volt.

Regolazione migliore dello 0,05% per variazioni della tensione di rete del più o meno 10%. Ripple: con uscita 24 V - 1A pari a 10 mV \pm 0,7%. Con uscita 228 V 0,95 A pari a 30 mV \pm 0,7% possibilità di ottenere contemporaneamente tensioni positive e negative con 0,5 A per ramo, bilanciate, con tensioni di più 10 V e meno 10 V sempre bilanciate. Correnti di 0,2 A per ramo, con tensioni non bilanciate, la cui somma non superi 30 V.



Prototipo dell'alimentatore splittato a realizzazione ultimata.

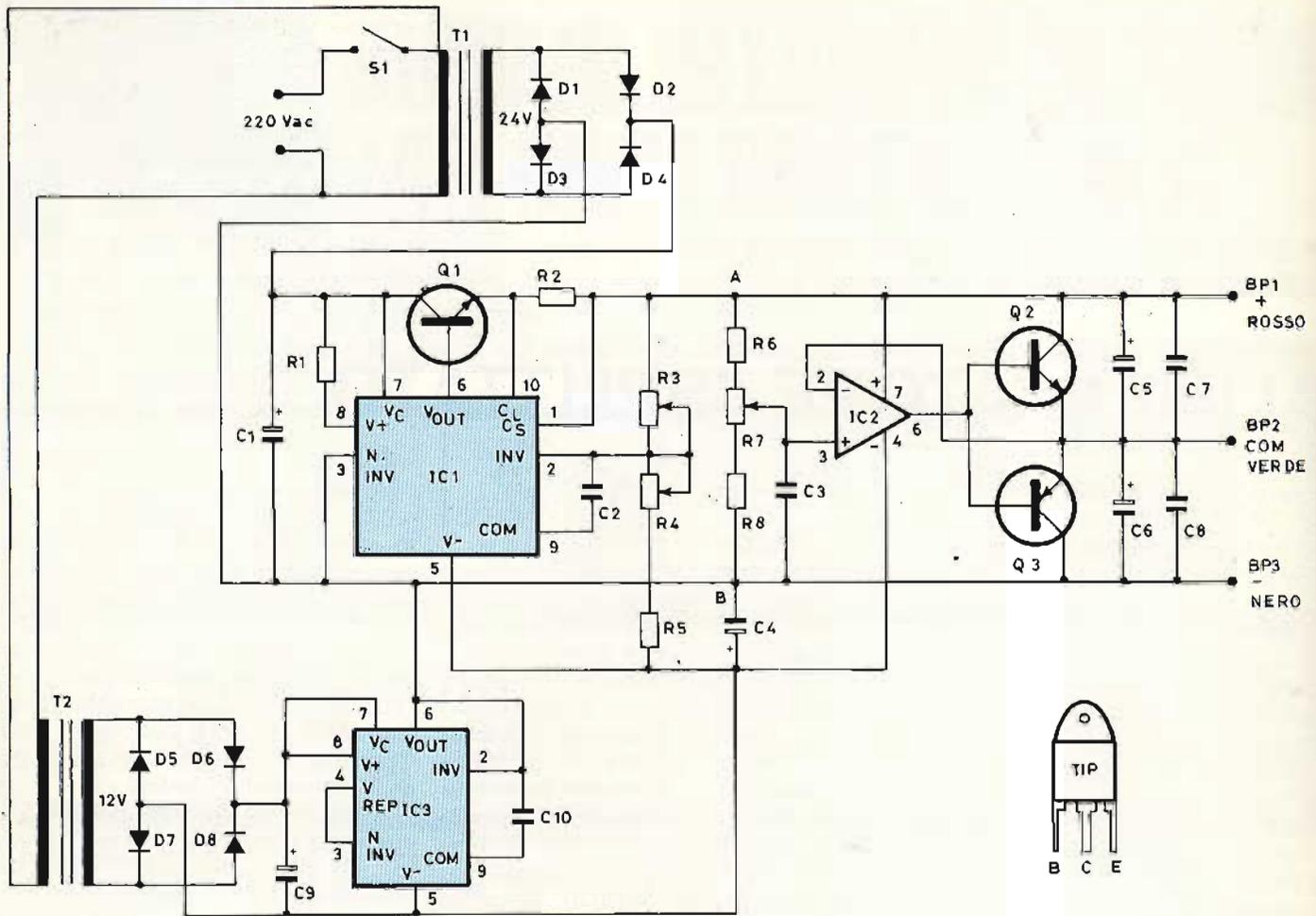


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore splittato.

Regolazione della tensione di uscita del ramo positivo dal 10% all'85% del totale. Del ramo negativo dal 15% al 95% del totale.

Da notare poi che l'alimentatore in questione può subire alcune modifiche, come aumento della corrente d'uscita e aggiunta di un reset manuale per il ripristino della tensione dopo un corto circuito, che lo rendono ancora più interessanti. Comunque è già protetto contro i corti circuiti o un aumento della corrente assorbita, con un circuito automatico che, incorporato nei circuiti integrati usati, limita o annulla la tensione di uscita e ripristina detta tensione automaticamente, una volta eliminata la causa dell'inconveniente.

Vediamo ora lo schema elettrico. Si nota subito che è composto di tre circuiti integrati, molto economici e reperibilissimi, e di tre transistori in custodia plastica, altrettanto economici e reperibili.

Tutto il circuito necessita di due alimentazioni distinte che noi abbiamo ottenuto usando due trasformatori al posto di uno solo in quanto più facili da trovare in commercio.

Il regolatore vero e proprio è stato fatto adoperando un μA 723 e

per far partire la regolazione da zero V è stato necessario utilizzare una tensione negativa, rispetto al negativo dell'alimentazione principale. In pratica una tensione di riferimento di 12 V negativi applicati all'ingresso invertente dell'amplificatore di riferimento incorpo-

ELENCO COMPONENTI FIG. 1

T1	= Trasformatore primario 220 V secondario 24 V - 2 A	IC1-IC3	= μA 723
T2	= Trasformatore primario 220 V secondario 12 V - 0,5 A	IC2	= μA 741
C1	= 1000 μF - 50 V elettr.	Q1-Q2	= TIP 33
C3-C7-C8	= 0,1 μF poliester.	Q3	= TIP 34
C2-C10	= 470 pF ceramico	R1-R5-R8	= 1000 Ω , 1/2 W, 5%
C4	= 10 μF - 15 V elettr.	R2	= 0,56 Ω , 5 W, filo
C5-C6-C9	= 500 μF - 25 V elettr.	R3-R7	= 10 k Ω potenz. lin.
D1-4	= Ponte radd. 100 V - 3 A	R4	= 2200 Ω trimmer
D5-8	= Ponte radd. 100 V - 1 A	R6	= 2200 Ω , 1/2 W, 5%
		S1	= Interruttore rete
		BP1-BP2-BP3	= Boccole da pannello rossa - verde - nera rispettivamente

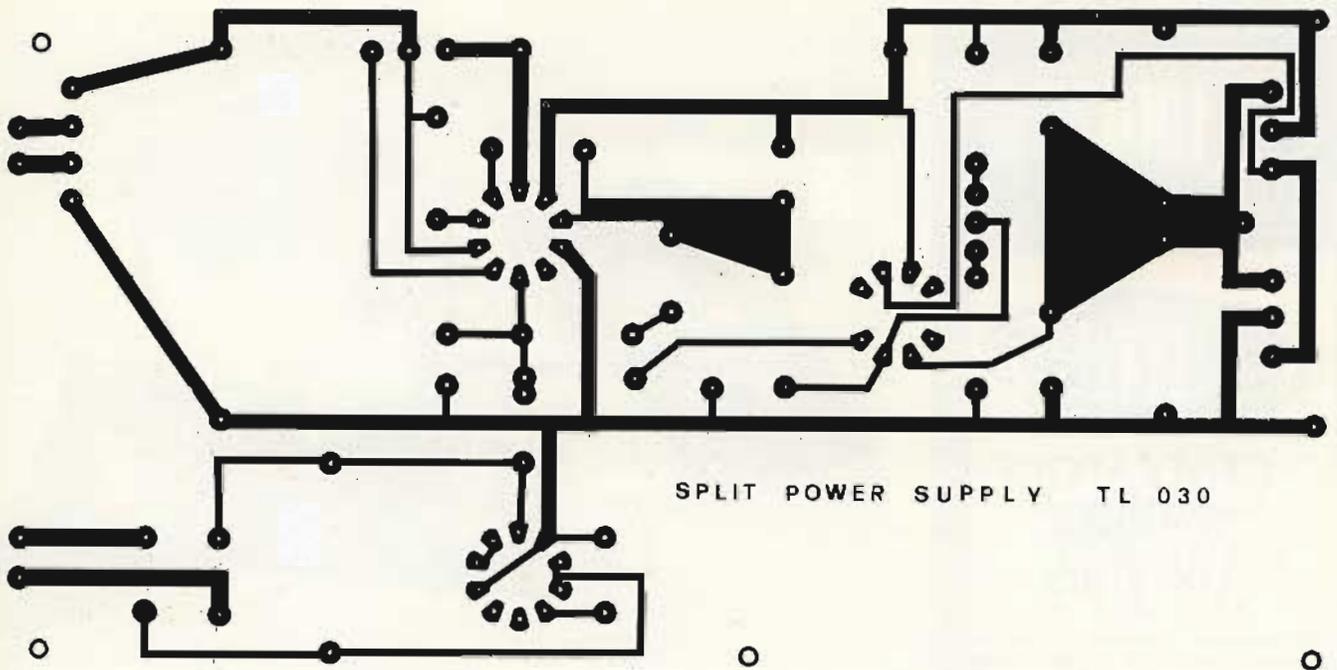


Fig. 2 - Basetta stampata dell'alimentatore splittato.

rato nel μA 723.

Per ottenere questa tensione negativa, di valore fisso, si è adottato un altro μA 723. Un semplice Zener non avrebbe dato sufficienti garanzie sulla stabilità di questa tensione negativa.

A questo punto è stato sufficiente aggiungere un transistor di potenza, NPN, del tipo TIP 33 e la resistenza limitatrice della corrente per l'integrato, per ottenere un alimentatore stabilizzato dalle ottime caratteristiche già così come si

presentava. Infatti, montato il tutto e regolato R4, trimmer che regola la massima tensione di uscita in 30 V, è bastato ruotare il potenziometro R3 per constatare l'escursione della tensione da 0 V a 30 V, e fare qualche prova sotto carico, per accertarsi della qualità del progetto.

Ma così com'era non risultava ancora soddisfacente. Infatti la tensione in uscita era unica.

Allora ci siamo ricordati degli amplificatori operazionali con un

aggiunto stadio di potenza in uscita.

Ne è venuto fuori lo schema che si vede in fig. 1.

Vediamo di spiegare con parole semplici il funzionamento di questo marchingegno.

Un amplificatore operazionale, alimentato con una tensione positiva e una tensione negativa, entrambe riferite a un comune, ha questa particolarità: se applichiamo all'ingresso non invertente una tensione positiva, all'uscita ritroveremo que-

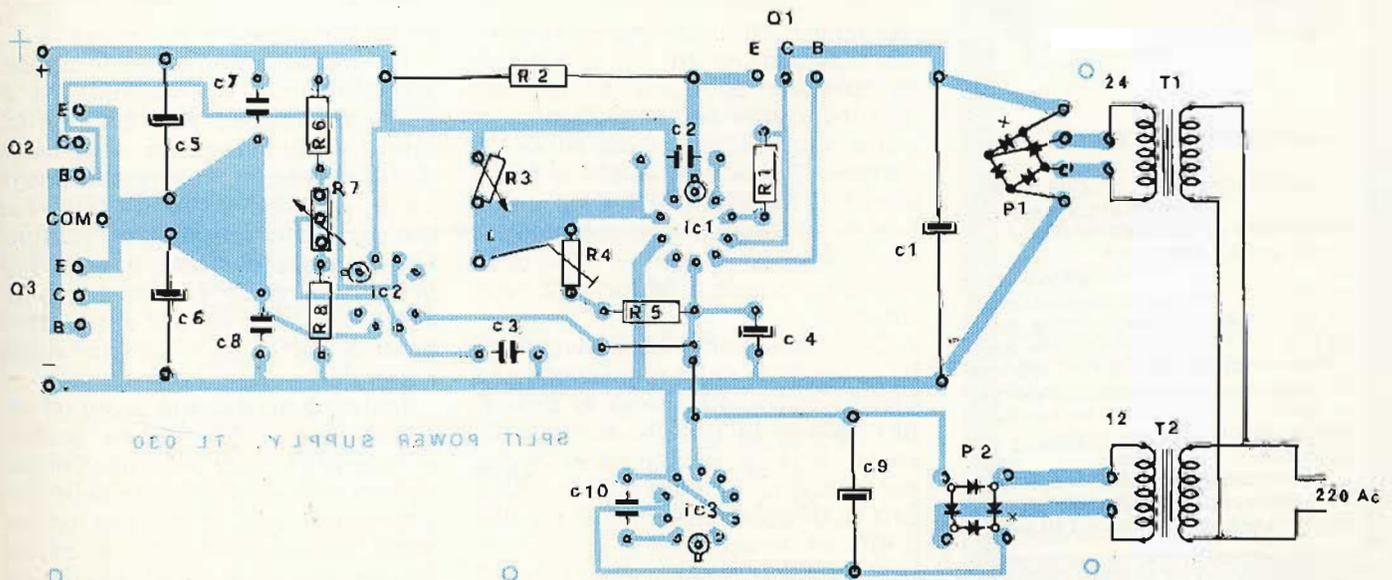


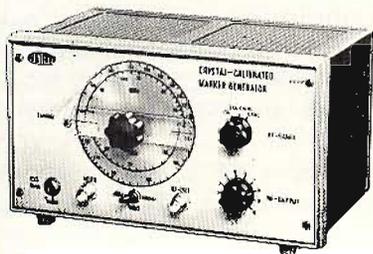
Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla basetta di fig. 2.

UK470S



GENERATORE "MARKER" UK 470/S

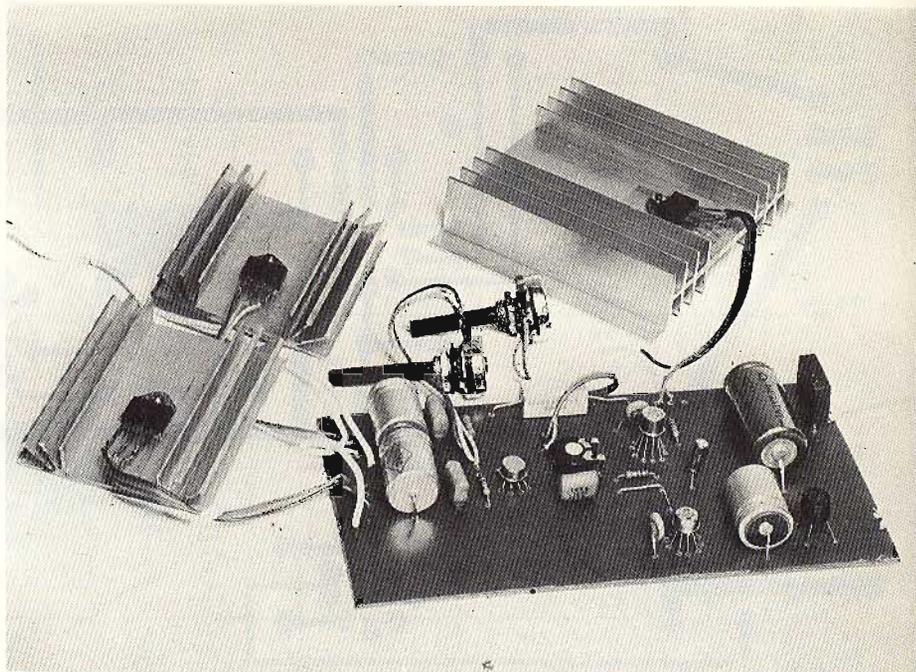
Per eseguire la messa a punto e le diverse operazioni di allineamento della sezione di alta e media frequenza di un ricevitore televisivo o di un ricevitore radio funzionante a modulazione di frequenza, è necessario disporre di un generatore di segnali la cui frequenza di funzionamento non sia costante, nel senso che il suo valore deve variare entro limiti prestabiliti, per esplorare ritmicamente l'intera gamma di frequenza che costituisce la banda passante. Per questo motivo, si ricorre all'impiego dei cosiddetti generatori "Sweep", come ad esempio il modello AMTRON UK 450/S.



CARATTERISTICHE TECNICHE:

Alimentazione: pila da 9 V
o alimentatore esterno
Frequenza di funzionamento:
da 27,5 ÷ 47 MHz sulla
fondamentale
da 55 ÷ 94 MHz sulla second. arm.
da 84 ÷ 140 MHz sulla terza arm.
da 140 ÷ 235 MHz sulla quinta arm.
Tensione di uscita a R.F.: 100 mV
Modulazione di ampiezza: interna,
(a 1000 Hz) esterna con un segnale
video all'apposito raccordo.
Calibratore a cristallo:
frequenza di uscita: 5,5 MHz
Con tensione in uscita di 100 mV.
Dimensioni: 235 x 140 x 165

UK470/S - in Kit L. 42.000



Prototipo a realizzazione ultimata dell'alimentatore splittato da 1 A.

sta tensione più o meno amplificata. Se invece applichiamo sempre all'ingresso non invertente una tensione negativa, all'uscita troveremo una tensione negativa. Infine, se all'ingresso suddetto non applichiamo nessuna tensione, all'uscita, se l'alimentazione è bilanciata, non troveremo, ovviamente, nessuna tensione, ovvero tensione zero.

In questo progetto abbiamo applicato questo principio di funzionamento, adattandolo ovviamente alle nostre esigenze.

Infatti, poniamo di avere all'uscita dell'alimentatore di prima 10 V, e li applichiamo ai punti «A» e «B» del nostro circuito. Ora se regoliamo il potenziometro R7, che regola la tensione applicata all'ingresso non invertente nell'amplificatore operativo, circa a metà corsa, otterremo 5 V ai capi di BP1 e BP2 e altri 5 V tra BP2 e BP3. Cioè un totale di 10 V, quelli che abbiamo tra «A» e «B».

In altre parole al punto BP2 avremo 0 V.

Ora, se azioniamo nuovamente R7, a seconda della regolazione che effettueremo, otterremo ai capi di BP1, BP2 e BP3, delle tensioni diverse, cioè la possibilità di avere, per esempio, 7 V tra BP1 e BP2 e BP3, e di conseguenza 3 V tra BP2 e BP3.

E' chiaro che per poter utilizzare queste tensioni con un carico è necessario che sia disponibile una

certa corrente. A questo scopo abbiamo utilizzato due transistori un NPN e un PNP, in serie tra loro, con collegamento a simmetria complementare.

In effetti si comportano come dei regolatori paralleli che vengono pilotati in base all'uscita dell'amplificatore operativo.

Il complesso costituito dall'integrato μA 741 e dai due transistori TIP 33 e TIP 34 in definitiva è un amplificatore operativo di potenza. Abbiamo quindi ottenuto lo scopo che ci eravamo prefissi: quello di poter utilizzare due tensioni distinte riferite a un comune, quando se ne presenta la necessità.

C'è da fare una considerazione. L'amplificatore operativo ha una alimentazione non simmetrica. Infatti, l'alimentazione negativa è di 12 V fissi, mentre quella positiva è variabile da 0 a 30 V. Per questo motivo le uscite splittate non possono arrivare a zero V e inoltre hanno un campo di regolazione uno diverso dall'altro, come è stato detto nelle caratteristiche generali.

Inoltre è necessario usare un circuito integrato di ottima qualità, in quanto tra tutti, è l'unico componente che lavora al limite delle proprie prestazioni, e con una tensione di alimentazione che al massimo arriva a 42 V totali. Meglio sarebbe usare uno scelto tra i seguenti tipi: LM 2020A, LM 207, me-

UK823



ALLARME PER AUTO UK 823

Consente la protezione di un veicolo parcheggiato, con estensione agli accessori. L'intervento dell'avvisatore è predisposto con un opportuno ritardo in modo da permettere di installare l'interruttore di attivazione all'interno della vettura. Nel caso che vengano ripristinate le condizioni iniziali l'avvisatore cessa automaticamente di suonare dopo circa un minuto, lasciando l'antifurto nuovamente pronto. È sicuro, di facile installazione ed occultamento.

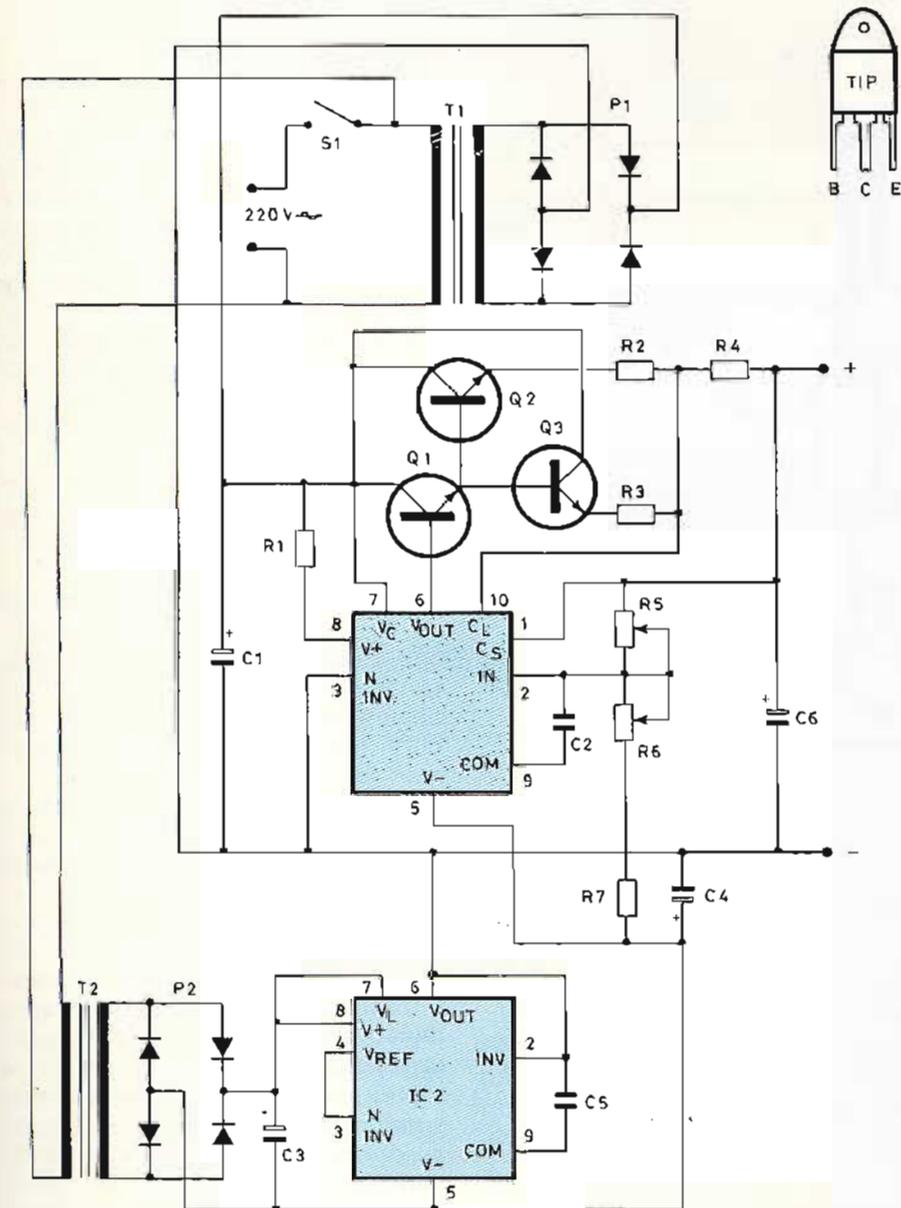


Fig. 4 - Schema elettrico relativo all'alimentatore da 2 A.

ELENCO COMPONENTI FIG. 4

T1	= Trasformatore primario 220 V secondario 24 V - 3 A	P2	= Ponte radd. 100 V - 0,5 A
T2	= Trasformatore primario 220 V secondario 12 V - 0,5 A	IC1-IC2	= μ A 723
C1	= 2000 μ F - 50 V elettr.	Q1-Q2-Q3	= TIP 33A
C2-C5	= 470 pF ceramico	R1	= 1000 Ω , 1/2 W, 5%
C3	= 500 μ F - 25 V elettr.	R2-R3	= 0,1 Ω , 5 W, filo
C4	= 10 μ F - 15 V elettr.	R4	= 0,22 Ω , 5 W, filo
C6	= 1000 μ F - 50 V elettr.	R5	= 10 k Ω potenz. lin.
P1	= Ponte radd. 100 V - 3 A	R6	= 2200 Ω trimmer
		R7	= 2200 Ω , 1/2 W, 5%

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Alimentazione:	12 Vc.c.
Consumo a riposo:	~ 14 mA
Consumo in pre-allarme:	~ 17 mA
Consumo in allarme:	~ 240 mA
Tempo di predisposizione:	10 \div 15"
Tempo di intervento:	8 \div 10"
Tempo di eccitazione:	40 \div 60"
Corrente max di commutazione:	8 A
Dimensioni:	120 x 40 x 55 mm

UK 823 - in Kit L. 13.900

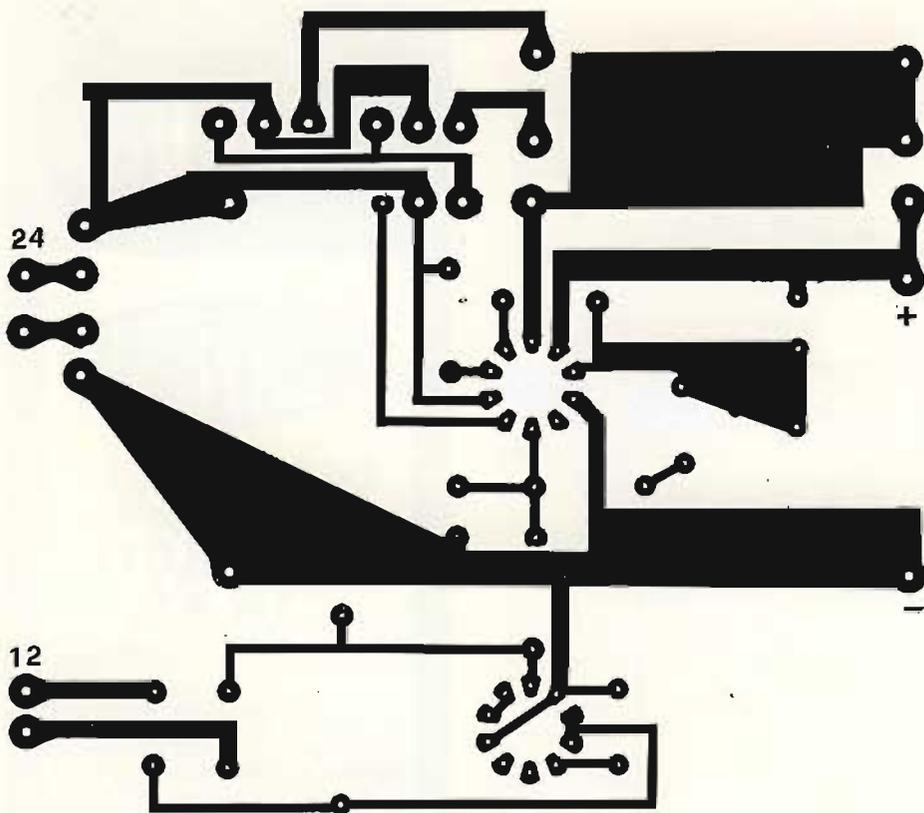


Fig. 5 - Basetta stampata lato rame (scala 1 : 1) dell'alimentatore da 2 A.

glio ancora LM 343. Certo che il prezzo di acquisto è più elevato, ma si ha la certezza che almeno non si brucia per un eccesso della tensione di alimentazione.

Ancora una piccola nota: il μA 741 e i due transistori finali, così come è collegato il tutto, formano un circuito particolare di quello

spiegato in precedenza. Questa particolare configurazione circuitale in inglese viene chiamata «Voltage follower» che tradotto in italiano vuol dire «Inseguitore di tensione». Il guadagno di questo circuito è circa uguale a uno, ed è stato usato per non avere difetti o accidenti strani nel funzionamento genera-

le dell'alimentatore. Provate a pensare a cosa succederebbe se il guadagno di questo stadio fosse superiore ad uno! Dovrebbe, amplificando, creare o generare una tensione che, in definitiva, non esiste. Infatti se l'alimentatore eroga 10 V, in uscita, ammesso che detto stadio avesse un guadagno in tensione, non esiste. Infatti se l'alimentatore eroga 10 V, in uscita, ammesso che detto stadio avesse un guadagno in tensione, non potrebbe comunque tirarne fuori 11 oppure 15. Ed ecco spiegato il perché dell'uso di questo particolare circuito.

Vediamo ora il montaggio dell'alimentatore.

In fig. 2 è dato il disegno del circuito stampato, mentre in fig. 3 si può vedere la disposizione dei componenti.

E' tutto molto facile da montare. Basta non commettere errori, come inserire con polarità sbagliata un condensatore elettrolitico, oppure sbagliarsi a inserire i circuiti integrati o scambiare i terminali dei transistori.

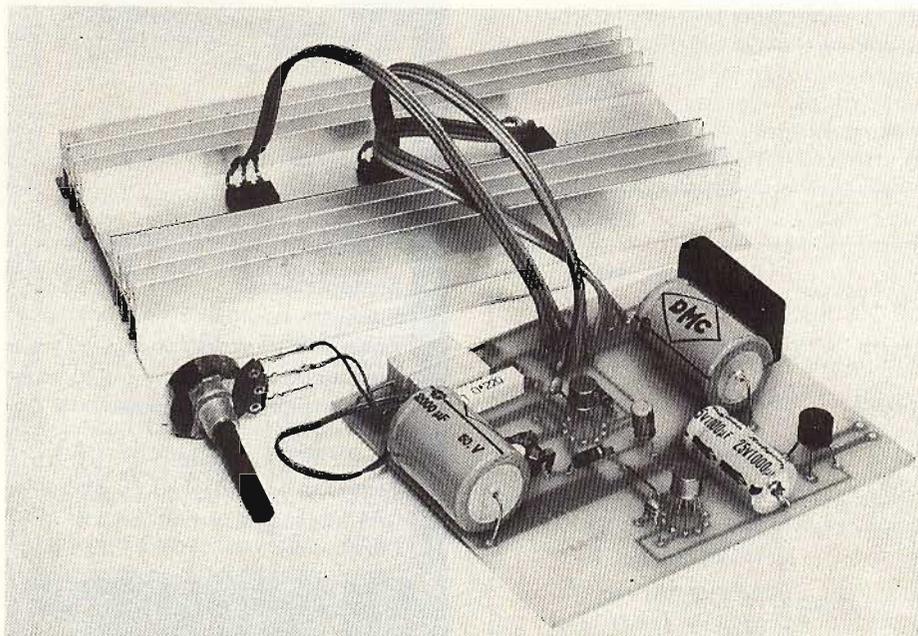
Questi ultimi vanno montati o su tre dissipatori diversi, di cui il primo, quello di Q1, più grande e che possa dissipare almeno $40 \div 50$ W, mentre gli altri due debbono dissipare la metà; oppure su un unico dissipatore e in questo caso i transistori vanno accuratamente isolati con le solite piastrine di mica e rondelle isolanti.

Nel caso si adoperino tre dissipatori e si voglia montare il tutto su di un telaio metallico, è necessario isolare detti dissipatori fra di loro oppure utilizzare le piastrine di mica come se si trattasse di un dissipatore unico.

Dalle fotografie si può avere una idea del montaggio dei transistori.

Ad ogni modo ognuno può fare come meglio crede in quanto non si verificano inconvenienti anche adottando un montaggio non proprio miniaturizzato. Non è necessario allungarsi oltre e passiamo quindi alla taratura!

Rapidissima: colleghiamo un normale tester con il puntale positivo a BPL e con il puntale negativo a BP3. Regoliamo R3 per ottenere la massima uscita in tensione dello alimentatore, quindi regoliamo il trimmer R4 per ottenere i 30 Volt stabiliti. Se non sono stati commessi errori e i componenti usati sono buoni, per l'operazione di ta-



Vista dell'alimentatore da 2 A.

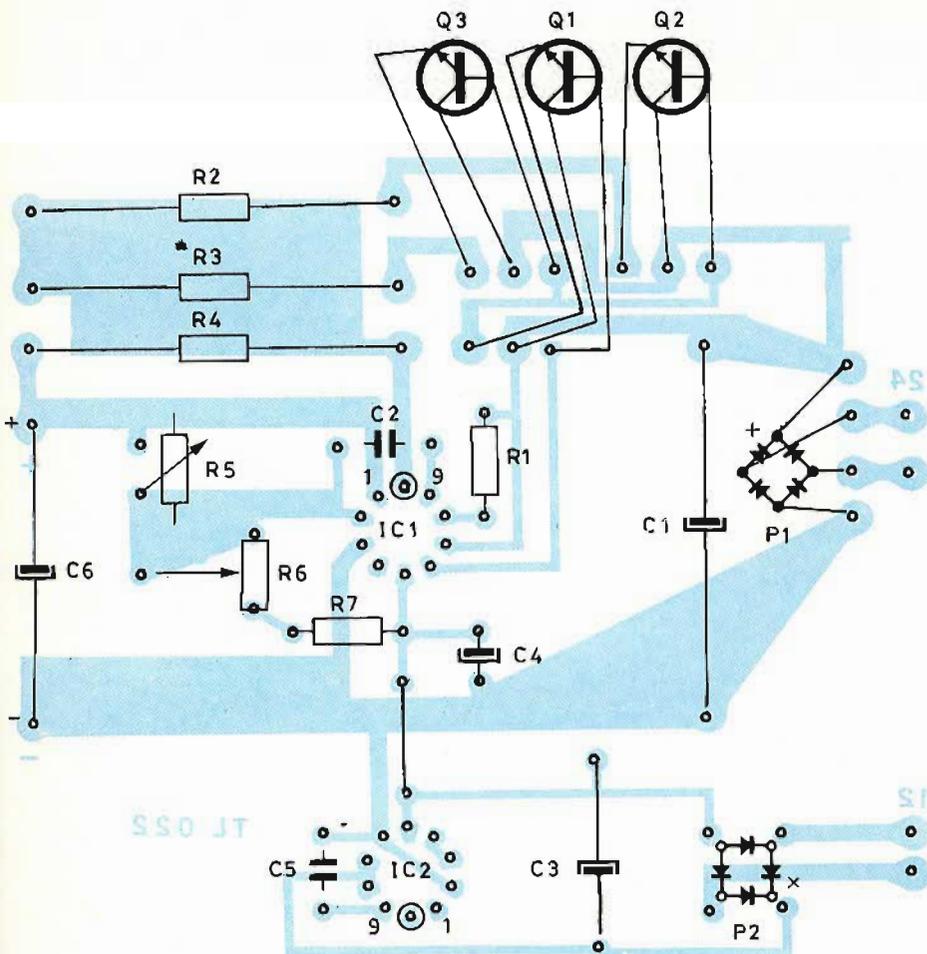


Fig. 6 - Montaggio dei componenti sulla basetta di fig. 5.

ratura servono pochi secondi.

Fatto questo eseguiremo il collaudo. Prendiamo una resistenza da 20 Ohm 20 Watt a filo. Mantenendo i puntali del tester tra BP1 e BP3, regoliamo R3 per ottenere 20 Volt. A questo punto applichiamo la resistenza alle bocche di uscita. Non si noterà nessun calo di tensione.

Spostiamo ora il puntale negativo del tester da BP3 a BP2 e regoliamo R7 per ottenere 10 Volt. Portando il puntale positivo del tester da BP1 a BP2 e il puntale negativo da BP2 a BP3, dobbiamo trovare sempre 10 Volt. Con questo abbiamo controllato che anche lo «Split» funziona.

Ora, sempre con i 10 Volt in uscita tra BP1 e BP2 e altri 10 Volt tra BP2 e BP3, applichiamo la nostra resistenza da 20 Ω assieme ad un'altra uguale alle bocche di uscita. Una resistenza tra BP1 e BP2 e l'altra tra BP2 e BP3. Anche in questo caso la tensione non deve diminuire.

E con questo abbiamo finito.

Per chi volesse un alimentatore, non splittato, ma che eroghi 2 Amp. invece di uno solo, deve sostituire Q1 con un complesso di tre transistori e ottenere lo schema di fig. 4. Come si può vedere è stata sostituita anche la R2 che ora si chiama R4. Con questo schema si possono ottenere in uscita 25 Volt 2 Amp e 30 Volt con 1,5 Amp. senza che cambino le altre caratteristiche.

In fig. 5 è dato il disegno del circuito stampato per questa modifica e in fig. 6 la disposizione dei componenti.

Si potrebbe aggiungere, come detto all'inizio, un reset manuale per i corto circuiti e anche un potenziometro per la regolazione della corrente di uscita, oltre, ovviamente, a un voltmetro e un amperometro.

Preferiamo non dare gli schemi e lasciare un po' di divertimento agli sperimentatori di buona volontà. (Se proprio non ci riuscite, chiedete e sarete accontentati con un supplemento di articolo).

UK562

AMTRON

PROVA
TRANSISTORI
RAPIDO
UK 562

Un apparecchio pratico, di facile uso, leggero e facilmente portatile. Misura il beta dei transistori NPN e PNP, e fornisce una chiara indicazione della funzionalità di transistori e diodi pur senza necessitare di complicate procedure di misura o di calcoli. Indispensabile nella borsa e nel laboratorio del tecnico dello studioso e del dilettante. Una funzionale zoccolatura ed un sistema di prese garantisce la comoda effettuazione della misura nelle più varie condizioni pratiche.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: Batteria piatta da 4,5 V
Dato fornito: Beta
Possibilità di misura Transistori NPN e correnti di base PnP, diodi 10 e 100 μA
Dimensioni: 85 x 145 x 55

UK562 - in Kit L. 24.800

OCCASIONI DEL MESE

Offriamo fino a esaurimento scorta di magazzino il seguente materiale nuovo, imballato e grantito proveniente da fallimento - obsolete - eccedenze.

NON E' MERCE RECUPERATA

codice	MATERIALE	costo listino	ns/off.
A101	INVERTER CC/CA « Geloso » Trasforma 12 V in cc della batteria in 220 V alternata 50 Hz sinusoidali. Portata fino a 65 W con onda corretta fino a 100 con distorsione del 7%. Indispensabile per laboratori, campeggio, roulotte, luci di emergenza ecc. SEVERAMENTE VIETATI PER LA PESCA	68.000	28.000
A102	INVERTER come sopra ma da 180/200 W	138.000	55.000
A103	Idem come sopra ma 24 V entrata 250 W uscita	170.000	60.000
A104	ASCOLTA NASTRI miniaturizzato (mm 120 x 60 x 40) adatto per nastri piccoli Philips completo di ogni parte, testina, motore, amplificatore, altoparlante, ecc.	15.000	3.000
A104/6	MECCANICHE « Castelli » per nastri cassette, tipo semiprofessionale a trazione diretta. Sei tasti, automatica, regolazione elettronica, completa di moblietto plastica e custodia pelle. Tipo mono.	32.000	14.500
A104/7	MECCANICA « Castelli » come sopra ma stereo.	38.000	18.500
A105	Cassetta « Geloso » con due altoparlanti 8+8 W di alta qualità. Esecuzione elegantissima in materiale antirullo grigio e bianco. Ideale per impianti stereo in auto, compatti, piccoli amplificatori. Dimensioni mm 320 x 80 x 80.	14.000	5.000
A106	RADIO in AM formato sopramobile. Alimentazione in alternata, elegantissimo mobile a due colori, ampia scala parlante, 3 W uscita. Dimensioni mm 250 x 120 x 70.	35.000	6.000
A106/1	NASTRI per registratore HF bobina Ø 120	10.000	2.000
A106/2	NASTRI per registratore HF bobina Ø 150	15.000	3.500
A106/3	NASTRI per registratore HF bobina Ø		
A106/4	NASTRI per registratore HF bobina Ø		
A109	MICROAMPEROMETRO (mm 40 x 40) serie moderna trasparente, 250 µA. Tre scale colorate su fondo nero con tra portata in 8-meter, VU-meter, Voltmetro 12 V	7.000	3.000
A109/2	MICROAMPEROMETRO « Philips » orizz. 100 µA (mm 15 x 7)	3.500	1.000
A109/3	MICROAMPEROMETRO « Philips » orizz. 100 µA (mm 20 x 10)	3.500	1.000
A109/4	MICROAMPEROMETRO « Geloso » verticale 100 µA (25 x 22)	5.000	2.000
A109/5	VOLTMETRO da 15 oppure 30 V (specificare) (mm 50 x 45)	6.000	3.000
A109/6	AMPEROMETRO da 3 oppure 5 A (specificare) (mm 50 x 45)	6.000	3.000
A109/8	MICROAMPEROMETRO DOPPIO orizzontale con due zeri centrali per stereofonici 2 volte -1- 100-0-100 microamper	10.000	3.000
A109/9	VUMETER DOPPIO serie Cristal mm 80 x 40	12.000	4.500
A109/10	VUMETER GIGANTE serie Cristal con illuminazione mm 70 x 70	17.000	8.500
A109/11	VOLTMETRO serie trasparente 50 x 50 mm classe 0,1 produzione giapponese. Specificare portata da 15 - 30 - 50 - 100 V	9.000	4.500
A109/12	AMPEROMETRO della stessa serie specificare portata 3 oppure 5 A	9.000	4.500
A109/15	MILLIAMPEROMETRO come sopra tipo gigante (mm 70 x 70) specificare portata 5 o 10 mA	24.000	7.000
A109/20	SMITER come sopra (mm 50 x 50) fondo scala 200 microamper	12.000	5.000
A109/21	SMITER come sopra fondo scala 100 microamper	15.000	6.000
A109/22	VOLTMETRO serie trasparente da 15 o 30 V. Alta classe dim. mm 50x50 prod. giapponese. Classe 0,1	9.000	4.000
A109/23	AMPEROMETRO come sopra da 3 o da 5 A (specificare)	9.000	4.000
A110	PIATTINA multicolore 9 capi x 035 al metro	1.300	400
A112	PIATTINA multicolore 3 capi x 050 al metro	500	100
A114	CAVO SCHERMATO doppio (per microf. ecc.) al mt	600	200
A116	VENTOLE raffreddamento profess. Pabst 220 V (mm 90 x 90 x 25)	21.000	8.000
A116/1	VENTOLE come sopra grandi (mm 120 x 120 x 40)	32.000	12.000
A116/2	VENTOLE come sopra ma 110 V (mm 120 x 120 x 40)	32.000	8.000
A116/3	VENTOLE DI GRANDE POTENZA miniaturizzate mm 80 x 80 x 38 ultrasilenziose 220 V	47.000	13.500
A116/A	VENTOLE come sopra ma a 115 V corredate di riduttore per il 220 V	10.000	10.000
A120	SIRENE elettriche potentissime per antifurto, tipo pompieri, motore a 12 V 4 A	30.000	13.000
C15	100 CONDENSATORI CERAMICI (da 2 pF a 0,5 MF)	8.000	1.500
C16	100 CONDENSATORI POLIESTERI e MYLARD (da 100 pF a 0,5 MF)	12.000	3.000
C17	20 CONDENSATORI POLICARBONATO (ideali per cross-over, temporizzatori, strumentazione. Valori 0,1 - 0,2 - 0,3 - 0,5 - 1 - 2 - 3 - 4 MF)	15.000	4.000
C18	50 CONDENSATORI ELETTROLITICI da 2-3000 MF grande assortimento assiali e verticali	20.000	5.000
C19	ASSORTIMENTO COMPENSATORI CERAMICI venticinque pezzi rotondi, rettangolari, barattolo, passanti ecc. normali e miniaturizzati. Valori da 0,5/5 fino a 10/300 pF	10.000	4.000
C20	ASSORTIMENTO 30 condensatori tantino a goccia da 0,1 a 300 MF. Tensioni da 6 a 30 V	12.000	4.500
D/1	CONFEZIONE « Geloso » 50 metri piattina 2 x 050 + 100 chiodini acciaio, isolatori, coppia spinette (adatte per interi)	5.000	1.500
D/2	CONFEZIONE come sopra, ma con quadripiattina 4 x 050 chiodini ecc. e inoltre spinette multiple	10.000	2.500
E/1	CONFEZIONE 30 fusibili da 0,1 a 4 A	3.000	1.000
L/1	ANTENNA STILO cannocchiale lungh. mm min. 160 max 870	1.500	500
L/2	ANTENNA STILO cannocchiale e snodata mm min 200 max 1000	2.000	700
L/3	ANTENNA STILO cannocchiale e snodata mm min 215 max 1100	2.000	700
L/4	ANTENNA STILO cannocchiale e snodata mm min 225 max 1205	3.000	1.000
L/5	ANTENNA DOPPIO STILO snodata mm min 190 max 800	3.500	1.100
M/1	ASSORTIMENTO 20 medie frequenze miniat. (10 x 10 mm) per 455 KHz (tutti i colori. Specificare)	10.000	3.000
M/2	ASSORTIMENTO 20 medie freq. ma da 10,7 MHz	10.000	3.000
M/3	FILTRI CERAMICI « Murata » da 10,7 MHz	1.500	700
P/1	COPIA TESTINE « Philips » regist/ e canc/ per cassette 7	5.000	2.000
P/2	COPIA TESTINE « Less » reg/ e canc/ per nastro	10.000	2.500
P/3	TESTINA STEREO « Philips » o a richiesta tipo per appar. giapponesi	9.000	4.500
P/4	TESTINA STEREO « Telefunken » per nastro	12.000	2.000
P/5	COPIA TESTINE per reverber o eco	10.000	3.000

PER CHI VUOLE VEDERE IMMEDIATAMENTE LE TV ESTERE E LE TV COMMERCIALI

<p>ANTENNA AMPLIFICATA « FEDERAL-CEI » per la V banda. Si inserisce direttamente all'ingresso antenna del televisore. Alimentazione 220 V. Dimensioni ridottissime (mm 90 x 60 x 50) esecuzione elegante. Eliminati gli antiestetici baffi (non servono a nulla nella quinta banda) e adottato il sistema della sonda-spira. Monta i famosi transistori BTH85 ad altissima amplificazione fino a 2 GHz con rumore di fondo nullo, con incorporati i filtri per eliminazione banda laterali disturbanti, e con possibilità di miscelazioni con altre antenne semplici o centralizzate.</p>	32.000 20.000
<p>AMPLIFICATORE QUINTA BANDA da 27 dB con miscelatore incorporato delle altre bande. Completo di filtri per evitare interferenze dalle bande adiacenti. Corredato di scatola stagna e staffe per eventuale applicazione a palo. Alimentazione 12 V. Monta tre transistori BTH85 e può servire per molti televisori contemporaneamente.</p>	26.000 16.000

SI CERCANO PER QUESTI PRODOTTI VENDITORI DI ZONA

OFFERTA TRANSISTORS E INTEGRATI GIAPPONESI

A496-Y	L. 2.000	2SC710	L. 500	2SC1307	L. 6.500	A4030	L. 3.400	TA7202P	L. 7.000
C1096	L. 2.500	2SC712	L. 500	2SD234	L. 1.500	AN214Q	L. 8.000	TA7204P	L. 5.000
C1098	L. 2.500	2SC1017	L. 3.000	2SD235	L. 2.000	HA1339	L. 8.000	TA7205P	L. 6.500
D44H8	L. 2.000	2SC1117	L. 14.000	2SK19	L. 1.000	MPC4010	L. 2.500	µPC1001H	L. 4.500
2SC620	L. 500	2SC1239	L. 4.500	2SK30	L. 1.000	MPC8020	L. 2.000	µPC1020H	L. 4.500
2SC634	L. 2.000	2SC1306	L. 3.000	575C2	L. 4.000	TA7201P	L. 7.000	µPC1025H	L. 4.500

OFFERTA TRANSISTOR TRASMISSIONE O UHF

2N3053	L. 800	2N3440	L. 1.000	2N5160	L. 1.000	BFW30	L. 1.000	PT8811	L. 10.000
2N3135	L. 800	2N3856	L. 1.000	2N5320	L. 500	BFW22	L. 1.000	40290	L. 2.000
2N3300	L. 500	2N4429	L. 6.000	BFV16	L. 1.000	BFY90	L. 1.000	8D111	L. 1.500
2N3375	L. 4.000	2N4430	L. 7.000	BFV17	L. 1.000	PT4532	L. 15.000		

DIODI MIXER 10 GHz L. 8.000 VARACTOR 22 GHz 10 W L. 3.000 VARACTOR 22 GHz 20 W L. 6.000

Vi presentiamo la nuova serie di spray della « Superseven », peso 6 once, corredate di tubetto flessibile. Prezzo per singolo barattolo L. 1.500.

Grande offerta: la serie completa di sei pezzi a L. 7.500.

S1 Pulizia contatti e potenziometri con protezione silicone. S2 Pulizia potenziometri e contatti ossidante. S3 Isolante trasparente per alte tensioni e frequenze.	S4 Sbloccante per viti serrature ingranaggi arrugginiti. S5 Lubrificante al silicone per meccanismi, orologi, registratori, ecc. S6 Antistatico per protezione dischi, tubi catodici ecc.
--	---

Si eseguono le spedizioni dietro pagamento anticipato con vaglia o assegno.

Data il costo delle spese e degli imballi, unire alla cifra totale L. 2.500 per spedizione per ogni ordine fino a L. 20.000 o L. 4.000 fino a L. 40.000 o L. 5.000 fino a L. 100.000.

NON SI EFFETTUANO ASSOLUTAMENTE spedizioni inferiori alla L. 5.000 e senza acconto. **ATTENZIONE**

Scrivere a: « LA SEMICONDUITORI » - via Bocconi, 9 - MILANO - Tel. (02) 599440

codice	MATERIALE	costo listino	ns/off.
O/1	INTEGRATO per giochi televisivi AY3/8500 a sole		
R80	ASSORTIMENTO 25 POTENZIOMETRI, semplici, doppi con e senza interruttore. Valori compresi tra 500 Ω e 1 MΩ	18.000	5.000
R80/1	ASSORTIMENTO 15 potenziometri a filo miniaturizzati da 5 W, valori assortiti	20.000	4.000
R81	ASSORTIMENTO 50 TRIMMER normali, miniaturizzati, piatti da telaio e da circuito stampato. Valori da 100Ω a 1 MΩ	10.000	3.000
R82	ASSORTIMENTO 35 RESISTENZE a filo ceramico, tipo quadrato da 2-5-7-10-15-20 W. Valori da 0,3 Ω fino a 20 kΩ	15.000	5.000
R83	ASSORTIMENTO 300 RESISTENZE 0,2 - 0,5 - 1 - 2 W	10.000	2.000
T1	20 TRANSISTORS germ NPN TO5 (ASY-2G-2N)	8.000	1.500
T2	20 TRANSISTORS germ IAC125/126/127/128/141/142 ecc.)	5.000	2.000
T3	20 TRANSISTORS germ serie K (AC141/42K-187-188K ecc.)	7.000	3.500
T4	20 TRANSISTORS sil TO18 PNP (BC107-108-109 BSX26 ecc.)	5.000	2.500
T5	20 TRANSISTORS sil TO18 PNP (BC177-178-179 ecc.)	6.000	3.000
T6	20 TRANSISTORS sil plastici (BC207/BF147-BF148 ecc.)	4.500	2.500
T7	20 TRANSISTORS sil TO5 NPN (2N1711/1613-BC140-BF177 ecc.)	8.000	4.000
T8	20 TRANSISTORS sil TO5 PNP (BC303-BSV10-BC161 ecc.)	10.000	4.500
T9	20 TRANSISTORS TO3 (2N3055-AD142/143-AU107/108 ecc.)	18.000	10.000
T11	DUE DARLINGTON accoppiati (NPN/PNP) BDX33/BDX34 con 100 W di uscita	6.000	2.000
T12	PONTI da 200 V 25 A	5.000	2.000
T13	PONTI da 250 V 20 A	5.000	2.000
T13/1	PONTE da 400 V 20 A	8.000	3.000
T14	DIODI da 50 V 70 A	3.000	1.000
T15	DIODI da 250 V 200 A	16.000	5.000
T16	DIODI da 200 V 40 A	3.000	1.000
T17	DIODI da 500 V 25 A	3.000	1.000
T18	DIECI INTEGRATI assortiti μA709-741-723-747	15.000	5.000
T19	DIECI FET assortiti 2N3819 - U147 - BF244	7.500	3.000
T20	CINQUE MOSFET 3N128	10.000	2.500
T21	INTEGRATO STABILIZZATORE di tensione serie LMK (in TO3) da 5,1 V 2 A	4.500	1.500
T22	Idem come sopra ma da 12 V 2 A.	4.500	1.500
T23/1	LED ROSSI NORMALI (busta 10 pz)	3.000	1.500
T23/2	LED ROSSI MINIATURA (busta 10 pz)	6.000	2.000
T23/4	LED VERDI NORMALI (busta 5 pz)	3.000	1.500
T23/5	LED GIALLI NORMALI (5 pz)	3.000	1.500
T23/6	BUSTA 10 LED (4 rossi - 4 verdi - 2 gialli)	5.500	2.300
T23/8	GHIERE PER LED NORMALI 10 pz		500
T23/9	GHIERE PER MICROLED 10 pezzi		500
T24/1	ASSORTIMENTO 50 DIODI germanio, silicio, varicap	12.000	3.000
T24/2	ASSORTIMENTO 50 DIODI silicio da 200 a 1000 V 1 A	12.000	3.000
T25	ASSORTIMENTO PAGLIETTE, terminali di massa, clips ancoraggi argentati (100 pz)	3.000	1.000
T26	ASSORTIMENTO VITI e dadi 3MA, 4MA, 5MA in tutte le lunghezze (300 pz)	10.000	2.000
T27	ASSORTIMENTO IMPEDENZE per alta freq. (30 pz)	15.000	3.000
T28	CONFEZIONE 10 TRANSISTORS 2N3055 ATES	10.000	5.000
T29	CONFEZIONE 10 TRANSISTORS 2N3055 MOTOROLA	15.000	7.000
T/30	SUPEROFFERTA 30 transistors serie 1 W in TO18 ma con caratteristiche del 2N1711 (70 V 1 A)	12.000	1.500
T/31	SUPEROFFERTA 100 transistors come sopra	40.000	4.000
U/1	MATASSA 5 metri stagno 60-40 Ø 1,2 sette anime		800
U/2	MATASSA 15 metri stagno 60-40 Ø 1,2 sette anime		2.000
U/2 bis	BOBINA STAGNO come sopra da 1/2 kg	9.000	6.500
U/3	KIT per costruzione circuiti stampati, comprendente vaschetta anticorrosione, vernice serigrafica, acido per 4 litri, 10 piastre ramate in bakelite e vetronite	12.000	4.500
U/10	CONFEZIONE GRASSO SILLICONE	5.000	1.500
U, 11	CONFEZIONE GRASSO SILOCOONE come sopra barattolo grande	12.000	3.500
U/20	CONFEZIONE 10 raffreddatori in alluminio massiccio per transistors TO18 oppure TO5 (specificare) anodizzati in vari colori	3.500	1.500
U/22	CONFEZIONE dieci pezzi raffreddatori in alluminio anod. nero per TO3 (assortiti)	15.000	4.500
V20	COPPIA SELEZIONATA FOTOTRANSISTOR BPY62 + MICROLAMPADA Ø 2,5 x 3 mm (6-12 V). Il Foto-transistor è già corredato di lente concentratrice e può pilotare direttamente relé ecc. Adatti per antifurto, contapezzi ecc.	4.500	2.000
V21/1	COPPIA SELEZIONATA CAPSULE ULTRASUONI « Grundig ». Una per trasmissione, l'altra ricevente. Per telecomandi, antifurti, trasmissioni segrete ecc. (completa cavi schermati)	12.000	5.000
V21/2	TELAIO « GRUNDIG » ricevitore per ultrasuoni ad 8 canali adatto per telecomandi, antifurti ecc. completo di schema	98.000	20.000
V22	CUFFIA STEREOFONICA « Geloso » MAGNETICA (16 o 200 Ω)	3.800	2.500
V23	CUFFIA STEREOFONICA « Geloso » PIEZOELETTRICA	6.000	3.500
V23/1	CUFFIA STEREOFONICA HF « Skyton » con ampio padiglione in gomma piuma. Risposta 42-22000 Hz	19.000	6.500
V23/2	CUFFIA STEREOFONICA HF « Idex HD ». Tipo professionale con regolazione volume per ogni padiglione. Risposta 30-28000 Hz	38.000	12.000
V23/3	CUFFIA con MICROFONO « LESA » a doppia impedenza regolabile (1 MΩ oppure 1 kΩ) con ampio padiglione in gomma schiuma, microfono sensibilissimo e regolabile. Consigliabile sia per banchi banci regia, sia per trasmettitori	46.000	14.000
V24	CINESCOPIO 11TC1 « Fivre » completo di Glogo. Tipo 110" 11 pollici rettangolare miniaturizzato. Adatto per TV, Videocitofoni, strumentazione luci psichedeliche	33.000	12.000
V24/1	CINESCOPIO 12" « Philips » corredato come sopra	36.000	15.000
V24 2	CINESCOPIO NEC 9" completo di Glogo	29.000	12.000
V25	FILTRI ANTIPARASSITARI per rete « Geloso ». Portata 1 sul KW. Indispensabili per eliminare i disturbi provenienti dalla rete alla TV, strumentazioni, baracchini ecc.	8.000	3.000
V27	MISCELATORI bassa frequenza « LESA » a due vie mono	8.000	3.000
V29/2	MICROFONO « Unisound » per trasmettitori e CB	12.000	7.500
V29/3	CAPSULA MICROFONO piezo « Geloso » Ø 40 H.F. blindato	8.000	2.000
V29/4	CAPSULA MICROFONO magnetica « SHURE » Ø 20	4.000	1.500
V29/5	MICROFONO DINAMICO « Geloso » completo di cavo a spinotto. Dimensioni mm 60 x 50 x 20	8.000	2.500
V29/6	CAPSULA MICROFONICA preamplificata e superminiaturizzata. Microfono a condensatore ad altissima fedeltà, preamplificatore a fet già incorporato (alim. da 3 a 12 V). Il tutto contenuto entro un cilindretto Ø mm 10 x 15. Ideale per trasmettitori, radiospie, radiomicrofoni in cui si richieda alta fedeltà e sensibilità	18.000	4.500
V30/1	BASE per microfono « Geloso » triangolare	4.500	2.000
V31/1	CONTENITORE METALLICO, finemente verniciato azzurro martellato; frontale alluminio serigrafabile, completo di viti, piedino maniglia ribaltabile misure (mm 85 x 75 x 150)		2.500
V31/2	CONTENITORE METALLICO idem idem (mm 115 x 75 x 150)		2.800
V31/3	CONTENITORE METALLICO idem idem (mm 125 x 100 x 170)		3.800
V31/4	CONTENITORE METALLICO idem (con forature per transistors finali combinabili) (mm 245x100x170)		5.800
V32/1	VARIABILI FARFALLA « Thomson » su ceramica isolam. 1500 V adatti per Pigraco 25+25 pF oppure 50+50 pF (specificare).	10.000	1.500
V32/2	VARIABILI SPAZIATI « Bendix » su ceramica isol. 3000 V per trasmett. da 25-50-100-300-500 pF (specificare)	30.000	6.000
V32/3	VARIABILI SPAZIATI « Geloso » isol. 1500 V 3 x 50 pF	9.000	3.000
V33/1	RELE' « KACO » doppio scambio 12 V alimentazione	4.500	2.000
V33/2	RELE' « GELOSO » doppio scambio 6-12-24 V (specificare)	4.000	1.500
V33/3	RELE' « SIEMENS » doppio scambio 6-12-24-48-60 V (specificare)	4.000	1.500
V33/4	RELE' « SIEMENS » quattro scambi idem	5.800	2.000
V34/1	TELAIO ALIMENTATORE stabilizzato, regolabile da 3 a 25 V 1 A (senza trasform.) completo di ponte. Due transistors ecc.	5.000	2.000
V37	INTERFONICI « Geloso » a filo. Completati di master, stazione di ricevimento e trasmissione voce, corredati di spinette, 50 metri cavo ed istruzioni per l'impianto	40.000	15.000
V65	DISPLAY GIGANTI (15 x 15 mm) con catodo comune colore rosso 1,2 V alimentazione	4.500	1.800
V34/2	ALIMENTATORE 12 V 2 A. Costruzione robusta per alimentare autoradio, CB ecc. Molelletto metallico, finemente verniciato blu martellato, frontale alluminio satinato (mm 115 x 75 x 150). Tutta la serie dei nostri alimentatori è garantita per un anno.	12.000	7.500
V34/3	ALIMENTATORE 12 V 2 A stabilizzato (finale AD142) con reset per i corto circuiti. Esecuzione come sopra (mm 115 x 75 x 150)	20.000	10.500
V34/4	ALIMENTATORE stabilizzato regolabile da 3 a 18 V 5 A speciale per CB (finali coppia 2N3055). Frontale nero con scritte e modanature cromos dimensioni mm 125 x 75 x 150	30.000	19.000

codice	MATERIALE	costo listino	ns/ff.
V34/5	ALIMENTATORE stabilizzato, regolabile da 3 a 25 V, voltmetro incorporato, regolazione anche di corrente da 0,2 a 5 A (finali due 2N3055) dimensioni mm 125 x 75 x 150	38.000	25.000
V34/6	ALIMENTATORE come sopra, ma con voltmetro ed amperometro incorporato, punte anche di 7 A al centro scala. Finali due 2N3055, trasformatore maggiorato, dimensioni 245 x 100 x 170	56.000	38.000
V34/6 bis	ALIMENTATORE stabilizzato regolabile da 10 a 15 V oltre i 10 A. Esecuzione particolare per trasmettitori in servizio continuo. Finali due 2N3771, dimensioni 245 x 100 x 170	78.000	42.000
V34/6 tris	ALIMENTATORE STABILIZZATO REGOLABILE da 2 a 25 V 10 A servizio continuo con punte di 13 A. Regolazione anche di corrente da 0,2 a 10 A. Completo di voltmetro e amperometro. Protezioni elettroniche, tripla filtratura in radiofrequenza antiparassitaria. Esecuzione superprofessionale. Dimensioni mm 245 x 160 x 170, peso kg 7,5.	122.000	75.000
V34/7	ALIMENTATORI STABILIZZATI 12 V 100 mA per convertitori di antenna, completi di cioker e filtri. Direttamente applicabili al televisore. Alimenta fino a 10 convertitori.		3.500
V34/8	ALIMENTATORE STABILIZZATO - Lesa - a spazzole (15.000 giri) dimensioni \varnothing 50 220 V alternata adatti per piccole mole, trapani, spazzole, ecc.		
V35/1	MOTORINO ELETTRICO - Lesa - a spazzole (15.000 giri) dimensioni \varnothing 50 220 V alternata adatti per piccole mole, trapani, spazzole, ecc.	12.000	3.500
V35/A	AMPLIFICATORINO - Lesa - alim. 6-12 V 2 W com. volume solo circuitino con schema alleg. nonch� schema	6.000	1.500
V36/1	MOTORE come sopra ma di potenza doppia (dim. \varnothing 65 mm x 120)	10.000	3.000
V36/2	MOTORINO ELETTRICO - Lesa - a induzione 220 V 2800 giri (mm 70 x 65 x 40)	20.000	4.500
V36/3	MOTORINO ELETTRICO come sopra pi� potente (mm 70 x 65 x 60)	8.000	2.000
V36/4	MOTORE in corr. continua da 12 a 96 V. Dimensioni \varnothing 45 x 60 e perno \varnothing 4. Adatto a motorizzare anche rotori antenna. Potenza oltre 1/10 HP	8.000	3.000
V36/5	MOTORE come sopra ma di potenza oltre 1/5 HP dimensioni \varnothing 60 x 70 e perno da \varnothing 6	15.000	3.000
V36/6	MOTORIDUTTORE «LESA» motore ad induzione 220 V (riduzione a 50 al minuto) inoltre corredato con spazzole e contatti	20.000	4.000
V36/7	INTERFONICI «Geloso» a filo. Completati di master, stazione di ricevimento e trasmissione voce, corredati di spinette, 50 metri cavo ed istruzioni per l'impianto	40.000	15.000
V37	INTERFONICI come sopra ma con due Master indipendenti (quindi possibilit� di aumentare le linee)		20.000
V37/1	ALTOPARLANTE BLINDATO a stagno «Geloso» mm 100 x 100 in custodia con mascherina. Adatto per SSB o sirene	8.000	2.000
V42	WOOFER da 60 W \varnothing 350 mm per grosse casse, orchestre o cinema, peso kg 5,5. Altissima fedelt�. Banda da 30 a 7500 Hz, Magnete \varnothing 170 mm da 9000 Gauss. Occasione unica per chi deve fare casse oltre i 100 W. Pochi esemplari disponibili. Specificare impedenza 8 o 4 Ω .	105.000	35.000
V50	QUARZI per decametrichi 4133 - 2584 - 11000 - 18000 - 20000 - 21500 - 25000 - 32000 - 32500 - 36000 cad.	5.000	2.000
V60	NUCLEI in ferrucube a mantello (doppia E) misure mm 55 x 55 x 20. Sezione nucleo 40 mmq per potenza massima 60 W. Completati di rocchetto cartone press-pan. Indicatissimi per costruire trasformatori ultracompatti, filtri, cross over ecc.	6.000	2.000
V62	BATTERIA al Nichel-cadmio ricaricabile 1,2 V 1 A/ora. Dimensioni \varnothing 15 x 18 mm. Adatte per radiotelefon, radiocomandi ecc. Sono ancora da caricare e con sigillo	14.000	2.500
V63	BATTERIE al nichel-mercurio 1,2 V 50 mA. Misure \varnothing mm 15 x 5 peso grammi 6. Ideali per radiocomandi o ricambi per orologi da polso, macchine fotografiche. Sono anche ricaricabili e possono fornire per alcune ore fino a 200 mA	3.000	500
V64	CONTRAVES binari tipo miniaturizzato (mm 32 x 8 profondit� 35). Numerazione a richiesta in rosso o nero. Completati di distanziali e spallette destre e sinistre, cad.		1.600
V65	GRUPPO VHF/UHF - Philips - a sintonia continua da 45 a 800 MHz uscita in media 36 o 43. Completo di demoltiplica per rotazione veloce o rapportata. Adattissimo per farsi un sintonizzatore TV libere, satelliti ecc.	35.000	7.000
V00 bis	DISPLAY GIGANTI (15 x 15 mm) con catodo comune colore rosso 1,2 V alimentazione.	4.500	1.800
V66	GRUPPO SINTONIA RADIO completamente motorizzato per la sintonia automatica. Onde medie, corte e FM. Produzione Mitsubishi. Completo di micromotore (4-12 V) gruppo riduttore epicicloidale con aggancio e sgancio elettromagnetico, fine corsa per il ritorno automatico o lo spazzolamento. Meraviglie della micromeccanica, ottimo per radio professionali, autoradio con ricerca automatica, radiocomando ecc. Superminiaturizzato (mm 70 x 70 x 40).	48.000	4.000
V67	GRUPPO RICEVITORE ULTRASUONI per canali TV completo di memoria, display giganti a 2 cifre	38.000	5.000
Z51/30	TRASFORMATORE in ferrucube 20 W per accensione elettronica	5.000	2.000
Z51/31	TRASFORMATORE primario 220 V secondario 30 V 3 A.		3.000

SIETE DEGLI ESIGENTI NELLA HiFi???

approfittate dei pochi esemplari disponibili di **AMPLIFICATORE STEREOFONICO SIEMENS ELA 94/05**

Potenza effettiva 50+50 W. Cinque ingressi a selettore per Micro-Tuner-Tape-Phono-Aux e in pi  due ingressi separati regolabili per alta o bassa impedenza con equalizzatore incorporato. Controlli di volume - bassi - alti - reverse - mono - stereo - bilanciamento.

Inoltre filtri separati a tasti ed indipendenti per Ramble e Scratch. Uscita separata per monitor ed un'altra per cuffia controllo che rendono l'amplificatore adattissimo per banchi regia.

Mobile in mogano, frontale di linea ultramoderna in satinato bronzo/argento con modanature in bronzo/oro. Manopole metalliche antiodditive di tipo professionale e scritte in nero opaco.

Tutte le operazioni sono controllabili attraverso uno stupendo sistema a luci colorate e regolabili di intensit  situate lungo una modanatura del pannello frontale. Costruzione veramente alla tedesca (la parte alimentante   addirittura a tre celle filtranti). Peso oltre i 10 kg bench  le misure siano compatissime (mm 400 x 120 x 280). Completo di cavo di aliment. (voltaggio universale) 12 plugs per gli ingressi, coppia punto linea ecc.

SUPER OFFERTA

480.000 145.000
+5.000 s.s.

RICORDIAMO POCHE ESEMPLARI

PIASTRA GIRADISCHI BSR tipo C129 stereofonica. Completamente automatica, cambiadischi qualsiasi misura. Regolazione peso braccio con vite micrometrica. Testina piezoelettrica HF. Base nera anodizzata con rifiniture alluminio satinato. Tre velocit . Diametro del piatto 250 mm. Misure base mm 330 x 290.

68.000 34.000

PIASTRA GIRADISCHI BSR tipo C123. Come sopra ma tipo professionale. Regolazione braccio ultramicrometrica, rialzo pneumatico, antiskating. Finemente rifinita. Diametro piatto mm 280.

118.000 42.000

GRANDE OCCASIONE ALTOPARLANTI H.F. A SOSPENSIONE

CODICE	TIPO	\varnothing mm	W eff.	BANDA FREQ.	RIS.	PREZZO LISTINO	NOSTRA OFFERTA
XA	WOOFER sosp. gomma	265	40	30/4000	30	24.000	13.000
A	WOOFER sosp. gomma	220	25	35/4000	30	14.500	8.000
B	Woofersosp. schiuma	160	18	30/4000	30	13.000	7.000
C	Woofers/Middle sosp. gomma	160	15	40/8000	40	11.000	6.000
D	MIDDLE ellittico	200 x 120	8	180/10000	160	5.500	2.500
XD	MIDDLE blindato	140	13	400/11000		8.000	4.000
XVD	MIDDLE a cupola	140 x 140 x 110	30	600/12000		14.000	7.000
E	TWEETER blind.	100	15	1500/18000	—	4.000	3.000
F	TWEETER cupola ITT	90 x 90	35	2000/22000	—	18.000	7.000

Per coloro che desiderano essere consigliati suggeriamo seguenti combinazioni (quelle segnate con (*) sono le pi  classiche) e per venire incontro agli hobbisti praticiamo un ulteriore sconto nella

CODICE	W eff.	TIPI ALTOPARL. ADOTTATI	COSTO	NOSTRA SUPEROFFERTA
1	60 (*)	A+B+C+D+E	48.000	25.000
2	50	A+C+D+E	35.000	18.000
3	40	A+D+E	24.000	12.500
4	35 (*)	B+C+E	22.500	12.000
5	30 (*)	C+D+E	20.500	10.500
6	25 (*) (*)	B+D+E	22.500	11.500
7	20	A+E	16.500	8.000
8	15 (*)	C+E	15.000	7.000

ATTENZIONE: Chi vuole aumentare potenza e resa nelle sopraelencate combinazioni, pu  sostituire

il Woofer A con XA (10 W in pi ) differenza L. 5.000
il Middle D con XD (5 W in pi ) differenza L. 2.000
il Tweeter E con F (20 W in pi ) differenza L. 5.000

Si eseguono le spedizioni dietro pagamento anticipato con vaglia o assegno.

Dato l'alto costo delle spese e degli imballi, unire alla cifra totale L. 2.500 per spedizione per ogni ordine fino a L. 20.000 o L. 4.000 fino a L. 40.000 o L. 5.000 fino a L. 100.000.

NON SI EFFETTUANO ASSOLUTAMENTE spedizioni inferiori alle L. 5.000 e senza acconto. **ATTENZIONE**

Scrivere a: « LA SEMICONDUKTORI » - via Bocconi, 9 - MILANO - Tel. (02) 599440

VOLTMETRO DIGITALE PER C.C. E C.A.

a cura di G. CONTARDI

Descriviamo un voltmetro digitale in grado di misurare sia la corrente continua che quella alternata.

Per facilitare la costruzione di questo utilissimo strumento, abbiamo utilizzato un «convertitore analogico-digitale» funzionante con il metodo a dente di sega per ottenere la conversione tensione-frequenza.

La visualizzazione della tensione misurata avviene tramite tre nixie ma nulla vieta, al lettore che lo desiderasse, di sostituire al circuito originario un altro sistema di visualizzazione: ad esempio utilizzando dei display a sette segmenti.

Tutto il voltmetro digitale consta di cinque moduli:

CS 200: alimentatore

CS 300: commutatore di portata

CS 400: commutatore di misura

CS 500: convertitore analogico-digitale

CS 600: visualizzatore

Incominciamo ad esaminare dettagliatamente ogni modulo.

L'ALIMENTATORE

L'alimentatore fornisce le seguenti tensioni: +5 V - 400 mA per alimentare tutti gli integrati della parte digitale, +15 e -15 - 400 mA per alimentare tutti gli integrati della parte analogica.

Lo schema elettrico dell'alimentatore è in fig. 1; il circuito è semplice, infatti abbiamo utilizzato, come elementi di stabilizzazione, dei circuiti integrati costruiti dalla SGS, che offrono delle prestazioni ottime sia come stabilizzazione (0,3%) che come residuo di alternata (60 di reiezione con una ten-

sione di rumore di 0,07 mV). Per ottenere i 5 V abbiamo utilizzato un L005, e per i 15 V, degli L037. Il caso di detti integrati è il T03, assomigliano cioè a dei normalissimi transistori di potenza.

I ponti di diodi utilizzatori portano 1 A a 200 V.

In fig. 2 si vede il circuito stampato dell'alimentatore ed in fig. 3 la disposizione dei componenti sul medesimo.

Il solo componente dell'alimentatore di difficile reperibilità è il trasformatore che dovrà essere fatto fare appositamente.

I dati sono i seguenti: potenza

25 W - primario 220 V - secondari 19 V 400 mA, 19 V 400 mA; 9 V 400 mA, 170 V 30 mA.

Si dovrà raccomandare alla ditta che lo costruisce di realizzarlo con lamierini a bassa perdita curando in modo particolare l'isolamento tra il primario e il secondario. E' consigliabile l'impiego dello schermo elettrostatico tra il primario ed i secondari.

COMMUTATORE DI PORTATA

Questo commutatore serve per misurare le tensioni, sia continue che alternate, fino a 1000 V.

La portata massima del convertitore analogico-digitale è di 10 V, ora questo circuito divide la tensione in ingresso per 10 o per 100 rendendo così possibile le varie misure.

Lo schema elettrico di detto circuito è in fig. 4, e il circuito stampato in fig. 5.

Il commutatore presenta due partitori di tensione, uno per la CC e l'altro per la CA: tutti i componenti di ordine dispari fanno parte del partitore CC, quelli di ordine pari del partitore CA.

La commutazione è stata realizzata utilizzando una pulsantiera modello GBC 00/0526-04.

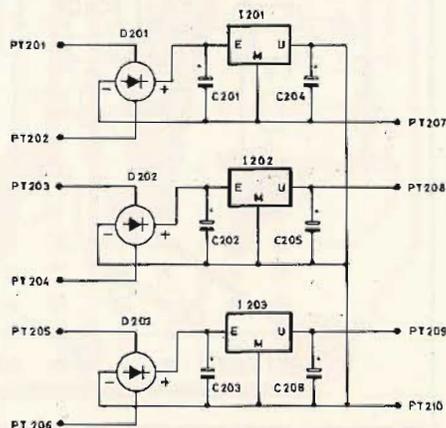


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore (CS 200).

**ELENCO MATERIALI
DELL'ALIMENTATORE (fig. 1)**

C 201	= condensatore elettrolitico da 470 μ F 35 VL
C 202	= condensatore elettrolitico da 470 μ F 35 VL
C 203	= condensatore elettrolitico da 1000 μ F 25 VL
C 204	= condensatore elettrolitico da 10 μ F 16 VL
C 205	= condensatore elettrolitico da 10 μ F 16 VL
C 206	= condensatore elettrolitico da 5 μ F 12 VL
D 201	= ponte di diodi W02
D 202	= ponte di diodi W02
D 203	= ponte di diodi W02
I 201	= integrato L037
I 202	= integrato L037
I 203	= integrato L005
T	= trasformatore (vedi testo)

Raccomandiamo vivamente di utilizzare, per la realizzazione di questo circuito, delle resistenze di ottima qualità, pena l'instabilità nelle misure.

Complementare a questo circuito è il commutatore di misura.

COMMUTATORE DI MISURA

Il commutatore di misura serve a predisporre lo strumento secondo il tipo di tensione da misurare, permette inoltre il controllo della taratura (CAL) ed il controllo, quando tutti i tasti CC-CA-CAL sono disinseriti, dalla messa a zero dello strumento.

In fig. 7 vi è lo schema elettrico di questo circuito, mentre in fig. 8 vi è il circuito stampato.

La tensione di taratura (8,5) si ottiene tramite il partitore composto da R 403, R 402 ed R 401, è anche presente un diodo Zener che serve ad aumentare la stabilità di detta tensione.

La tensione continua viene direttamente applicata all'ingresso del convertitore, mentre la tensione alternata viene dapprima raddrizzata dal diodo D 402 e poi applicata all'ingresso.

Il commutatore utilizzato in questa sezione è il modello GBC 00/0520-06; presenta tre tasti collegati fra di loro ed uno indipendente che viene sfruttato come interuttore di rete.

Esaminiamo ora il funzionamento del cuore dello strumento, ovvero il convertitore analogico digitale.

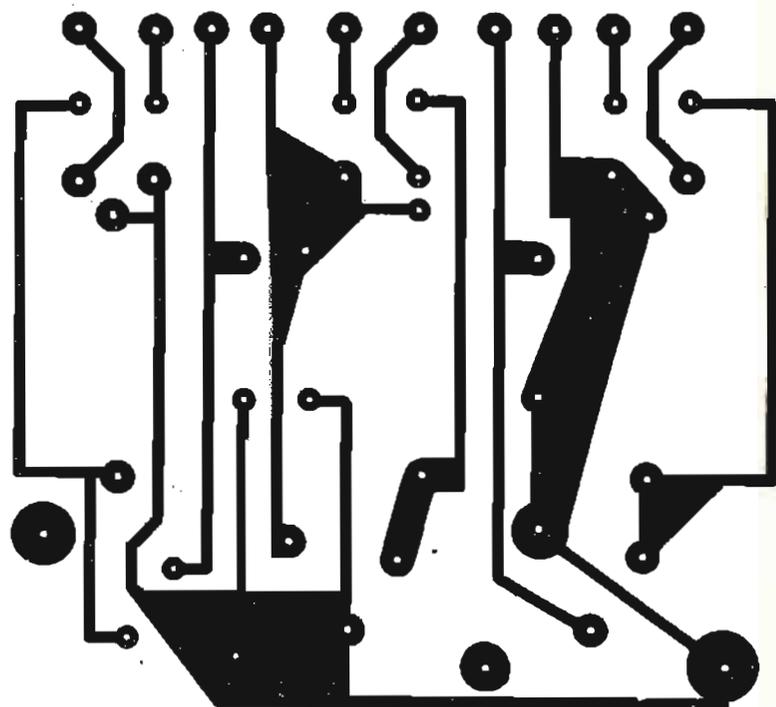


Fig. 2 - Circuito stampato dell'alimentatore.

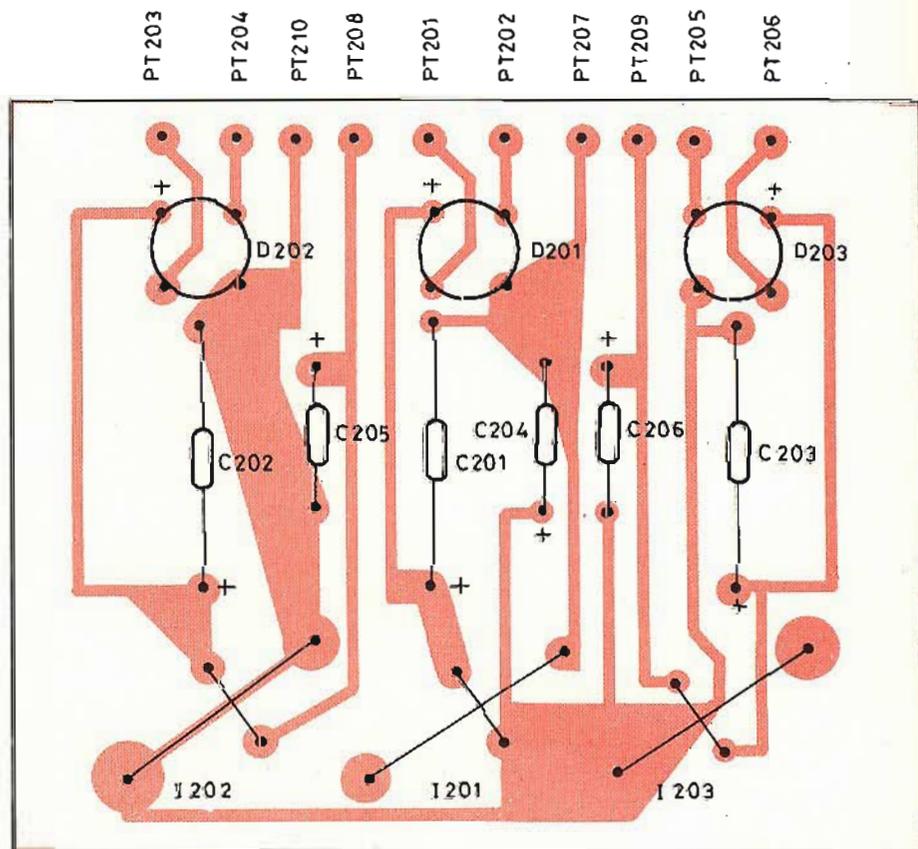


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di fig. 2.

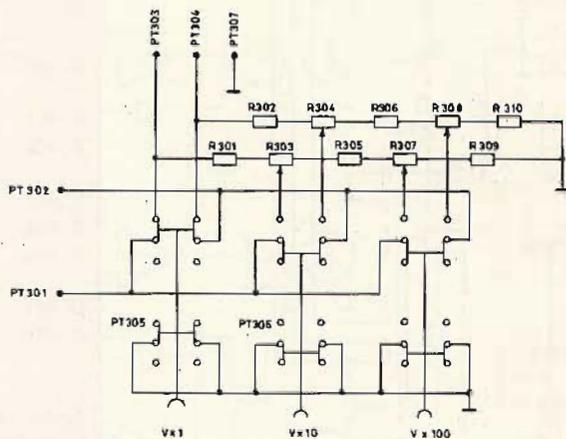


Fig. 4 - Schema elettrico del commutatore di portata (CS 300).

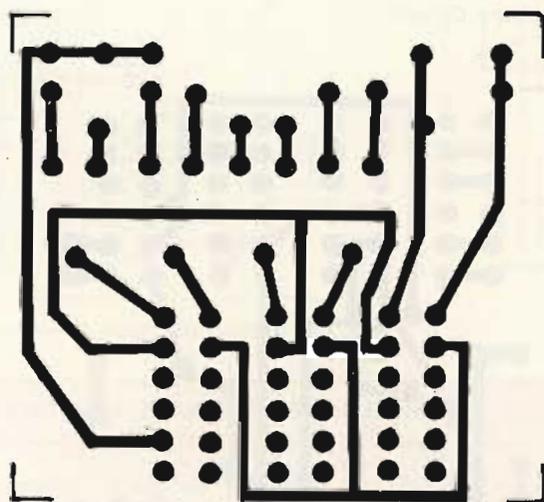


Fig. 5 - Circuito stampato del commutatore di portata.

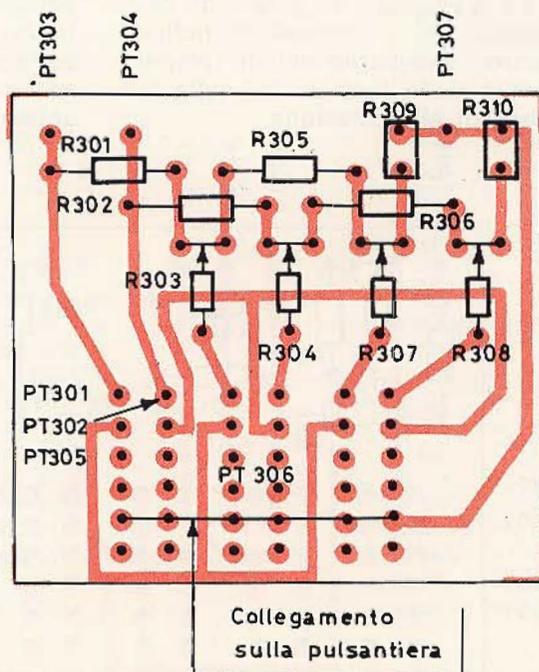


Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul circuito CS 300.

ELENCO MATERIALI DEL COMMUTATORE DI PORTATA (fig. 4)

R 301	=	resistenza da 4,7 M Ω
R 302	=	resistenza da 820 k Ω
R 303	=	potenziometro semifisso (trimmer) da 100 k Ω
R 304	=	potenziometro semifisso (trimmer) da 100 k Ω
R 305	=	resistenza da 430 k Ω
R 306	=	resistenza da 390 k Ω
R 307	=	potenziometro semifisso (trimmer) da 10 k Ω
R 308	=	potenziometro semifisso (trimmer) da 10 k Ω
R 309	=	resistenza da 47 k Ω
R 310	=	resistenza da 9,1 k Ω
—	=	commutatore a pulsanti (vedi testo)

Tutte le resistenze sono da 0,33 W tolleranza 1%.

CONVERTITORE ANALOGICO-DIGITALE

In figura 10 si nota lo schema elettrico di detto circuito, mentre la figura 11 mostra le varie forme d'onda presenti nei punti fondamentali del convertitore.

Detto circuito è composto da due distinte sezioni: analogica e digitale.

Gli elementi principali della parte analogica consistono di amplificatori operazionali, alimentati con tensione continua di +15 e -15 V.

Questa parte la possiamo dividere in 4 gruppi:

- amplificatore di ingresso (I 501)
- generatore a dente di sega (I 502)
- comparatore (I 503)
- generatore di clock (I 504)

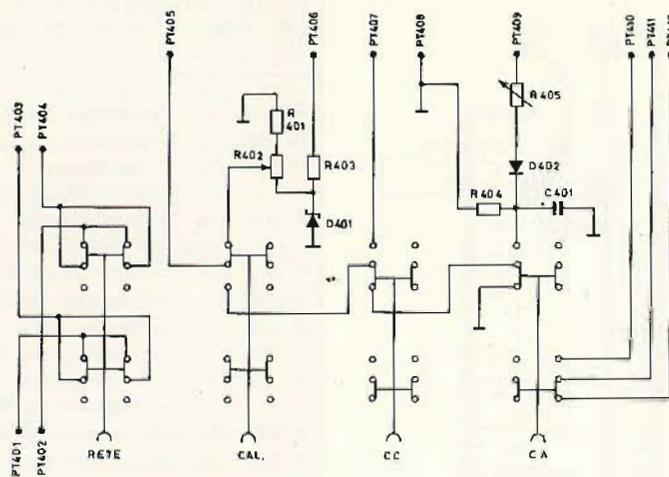
La parte digitale è interamente formata da integrati TTL funzionanti con una tensione di +5 V. I singoli gruppi sono:

- calcolo del segnale (I 505)
- conteggio (I 506, I 507, I 508)
- memorie (I 509, I 510, I 511).

I transistori T 501 - 504 funzionano da circuiti interfaccia, ovvero servono a trasformare le tensioni di uscita della sezione analogica, tensioni nell'ordine dei ± 14 V, nel livello di ingresso degli integrati TTL che è di 0/5 V.

L'amplificatore di ingresso è composto da due stadi, la zona di funzionamento lineare di detto amplificatore è compresa tra 0 e 10 V.

Il primo stadio (I 501a) costituisce un convertitore di impeden-



**ELENCO MATERIALI
DEL COMMUTATORE DI MISURA
(fig. 7)**

- C 401 = condensatore al tantalio da 1 μ F 30 VL
- R 401 = resistenza da 6,8 k Ω
- R 402 = potenziometro semifisso (trimmer) da 1 k Ω
- R 403 = resistenza da 560 Ω
- R 404 = resistenza da 820 k Ω
- R 405 = potenziometro semifisso (trimmer) da 100 k Ω
- D 401 = diodo zener 1N757 A
- D 402 = diodo AA116
- = commutatore a pulsanti (vedi testo)

Tutte le resistenze sono da 0,33 W tolleranza 1%

Fig. 7 - Schema elettrico del commutatore di misura CS 400.

za con una impedenza di ingresso di alcuni M Ω ; il secondo stadio, l'501b, è collegato come amplificatore invertente con guadagno unitario.

Il guadagno e il punto di zero possono essere corretti utilizzando dei resistori esterni collegati ai seguenti punti: PT 501 - 502 - 503.

Il generatore a dente di sega (l'502) consiste di un integratore (l'502a) e di un commutatore elettronico (l'502b) le cui caratteristiche di salita e discesa non sono identiche.

La tensione in uscita dall'integratore varia nel tempo seguendo una legge rigorosamente lineare.

Per ottenere un valore dato di tensione, dipendente dalla connessione di l'502b, il commutatore elettronico deve cambiare di polarità, quindi il precedente incremento (o decremento) della tensione di uscita dell'integratore non scende (né sale).

Il comparatore l'503 presenta una tensione di uscita con polarità positiva o negativa a seconda che al suo ingresso sia presente una tensione negativa o positiva.

l'503a paragona la tensione da misurare con la tensione a dente di sega, mentre l'503b paragona le medesime con il potenziale «zero».

Il tempo trascorso tra il salto di tensione positiva ed i segnali II e III è proporzionale alla tensione misurata.

Tutto ciò corrisponde ad una conversione tensione-tempo.

Il generatore di clock (l'504) consiste di un multivibratore rea-

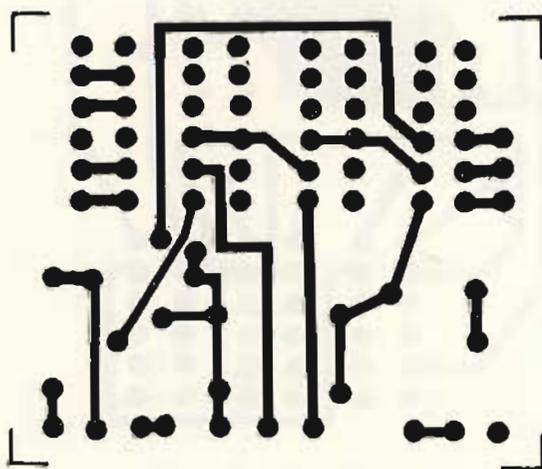


Fig. 8 - Circuito stampato del commutatore di misura.

lizzato con un amplificatore operazionale.

La frequenza di lavoro di detto generatore è totalmente indipendente dalle variazioni di temperatura e dalle fluttuazioni della tensione di alimentazione.

Il generatore funziona quando il transistor T 506 è bloccato, il che succede quando la base di T 506 si trova a logica «0» tramite il circuito di elaborazione l'505a. Il generatore, quindi, entra in funzione solamente durante il periodo di mi-

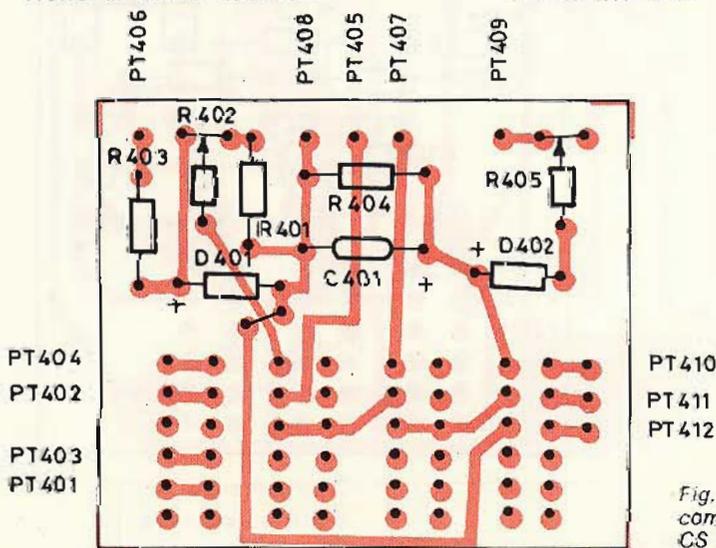


Fig. 9 - Disposizione dei componenti sul circuito CS 300.

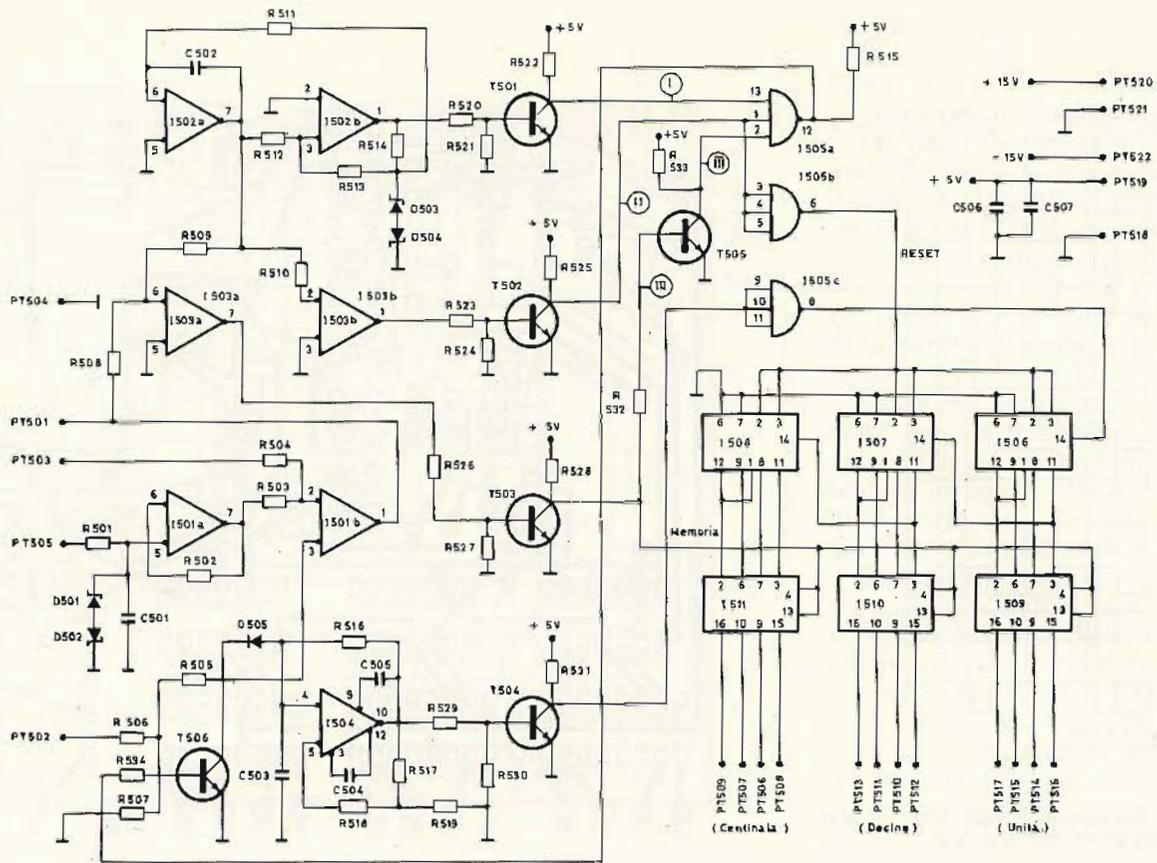


Fig. 10 - Schema elettrico del convertitore analogico digitale (CS 500).

ELENCO MATERIALI DEL CONVERTITORE ANALOGICO-DIGITALE (fig. 10)

C 501 = condensatore ceramico pin-up da 100 pF	R 526 = resistenza da 4,7 kΩ
C 502 = condensatore in poliestere da 1 F, 63 VL	R 527 = resistenza da 10 kΩ
C 503 = condensatore in poliestere da 47 nF, 160 VL	R 528 = resistenza da 2,2 kΩ
C 504 = condensatore ceramico pin-up da 10 pF	R 529 = resistenza da 10 kΩ
C 505 = condensatore ceramico pin-up da 3 pF	R 530 = resistenza da 4,7 kΩ
C 506 = condensatore ceramico da 22 nF, 25 VL	R 531 = resistenza da 2,2 kΩ
C 507 = condensatore ceramico da 22 nF, 25 VL	R 532 = resistenza da 10 kΩ
R 501 = resistenza da 33 kΩ	R 533 = resistenza da 2,2 kΩ
R 502 = resistenza da 33 kΩ	R 534 = resistenza da 10 kΩ
R 503 = resistenza da 22 kΩ	I 501 = integrato SN72558P
R 504 = resistenza da 18 kΩ	I 502 = integrato SN72558P
R 505 = resistenza da 10 kΩ	I 503 = integrato SN72558P
R 506 = resistenza da 100 kΩ	I 504 = integrato SN72709N
R 507 = resistenza da 330 Ω	I 505 = integrato SN7410N
R 508 = resistenza da 4,7 kΩ	I 506 = integrato SN7490N
R 509 = resistenza da 4,7 kΩ	I 507 = integrato SN7490N
R 510 = resistenza da 4,7 kΩ	I 508 = integrato SN7490N
R 511 = resistenza da 330 kΩ	I 509 = integrato SN7475N
R 512 = resistenza da 12 kΩ	I 510 = integrato SN7475N
R 513 = resistenza da 6,8 kΩ	I 511 = integrato SN7475N
R 514 = resistenza da 2,7 kΩ	T 501 = transistor BC107
R 515 = resistenza da 2,2 kΩ	T 502 = transistor BC107
R 516 = resistenza da 18 kΩ	T 503 = transistor BC107
R 517 = resistenza da 27 kΩ	T 505 = transistor BC107
R 518 = resistenza da 10 kΩ	T 506 = transistor BC107
R 519 = resistenza da 4,7 kΩ	D 501 = diodo zener 1N759A
R 520 = resistenza da 10 kΩ	D 502 = diodo zener 1N759A
R 521 = resistenza da 4,7 kΩ	D 503 = diodo zener 1N753A
R 522 = resistenza da 2,2 kΩ	D 504 = diodo zener 1N753A
R 523 = resistenza da 10 kΩ	D 505 = diodo 1N914
R 524 = resistenza da 4,7 kΩ	tutte le resistenze sono da 0,33 W, tolleranza 5%
R 525 = resistenza da 2,2 kΩ	

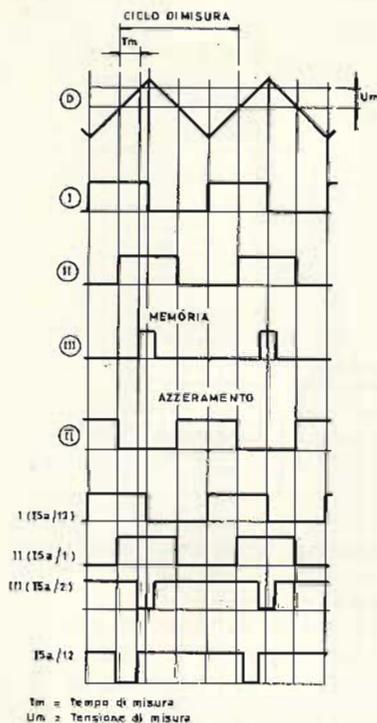


Fig. 11 - Diagramma degli impulsi del convertitore analogico digitale.

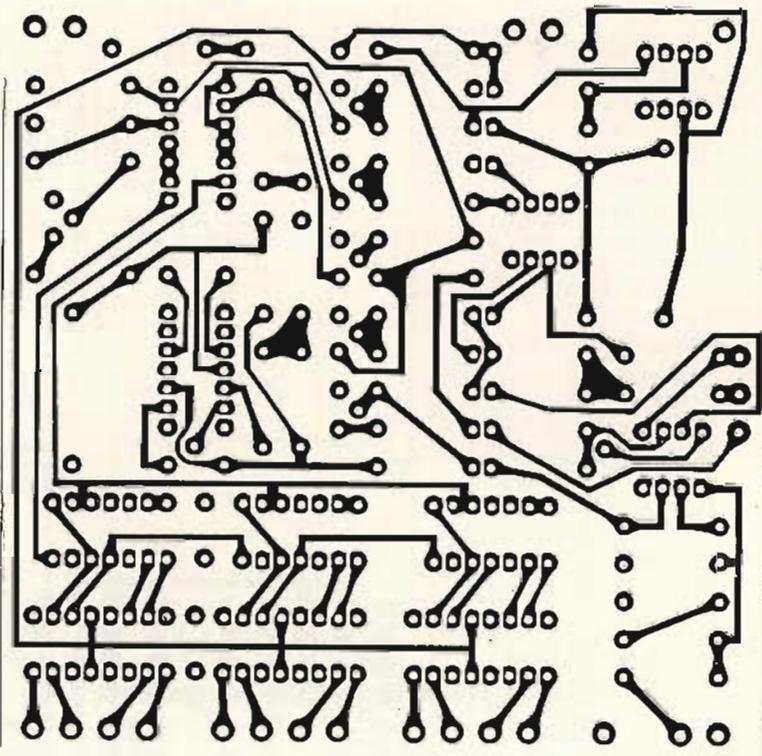


Fig. 12 - Circuito stampato a doppia ramatura del convertitore analogico. In alto lato rame, sotto lato componenti.

sura che è proporzionale alla tensione di ingresso.

Con questo circuito si ottiene una conversione tensione-frequenza. Essendo, per il modo in cui è stato realizzato il predetto circuito, la tensione in ingresso direttamente proporzionale alla frequenza generata è possibile, misurando detta frequenza, risalire alla tensione applicata. Più semplicemente il generatore di clock è utilizzato come un secondo circuito di gate.

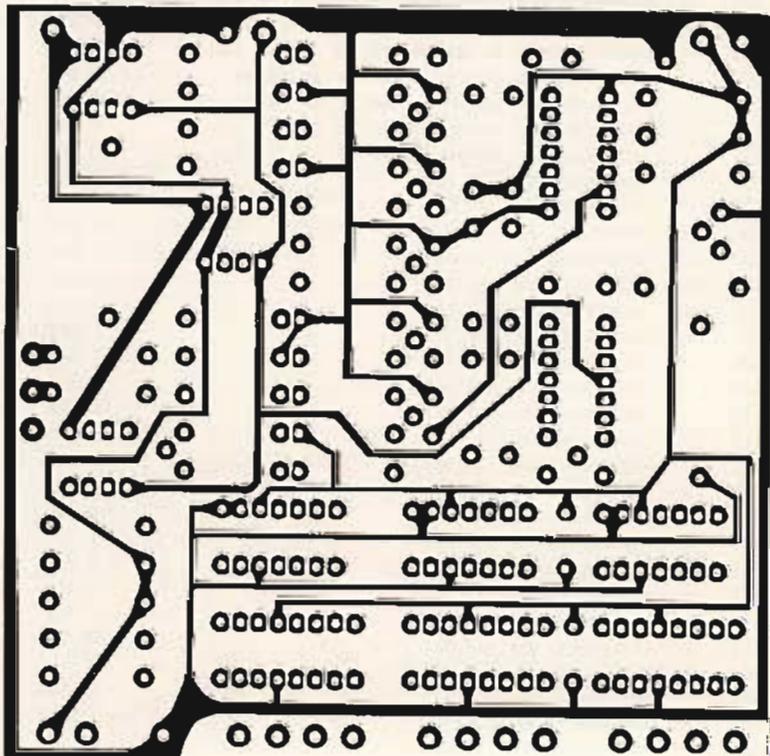
Lo svantaggio di questo sistema consiste nel fatto che un numero di impulsi differenti da uno possono passare il gate secondo la posizione di fase del generatore e dell'impulso di controllo del gate.

Questo fenomeno si chiama «errore di blocco» e causa la instabilità della lettura dell'ultimo digit.

Detto errore viene evitato in questo circuito facendo iniziare il funzionamento del generatore con una fase ben definita, all'inizio di ogni periodo di misura.

Nel circuito di valutazione del segnale (I 505) il periodo di misura è ottenuto paragonando i treni di impulsi II III.

Ciò è possibile quando entrambi i segnali entrano nelle porte di un nand. Per assicurare che nessun impulso di partenza arrivi al gene-



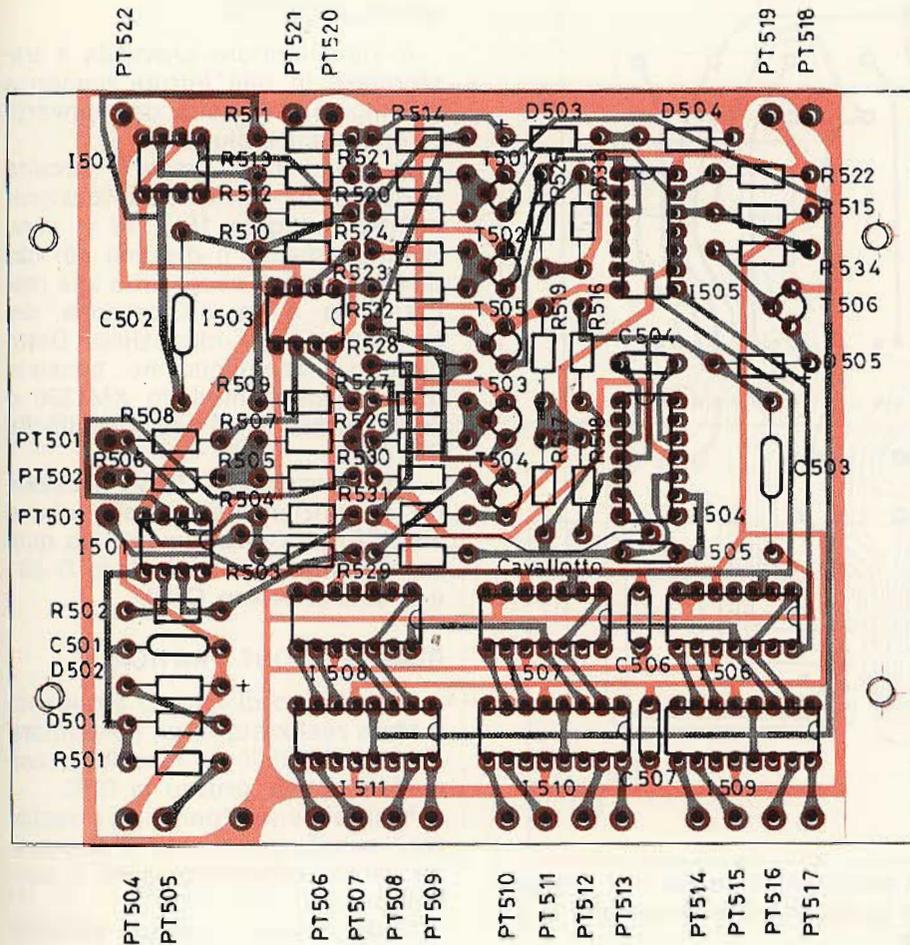


Fig. 13 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di fig. 12.

ratore di clock a causa di una variazione della tensione a dente di sega, l'impulso I viene usato per il bloccaggio; pertanto la «nand» a tre porte I 505a entra in funzione quando entrambi gli impulsi I II e III sono presenti agli ingressi. Gli impulsi prodotti dal generatore di

clock, tramite l'invertitore I 505c arrivano alla catena dei contatori.

Questo inverter fornisce alla sua uscita degli impulsi perfettamente squadrati, come richiesto per il regolare funzionamento della prima decade di conteggio I 506.

Le informazioni contenute nei

contatori vengono azzerate prima dell'inizio di ogni ciclo di misura. Tutto ciò significa che ogni conteggio incomincia sempre da zero.

Gli impulsi necessari all'azzeramento vengono forniti dal treno d'onda II. Questi impulsi entrano nel «nand» I 505b, «nand» che funziona da invertitore avendo tutti gli ingressi in parallelo tra loro, infine vengono applicati all'ingresso di azzeramento della catena dei contatori.

La catena dei contatori, equipaggiata con gli integrati I 506, I 507 e I 508 invia il risultato del conteggio, in codice BCD all'ingresso delle memorie, che comprendono gli integrati I 509, I 510 e I 511.

Queste memorie servono ad assicurare una indicazione costante; il funzionamento delle medesime si ottiene con un impulso dopo ogni periodo di misura. Questo impulso viene prelevato dal treno III.

Dopo la valutazione della tensione da misurare da parte del circuito analogico, durante un periodo di misura si ha il seguente funzionamento: conteggio - memorizzazione - rimessa a zero.

La durata del periodo di misura dipende dal dimensionamento del generatore a dente di sega. Detto periodo è di 2,5 secondi.

Il segnale presente all'uscita delle memorie è il risultato della misura.

In uscita sono disponibili quattro connessioni (a-b-c-d) per ogni cifra (unità, decine e centinaia) secondo il codice BCD.

In figura 12 vi è il circuito stampato necessario alla realizzazione del convertitore, in figura 13 tro-

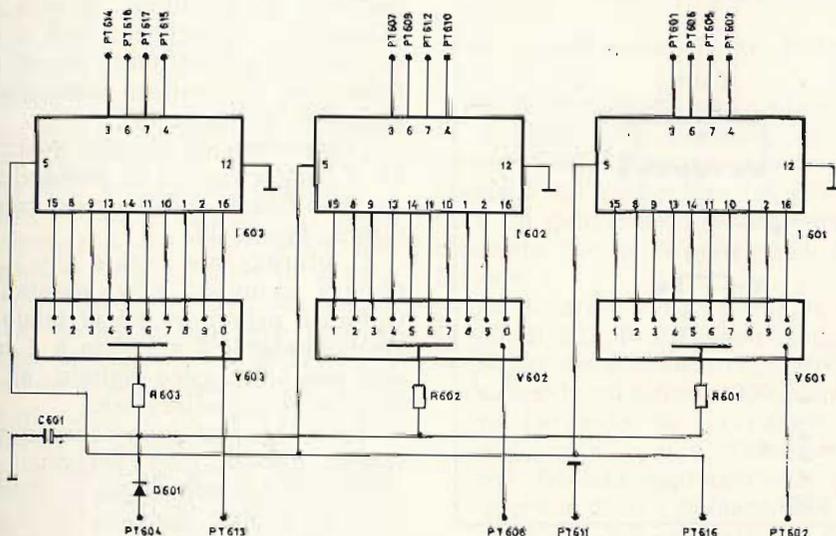


Fig. 14 - Schema elettrico del visualizzatore (CS 6000).

ELENCO MATERIALI DEL VISUALIZZATORE (fig. 14)

- C 601 = condensatore elettrolitico da 4,7 μ F 350 VL
- R 601 = resistenza da 33 k Ω
- R 602 = resistenza da 33 k Ω
- R 603 = resistenza da 33 k Ω
- I 601 = integrato SN74141N
- I 602 = integrato SN74141N
- I 603 = integrato SN74141N
- V 601 = valvola numerica ZM1330 oppure 5870S
- V 602 = valvola numerica ZM1330 oppure 5870S
- V 603 = valvola numerica ZM1330 oppure 5870S
- D 601 = diodo 1N4006

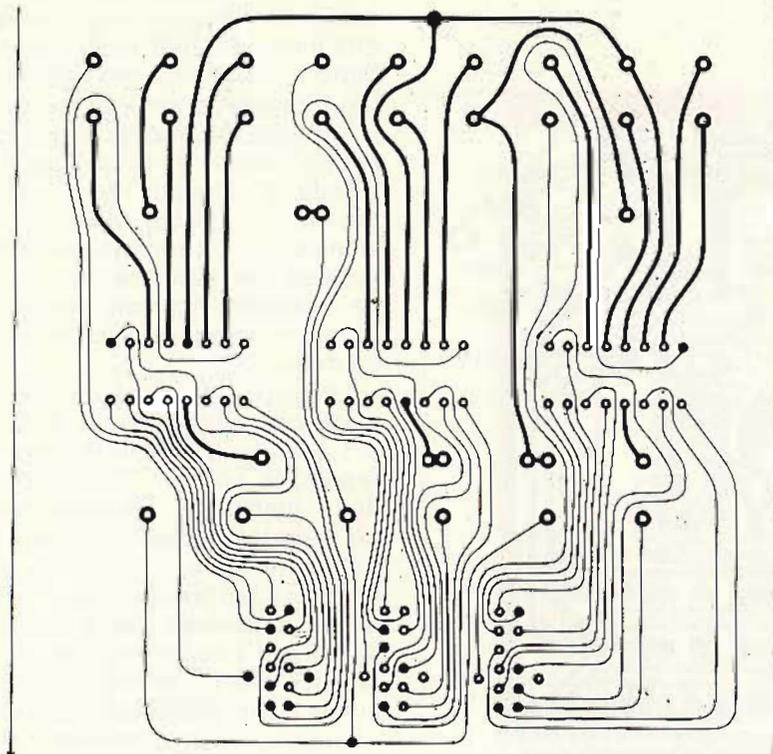


Fig. 15 - Circuito stampato del visualizzatore.

verete la disposizione dei componenti su detto circuito.

Il circuito stampato necessario è a doppia faccia: si dovrà, onde assicurare il collegamento elettrico tra le due facce, o ricorrere al-

la metallizzazione dei fori o eseguire le saldature su entrambe le facce.

Per terminare l'esame del circuito elettrico prendiamo in considerazione il visualizzatore.

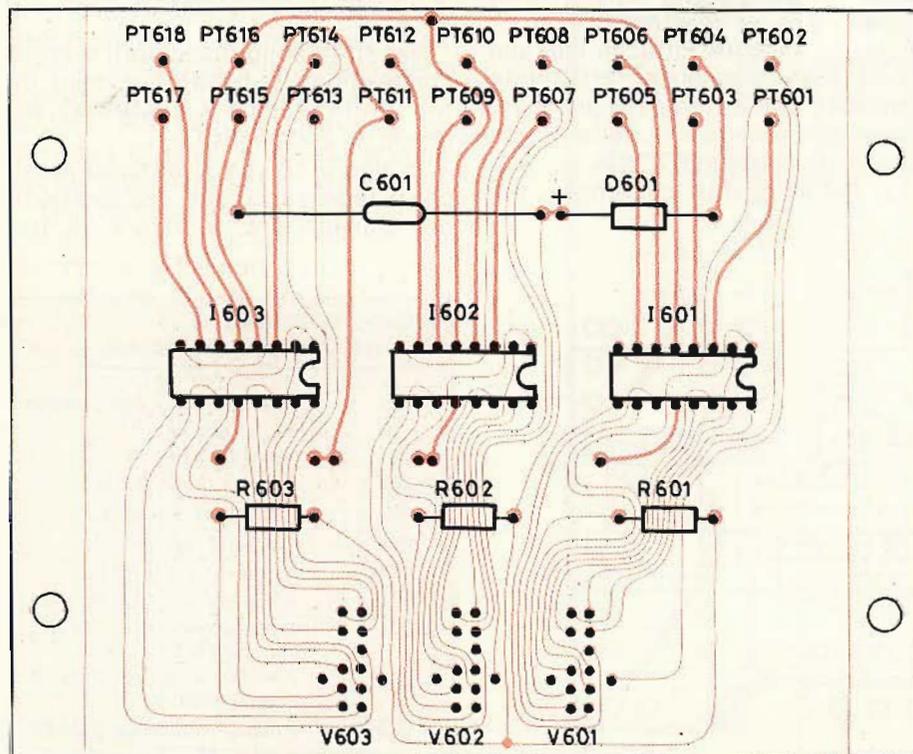


Fig. 16 - Disposizione dei componenti del visualizzatore.

VISUALIZZATORE

Il visualizzatore provvede a trasformare in una lettura numerica gli impulsi in uscita dal convertitore analogico-digitale.

In figura 14 si vede il circuito elettrico di detto visualizzatore, mentre in figura 15 e 16 vi sono rispettivamente il disegno del circuito stampato necessario alla realizzazione e la disposizione dei componenti sul medesimo. Detto circuito è semplicissimo: consiste di tre nixies (modello XM1330 o equivalente) e di tre decodifiche SN74141.

L'alta tensione (170 V) necessaria al funzionamento delle nixies viene fornita direttamente da questo circuito tramite il diodo D 601 e il condensatore C 601.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il prototipo di questo strumento è stato realizzato in un contenitore Amtron 00/3009-30 reperibile, con modica spesa, presso la GBC.

Naturalmente, per poter realizzare questo strumento è necessario forare opportunamente il contenitore.

Onde aiutare i lettori abbiamo provveduto a dare le dime di foratura dei vari pannelli che compongono il contenitore.

Il pannello frontale, figura 17, presenta una finestrella da cui è possibile leggere le nixies; a questo pannello sono anche fissate le pulsantiere che permettono di eseguire tutte le commutazioni del voltmetro.

Sul pannello posteriore, figura 18, sono presenti due fori che permettono di accedere, tramite un cacciavite, ai potenziometri di taratura e di azzeramento fissati sul fondo del contenitore mediante il supporto di figura 19.

I rimanenti tre circuiti stampati ed il trasformatore di alimentazione sono fissati sul fondo del contenitore, figura 20.

E' interessante notare che i tre circuiti stampati sono montati a wafer: il primo, vicino al telaio, è l'alimentatore, il secondo è il convertitore analogico-digitale ed il terzo è il visualizzatore.

Questi circuiti sono separati mediante distanziatori esagonali di ottone, di cui non diamo le dimensioni in quanto possono variare a seconda del materiale usato per la realizzazione dello strumento.

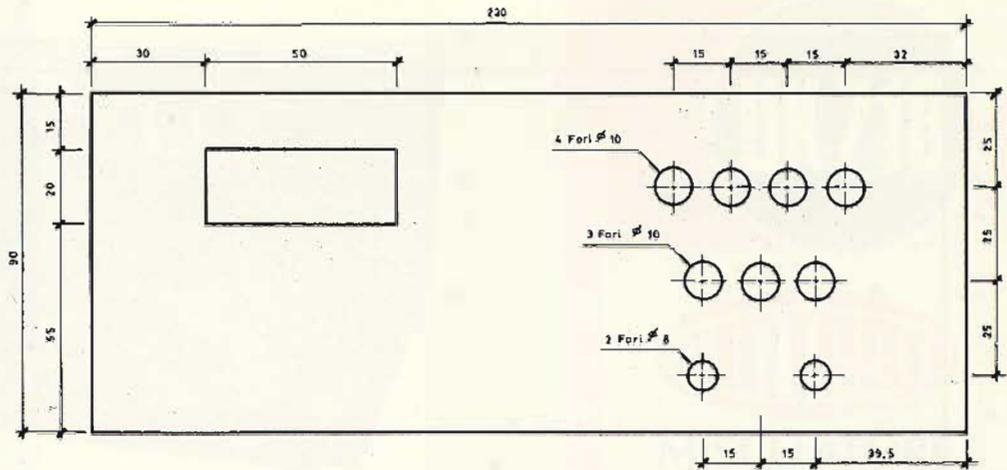


Fig. 17 - Vista del pannello frontale del voltmetro digitale.

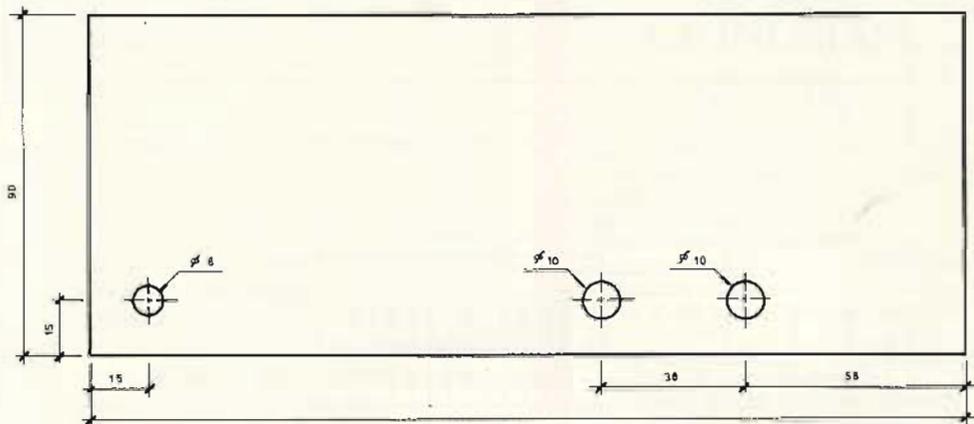


Fig. 18 - Vista del retro dello strumento.

Con ciò anche la descrizione della parte meccanica è terminata, non resta da esaminare che il cablaggio generale.

Lo schema a blocchi completo del voltmetro si trova in figura 21. Consigliamo, prima di collegare tra loro i vari circuiti stampati, di collaudare separatamente l'alimentatore, onde evitare, se nel medesimo vi fosse qualche difetto, di alimentare gli altri moduli con tensioni errate. Eseguita questa prova, effettuare i collegamenti tra i circuiti CS 200, CS 500 e CS 600. Dopo aver verificato che ogni collegamento è esatto dare alimentazione allo strumento, collegare a massa PT 505 e verificare, tramite il trimmer R 101, il regolare funzionamento del circuito di azzeramento. Dopo aver eseguito questa prova, se tutto funziona regolarmente, collegare PT 505 ai +5 V e regolare, dopo aver posto R 103 a metà corsa, R 102 fino a che sulle nixies si leggerà 500 V.

Se queste due prove preliminari non danno buon esito e se qualche cosa non funzionasse regolarmente, controllare con un oscilloscopio

gli impulsi presenti nei vari punti chiave del circuito e confrontarli con quelli di figura 11.

Se tutto funziona regolarmente, collegare gli ultimi due circuiti CS 300 e CS 400.

Non resta ora, che effettuare la taratura di tutto il circuito. Per fare ciò è necessario o un generatore di tensione campione, ottimo l'Amtron UK 817 oppure un voltmetro campione.

Per prima cosa si taratura tutta la parte in CC.

Per tarare questa parte di circuito è necessario disporre di una tensione nota, che può essere prelevata o dal generatore UK 817 oppure da qualunque alimentatore, e misurata con un voltmetro di precisione.

Ora si tarano R 101, R 102, R 103, R 402, R 303, R 307 come segue:

— R 101 deve essere regolato per avere l'indicazione 000, ottenuta partendo da un valore più alto, sulle nixies, (azzeramento). Questa regolazione si esegue con tutti i pulsanti del circuito CS 300 in posizione di riposo.

— Si immetta ora la tensione (inferiore a 9,99 V) all'ingresso, si inserisca il pulsante Vx1, si porti R 103 a metà corsa e si regoli R 102 fino ad ottenere sulle nixies lo stesso valore della tensione in ingresso (calibrazione).

Ora lo strumento è calibrato

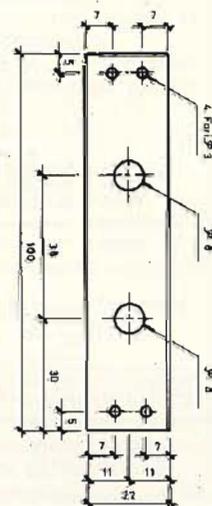
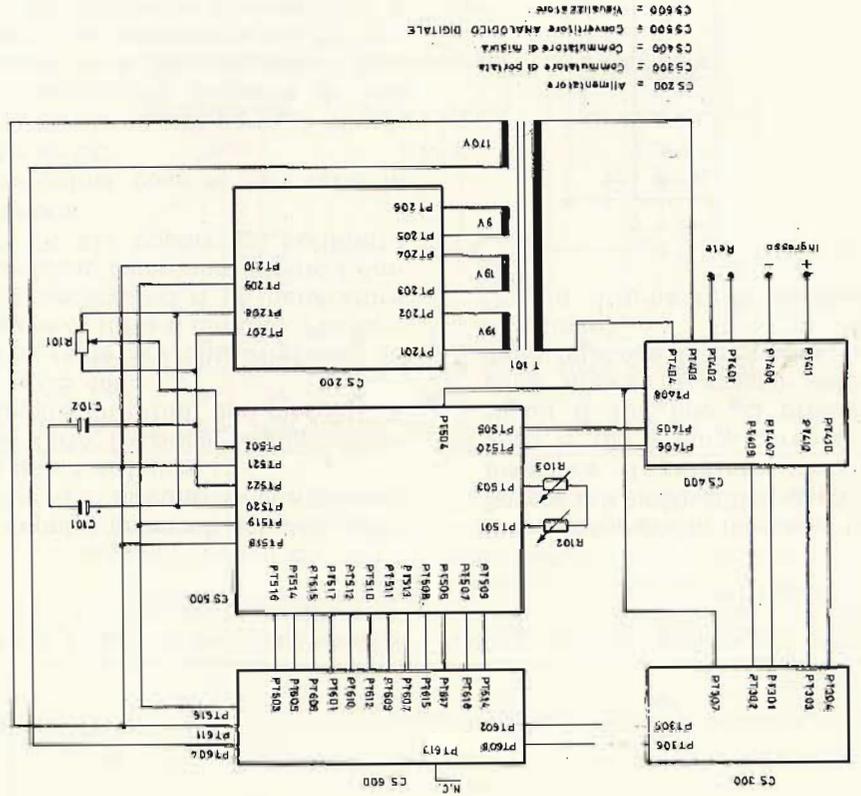


Fig. 19 - Piastra di supporto dei potenziometri di taratura.

ELENCO MATERIALI DEL CABLAGGIO GENERALE (fig. 21)			
C 101	= condensatore elettrolitico da 470 μ F 16 VL	R 102	= potenziometro semifiesso (trimmer) da 4,7 k Ω
C 102	= condensatore elettrolitico da 470 μ F 16 VL	R 103	= potenziometro semifiesso da 470 Ω
R 101	= potenziometro semifiesso da 470 Ω	T 101	= trasformatore di alimentazione (vedi testo)

Fig. 21 - Cablaggio generale del voltmetro digitale.



Per regolare i fattori di divisione dei circuiti CC e CA è naturale necessario disporre di una tensione nota compresa fra gli 80/90 V per regolare il partitore per 10 (Vx10) e di un partitore per 10 (Vx10) e di una tensione compresa fra i 300/400 V per regolare il partitore

Per regolare i fattori di divisione di divisione 10 e 100 del partitore in CA.

Dopo aver predisposto il commutatore di misura in CA ed il commutatore di portata in Vx10 si regoli R 405 fino a leggere sulle nixies il valore della tensione in ingresso.

Il trimmer R 304 ed R 308 si regoleranno per avere dei fattori di divisione 10 e 100 del partitore a 9 V.

Per tarare R 405 è necessario disporre di una tensione alterata, nota con precisione, inferiore a 9 V.

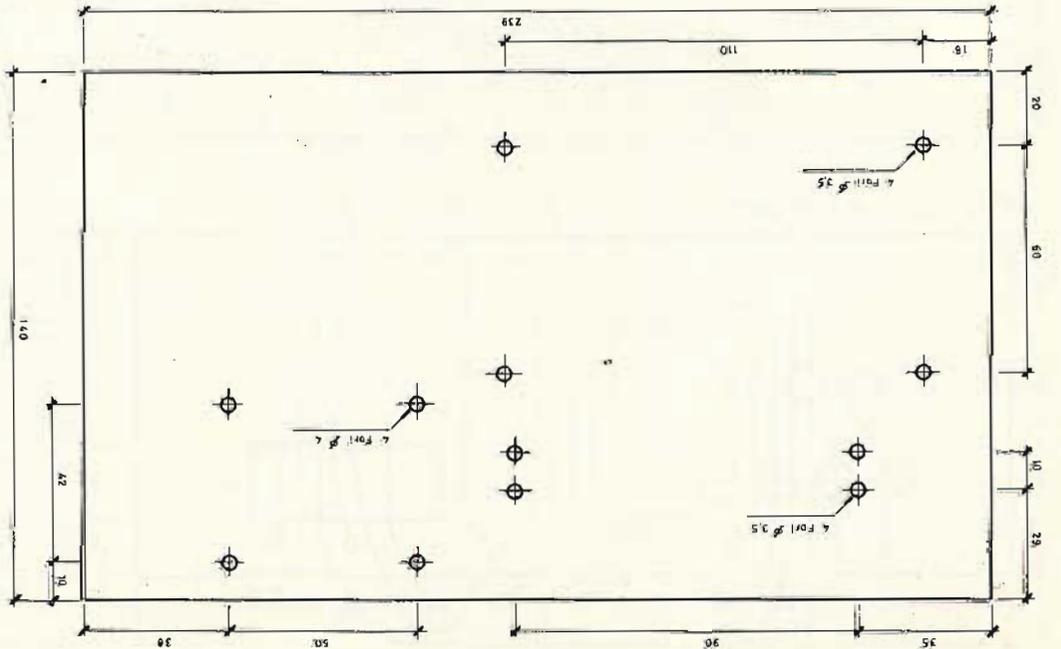
Con questo la parte in CC dello strumento è tarata, non resta che tarare i circuiti di misura della CA.

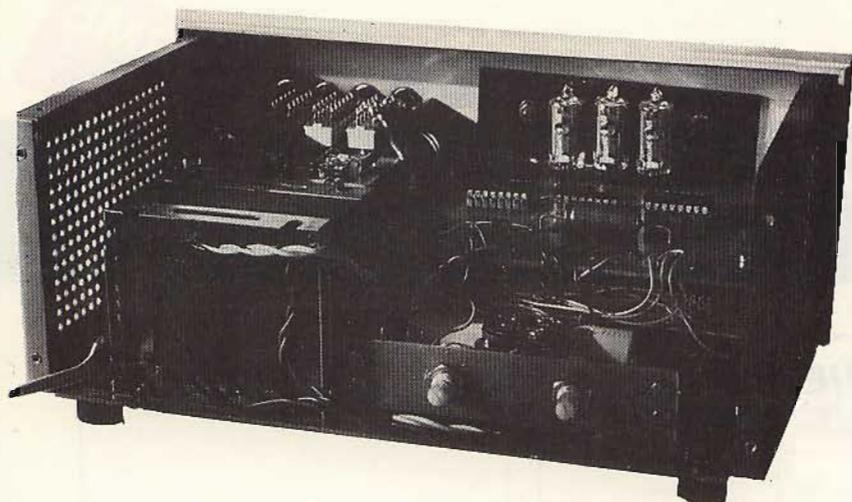
In ultimo si regoli R 303 ed R 307 fin tanto che il fattore del divisore di tensione sia 10 e 100.

Si regoli pertanto R 402 fino ad ottenere una tensione di 8,50 V all'ingresso del voltmetro. Questo valore viene letto direttamente sulle nixies.

per misurare tensioni continue fino a 9,99 V è possibile partore tanto tarare il calibratore di tensione.

Fig. 20 - Dima di foratura del fondo del contenitore del voltmetro digitale.





Prototipo del voltmetro digitale a realizzazione ultimata.

per 100 (Vx100).

Per finire due parole sui risultati ottenuti:

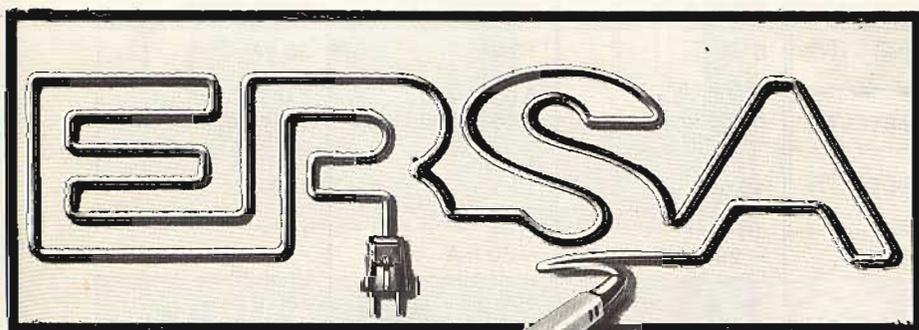
- le deviazioni rispetto alla linearità ed alla stabilità sono ottime se paragonate con strumenti professionali;
- la precisione di lettura in CC è migliore dello 0,5% e le variazioni della lettura, 4 ore dopo la calibrazione, sono contenute entro lo 0,05%.

Queste misure sono state eseguite con una tensione di 9,99 V e dopo 20 minuti di riscalda-

mento;

- in alternata si è riscontrata una precisione del 1-2% a seconda del diodo rivelatore impiegato. Infatti questo semplice circuito raddrizzatore, misurando tensioni alternate molto basse risente dell'effetto di rivelazione non lineare del diodo. E' necessario, pertanto, selezionare il diodo fino ad ottenere le migliori prestazioni.

Tutto ciò è possibile grazie al prezzo molto basso del diodo impiegato.



ERSA - ERNEST - SACHS - G.M.B.H.

POSTFACH 66

D. 6980 WERTHEIM - GERMANIA

UK 718



**MISCELATORE
STEREO
A 6 INGRESSI
UK 718**

Si tratta di un mixer di limitato volume peso ridotto, caratteristiche decisamente professionali, adatto ugualmente bene sia al funzionamento in sede fissa, sia ad essere facilmente trasportabile per lavori fuori studio. Particolare cura è stata posta alla limitazione del rumore, della distorsione e ad una ottima separazione dei vari canali.

La manovra è agevole ed un sistema completo di segnalazione permette di rendersi conto con uno sguardo della situazione del mixaggio in ogni momento.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	115-220-250 Vc.a. 50-60 Hz
Absorbimento:	4 VA
Ingressi:	4 stereo + 2 mono
Impedenza ing.:	phono 1-2,
Tape	47 kΩ
aux	470 kΩ
micro	120 kΩ
Impedenza d'uscita:	4,7 kΩ
Sensibilità:	phono 1-2
aux, tape	4 mV
micro	120 mV
Livello uscita regolabile:	1-3,5 mV
	0 ÷ 750 mV
Distorsione:	< 0,3%
Rapporto S/N:	> 60 dB
Separazione:	40 dB
Risposta in frequenza:	
micro	10 ÷ 6000 Hz (-1 dB)
aux-tape	10 ÷ 60000 Hz (-1 dB)
phono	30 ÷ 18000 Hz (R.I.A.A. ± 2 dB)
Uscita cuffia (stereo):	8 Ω
Dimensioni:	300 x 215 x 65

UK718 - in Kit L. 115.000
UK718W - montato L. 145.000

trasformatori di alimentazione con fissaggio unive. serie 6 VA - serie 10 VA - serie 30 VA

DESCRIZIONE

Questi trasformatori di alimentazione sono costruiti secondo la normalizzazione IEC, il loro fissaggio è possibile con due o quattro squadrette in nylon (rinforzato da fibra di vetro) inserite nei fori del pacco del trasformatore.

Questa soluzione gli consente una notevole flessibilità d'impiego rendendoli adatti a tutte le esigenze di spazio. Nelle sei figure a piede pagina sono illustrate alcune delle più tipiche soluzioni di montaggio.

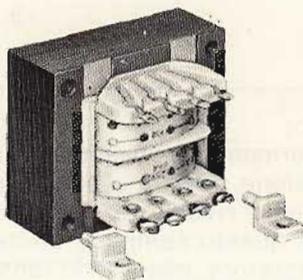
MATERIALI

- Esecuzione a giorno
- Pacco lamellare con verniciatura nera opaca
- Rocchetto in nylon rinforzato da fibra di vetro
- Impregnazione totale
- Isolamento classe B
- Terminali in ottone stagnato

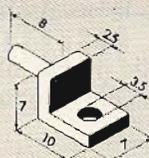
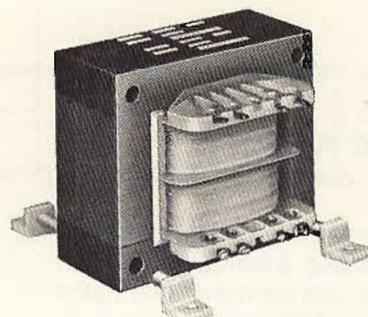
TIPO E QUANTITÀ DELLE SQUADRETTE IN CONFEZIONE

SERIE	TIPO SQUADRETTE	SQUADRETTE IN CONFEZIONE
6 VA	A	2
10 VA	A	4
30 VA	B	4

SERIE 6VA SERIE 10VA

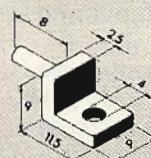


SERIE 30VA



TIPO A

Squadrette disponibili anche a parte
Codice GBC
HT/3731-50



TIPO B

Squadrette disponibili anche a parte
Codice GBC
HT/3740-95

DATI TECNICI

Potenza nominale secondaria
Rigidità dielettrica
tra primario e secondario (per 60")
tra primario + secondario e massa (per 60")
Sovratemperatura con carico nominale
Caduta di tensione Vuoto/Carico
Sovratensione max (in servizio continuo)
Sovraccarico max (in servizio continuo)
con tensione nominale d'ingresso
Corrente primaria a vuoto
Ferro laminato a freddo
Peso

SERIE 6 VA

6 VA
5.000 Vc.a.
5.000 Vc.a.
~ 15°C
~ 10 %
10 %
10 %
~ 25 mA
Unel 16
250 g

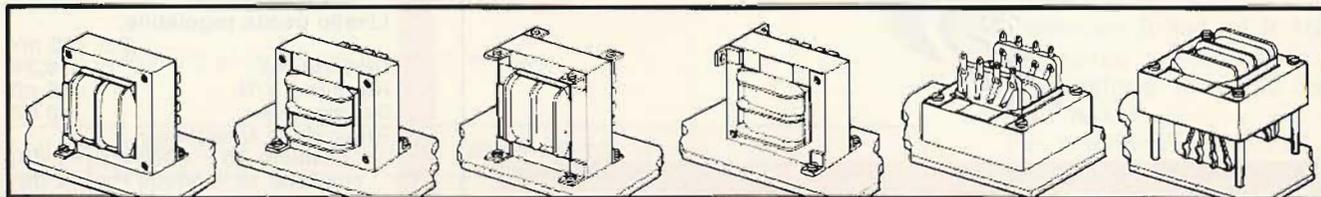
SERIE 10 VA

10 VA
5.000 Vc.a.
5.000 Vc.a.
~ 15°C
~ 10 %
10 %
10 %
~ 30 mA
Unel 19
400 g

SERIE 30 VA

30 VA
3.000 Vc.a.
3.000 Vc.a.
~ 25°C
~ 10 %
10 %
10 %
~ 40 mA
Unel 22
900 g

Sistemi di montaggio possibili



Posizione 1

Montaggio in verticale con 2 sole squadrette disposte in diagonale.

Posizione 2

Montaggio in orizzontale con 2 sole squadrette disposte in diagonale.

Posizione 3

Montaggio in verticale con 4 squadrette e fissaggio inferiore o superiore.

Posizione 4

Montaggio in orizzontale con 4 squadrette (2+2) per un sicuro fissaggio in posizione d'angolo.

Posizione 5

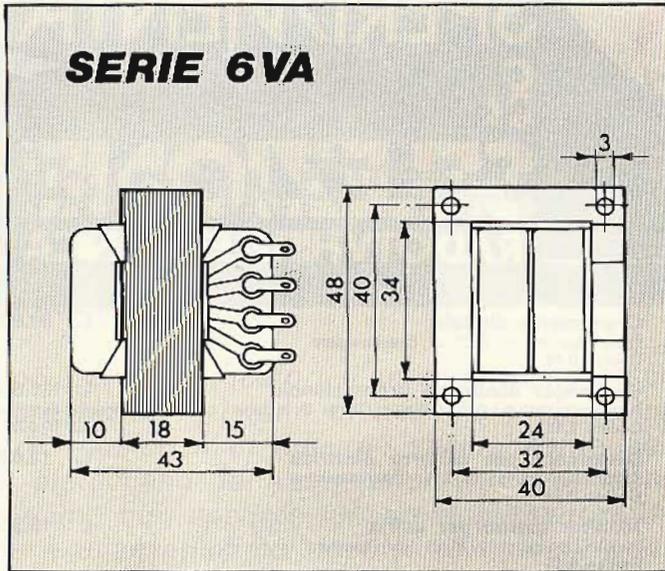
Montaggio in orizzontale ad incasso utilizzando 2 o 4 viti.

Posizione 6

Montaggio su c.s. con pagliette passanti, fissaggio con 2 o 4 viti senza distanziatori.

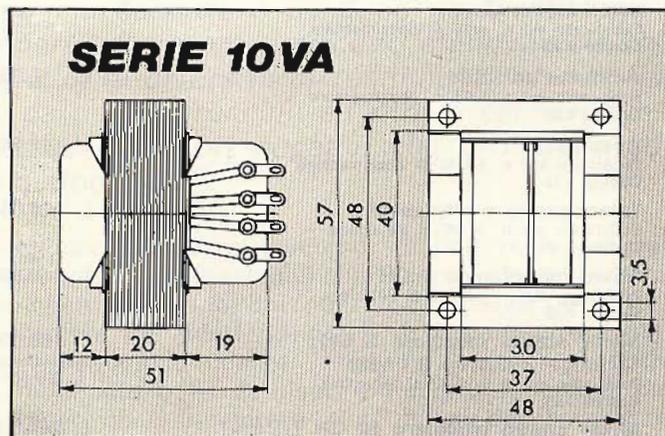
trasformatori di alimentazione con fissaggio universale
serie 6VA - serie 10VA - serie 30VA

SERIE 6VA



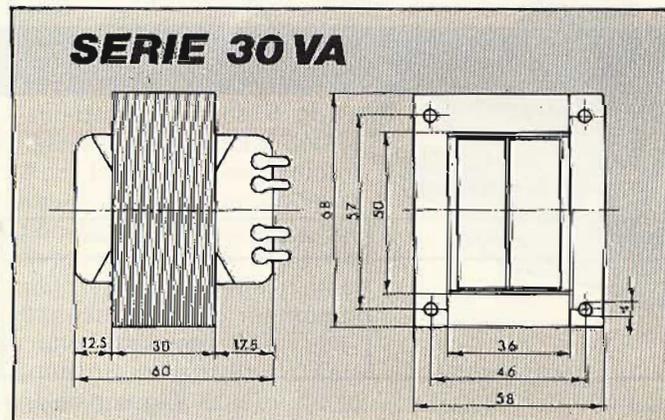
CODICE G.B.C.	ENTRATE	USCITE
HT/3731 - 00	110 V 220 V	110V 220V
HT/3731 - 01	110 V 220 V	6V - 1A 6V - 0,5A; 6V - 0,5A 12V - 0,6A
HT/3731 - 02	110 V 220 V	12V - 0,5A 12V - 0,25A; 12V - 0,25A 24V - 0,25A
HT/3731 - 03	110 V 220 V	24V - 0,25A 24V - 0,125A; 24V - 0,125A 48V - 0,125A
HT/3731 - 04	110 V 220 V	2,5V - 2,4A 2,5V - 1,2A; 2,5V - 1,2A 5V - 1,2A
HT/3731 - 05	110 V 220 V	6V - 0,3A; 12V - 0,3A 18V - 0,3A
HT/3731 - 06	110 V 220 V	6V - 0,2A; 24V - 0,2A 30V - 0,2A
HT/3731 - 07	110 V 220 V	9V - 0,6A 9V - 0,3A; 9V - 0,3A 18V - 0,3A

SERIE 10VA



CODICE G.B.C.	ENTRATE	USCITE
HT/3734 - 00	110 V 220 V	110V 220V
HT/3734 - 01	110 V 220 V	6V - 1,6A 6V - 0,8A; 6V - 0,8A 12V - 0,8A
HT/3734 - 03	110 V 220 V	24V - 0,4A 24V - 0,2A; 24V - 0,2A 48V - 0,2A
HT/3734 - 05	110 V 220 V	6V - 0,33A; 24V - 0,33A 30V - 0,33A
HT/3734 - 06	110 V 220 V	9V - 1,1A 9V - 0,55A; 9V - 0,55A 18V - 0,55A

SERIE 30VA



CODICE G.B.C.	ENTRATE	USCITE
HT/3740 - 10	110 V 220 V	6V - 5A 12V - 2,5A 6V - 2,5A; 6V - 2,5A
HT/3740 - 20	110 V 220 V	9V - 3,3A 18V - 1,65A 9V - 1,65A; 9V - 1,65A
HT/3740 - 30	110 V 220 V	12V - 2,5A 24V - 1,25A 12V - 1,25A; 12V - 1,25A
HT/3740 - 40	110 V 220 V	15V - 2A 30V - 1A 15V - 1A; 15V - 1A

KITS

DI SPERIMENTARE & SELEZIONE DI TECNICA RADIO TV HI FI ELETTRONICA

Sintetizzatore elettronico (escluso mobile, pannello frontale e manopole) Pubblicato su tutti i numeri (11) del 1976 di Selezione Codice 00.1	L. 260.000 (inviare anticipo) di L. 100.000	Cronometro digitale Pubblicato sul n. 6/77 di Sperimentare Codice 0.12	L. 59.000
Preamplificatore per chitarra Pubblicato sul n. 5/76 di Selezione Codice 00.2	L. 18.500	Sequencer analogico professionale Pubblicato sul n. 5-6-7-8-9-10-11/77 di Selezione Codice 0.13	L. 125.000 (inviare anticipo) di L. 50.000
Phaser Box (escluso contenitore) Pubblicato sul n. 10/76 di Sperimentare Codice 00.3	L. 23.800	Distorsores per chitarra elettrica Pubblicato sul n. 4/76 di Sperimentare Codice 0.14	L. 18.000
Preamplificatore HI-FI Pubblicato sul n. 10/76 di Selezione Codice 00.4	L. 26.000	Monitor stereo per cuffia Pubblicato sul n. 9/76 di Sperimentare Codice 0.15	L. 16.300
Alimentatore 7/30 V 13 A (escluso trasformatore) Pubblicato sul n. 9/76 di Selezione Codice 00.5	L. 18.500	Alimentatore da 1,5 A con trasformatore Pubblicato sul n. 4/76 di Sperimentare Codice 0.16	L. 17.000
Preamplificatore per chitarra basso Pubblicato sul n. 11/76 di Sperimentare Codice 00.6	L. 18.500	Antifurto per auto Pubblicato sul n. 1/77 di Sperimentare Codice 0.17	L. 16.800
Amplificatore finale 100 W Pubblicato sul n. 12/76 di Selezione Codice 00.7	L. 41.000 (mono) L. 79.000 (stereo)	Autolight Pubblicato sul n. 7-8/76 di Sperimentare Codice 0.18	L. 12.900
Trasmettitore FM 800 mW Pubblicato sul n. 12/76, 1 e 4/77 di Selezione Codice 00.8	L. 98.000	Telecomando a ultrasuoni Pubblicato sul n. 11/76 di Selezione Codice 0.19	L. 23.000
Lineare FM 6 W Pubblicato sul n. 2/77 di Selezione Codice 00.9	L. 40.000	Mixer microfonic 5 CH Pubblicato sul n. 9-10/77 di Selezione Codice 0.20	L. 48.000
Lineare FM 50 W	L. 97.000	Mixer stereo modulare 6 CH (2 fono - 2 micro - 2 linea) Pubblicato sul n. 9-10/77 di Selezione Codice 0.21	L. 180.000 (inviare anticipo) di L. 100.000
Solo transistor TP 2123 Pubblicato sul n. 4/77 di Selezione Codice 0.10	L. 52.000	Mixer stereo modulare 10 CH (2 fono - 2 micro - 6 linea) Pubblicato sul n. 9-10/77 di Selezione Codice 0.22	L. 240.000 (inviare anticipo) di L. 150.000
Leslie elettronico Pubblicato sul n. 3/77 di Sperimentare Codice 0.11	L. 24.500		

TUTTI I PREZZI INDICATI SONO COMPRESIVI DI IVA

Tagliando d'ordine da inviare a JCE - Via P. Volpedo, 1 - 20092 Cinisello Balsamo (Milano)
Inviatemi i seguenti kit pagherò al postino il prezzo indicato + spese di spedizione

nome del kit	codice	prezzo

Desidero ricevere anche i seguenti numeri arretrati della rivista Selezione al prezzo di L. 1.500 cad.

Sperimentare al prezzo di L. 1.500 cad.

Cognome Nome

Via Città Cap.

Firma Data

PREAMPLIFICATORE "STRIPLINE" PER UHF

di G. BRAZIOLI

Sebbene i preamplificatori d'antenna siano dispositivi ormai molto noti ai tecnici, come circuiti, prestazioni, sistemi di assemblaggio, anche in questo campo è sempre possibile incontrare «qualcosa di nuovo», specialmente se si osservano le realizzazioni professionali che si distaccano dal «consumer» notevolmente.

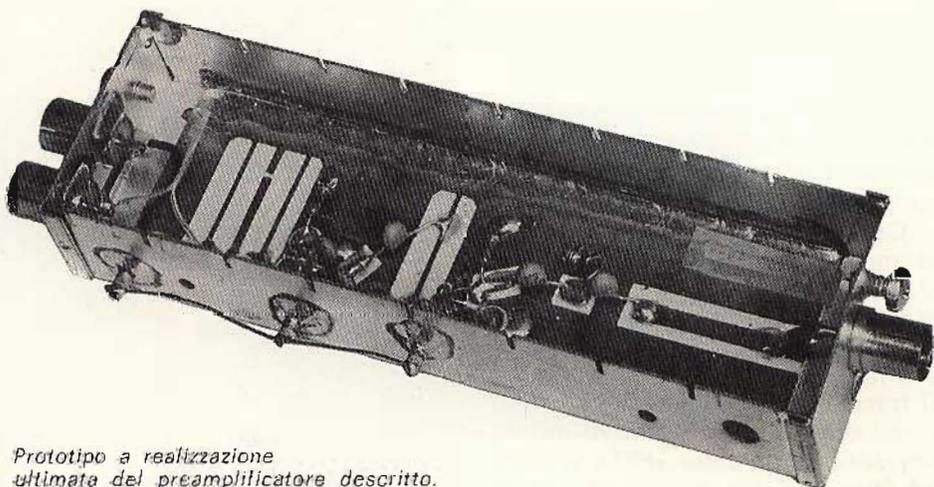
Presentiamo qui, appunto, un preamplificatore UHF studiato per l'utilizzo nei ponti ripetitori TV che è avanzatissimo rispetto ai modelli convenzionali; con due transistori dà un guadagno di 24 dB mentre il rumore è di solo 4 dB. Inoltre, nella realizzazione pratica non si impiegano più barrette o bandelle quali elementi induttivi, bensì striplines, ovvero piste che fanno parte di un unico circuito stampato; in tal modo si escludono i noti effetti della microfonicità, le diversità di rendimento che si riscontrano negli apparecchi tradizionali passando da un apparecchio all'altro a causa delle capacità parassitarie, ed insomma tutto quel complesso di fattori negativi che affliggeva ed affligge i preamplificatori concepiti con la solita metodica.

Riprendiamo il nostro discorso sulle realizzazioni **professionali** che appartengono al campo dei ponti trasmettitori e dei ponti ripetitori per TV, presentando questa volta un preamplificatore RF, da inserire tra l'antenna ed il ricevitore che equipaggia il ponte. Si tratta di un sistema UHF, cioè operante sulla Banda V, indicativamente sui canali 45 - 50, in grado di offrire 24 dB.

«Nulla di molto nuovo», forse opinerà il lettore; invece il nuovo vi è, e risiede nel fatto che contrariamente a tutti gli amplificatori professionali visti in precedenza, questo non ha le connessioni eseguite «da-punto-a-punto» e gli elementi induttivi in bandella o linee rigide sospese, bensì il montaggio impiega uno stampato che reca i tratti risonanti in «stripline». Quali sono i vantaggi? Presto detto; negli apparecchi della **generazione precedente** bastava errare legger-

mente nella lunghezza degli «accordi», o nella distanza tra questi e le pareti utilizzate come schermi o il contenitore metallico, o altra misura e l'apparecchio manifestava subito fenomeni molto strani. La banda passante attesa non era rag-

giunta, o si verificavano autooscillazioni, o la taratura risultava difficilissima. In pratica, solo chi aveva a disposizione una ben nutrita o **ricca** serie di strumenti, poteva affrontare la regolazione dei Boosters precedenti; agli altri tecnici rima-



Prototipo a realizzazione ultimata del preamplificatore descritto.

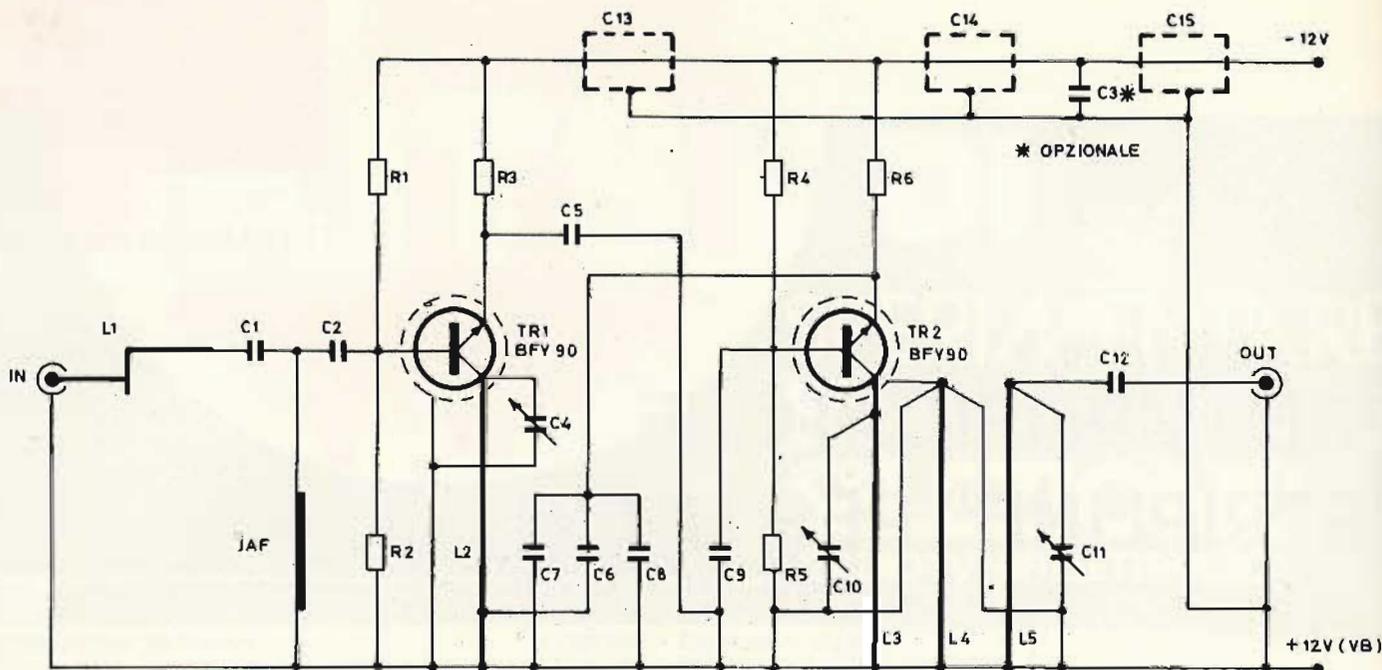


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore.

neva la sola arma della pazienza, «arma», ahinoi, che com'è noto si spunta abbastanza in fretta.

Con gli accordi stampati nulla di simile; vi sono solamente dei componenti da regolare per il massimo guadagno e la banda attesa: quella sorta di «ricerca» da effettuarsi più o meno approfondita sui singoli prototipi è finalmente esclusa.

Alla facilità di regolazione, va poi abbinata l'assenza della microfonicità. Non sempre i boosters ed i complessi che li usano possono essere collocati in un luogo in cui le vibrazioni siano assenti, e solo chi ha avuto modo di preoccuparsi di apparati che vibrano a causa del passaggio di automezzi pesanti o simili sa a che razza di grane va incontro impiegando dispositivi in qualche modo soggetti alla microfonicità! E' inutile dire, che qualunque accordo «in aria» vibra, mentre il parallelo **stampato** è estremamente più rigido e pressoché insensibile alle sollecitazioni meccaniche.

Certamente il disegno di uno stampato adatto ad un Booster UHF ad alto guadagno è cosa complessa e specialistica, però il lettore non deve preoccuparsi di questo lato della questione, in quanto il tracciato che proponiamo è stato a noi offerto dai progettisti del laboratorio SHF della TEK0, e osiamo dire che «più specialisti» di ta-

li tecnici, è difficile trovarne altri....

Vediamo quindi il circuito elettrico: fig. 1 -

I due transistori lavorano uno ad

emettitore comune, l'altro con la base comune e sono del tipo BFY90, noto da alcuni anni, ma recentemente prodotto dalla SGS-Ates con ca-

ELENCO COMPONENTI

C1	=	Condensatore ceramico N750 da 3,3 pF.
C2	=	Eguale al C1.
C3	=	Condensatore ceramico da 10.000 pF (opzionale).
C4	=	Compensatore a disco ceramico da 1/5 pF (si veda il testo).
C5	=	Condensatore a «pastiglia nuda» da 1000 pF.
C6	=	Condensatore ceramico N750 da 3,3 pF.
C7	=	Condensatore ceramico P100 da 1,8 pF.
C8	=	Eguale al C7.
C9	=	Eguale al C5.
C10	=	Eguale al C4.
C11	=	Eguale al C4.
C12	=	Si veda il testo.
C13	=	Condensatore «passante» da 1.000 pF.
C14	=	Eguale a C13.
C15	=	Eguale a C13.
L1-L5	=	Si veda il testo, accordi compresi nel circuito stampato.
JAF	=	Si veda il testo.
R1	=	Resistore da 3.900 Ω, 1/2 W 5%.
R2	=	Resistore da 4.700 Ω, 1/2 W, 5%.
R3	=	Resistore da 2.200 Ω, 1/2 W, 5%.
R4	=	Eguale ad R1.
R5	=	Eguale ad R2.
R6	=	Eguale ad R3.
TR1	=	Transistore BFY90, SGS-ATES.
TR2	=	Eguale al TR1.

ratteristiche migliorate in veste di «complementare» del BFR99. Il BFY 90 SGS-Ates, oltre ad avere una frequenza di taglio che si aggira sui 1000 (1200) MHz, si segnala per il basso rumore, $NF = 5$; contro $NF = 6$ per il noto BFX89 ed ancora $NF = 6$ per il BFW17/A, e valori ancor più elevati per i similari a banda larga, previsti per l'uso nella CATV etc.

L'ingresso dell'amplificatore utilizza una «stripline» (L1) in forma di adattatore d'impedenza. Segue immediatamente un filtro a «T» che elimina i disturbi a frequenza bassa: C1, C2, JAF. Il C2 porta il segnale alla base del TR1 che naturalmente lavora in classe «A». Tale classe di lavoro è assicurata dai valori di R1, R2. Come si nota, porta il segnale alla base del TR1, che è polarizzato da R1 ed R2 per il punto di lavoro che assicura la massima linearità. Come si nota la alimentazione è «bootstrap», ovvero non impiega il negativo a massa, bensì il **positivo**. Visto che i transistori sono NPN, la soluzione può parer «strana»; diremo però che il metodo consente di ottenere una stabilità molto maggiore rispetto al solito, e consente, ad esempio, di evitare la schermatura tra TR1 e TR2. Torniamo al primo stadio.

L'emettitore del TR1 reca in serie R3 che contribuisce alla stabilità termica. C5 funge da bipass. Il carico dello stadio è la stripline L2, accordata tramite C4. Poiché lo stadio successivo lavorando con la base a massa ha una impedenza di ingresso ridotta, il segnale è trasferito via C6, collegato ad una presa sulla L2 vicina alla massa. C7 e C8, con C6 formano un partitore capacitivo che migliora l'adattamento. A parte la figurazione, non vi è molto da dire sullo stadio TR2; anche questo lavora in modo ultra-

lineare ed a larga banda. Alla sua uscita notiamo un elaborato selettore di uscita che comprende L3, L4 (filtro fessurato) ed L5, con gli accordi C10 e C11. Questo complesso limita innanzitutto la risposta ai segnali spuri (i boosters muniti di transistori ad alta frequenza di taglio e ad alto guadagno, come questo, tendono sempre ad amplificare anche portanti VHF e disturbi vari) inoltre aumenta il «Q» del tutto e contribuisce decisamente a migliorare il rapporto segnale-rumore. Studiando opportunamente le striplines che fanno parte del selettore, l'accordo risulta lineare ed acritico, come avrà modo di constatare l'interessato; ma di questo diremo in seguito.

L'accoppiamento all'uscita è capacitativo. Per il C12 si può impiegare un ceramico da 4,7 pF convenzionale, sebbene di ottima qualità, oppure un **gimmick**, come nel prototipo. Il «gimmick» è un tratto di piattina UHF del tipo 2x0,1 VPL lunga 25 mm: un capo isolato giunge su L5, l'altro al bocchettone di uscita.

I condensatori passanti C13, C14, C15 filtrano l'alimentazione: sono fissati sulla scatola-contenitore direttamente, come si vede nelle fotografie dell'insieme.

Siamo così venuti a parlare dei dettagli costruttivi ed allora proseguiamo. Visto che al momento in Italia le migliori scatole professionali per montaggi VHF/UHF le produce la TEKO, che in questo senso ci sembra abbia una ricca quindicina d'anni d'esperienza e di continuo progresso (tanto che riesce ad esportare i contenitori in tutto il mondo, anche sui mercati tradizionalmente «difficilissimi» come la Germania, l'Inghilterra etc) abbiamo ovviamente usato un contenitore di questa marca per il prototipo

che misura 160 mm per 50 mm per 25 mm. I connettori montati sono del tipo «N», e non deve frastornare il fatto che l'uscita ne utilizzi due: nessun problema: nel ponte-prototipo, il segnale incrementato dal Booster in origine giungeva a due ricevitori. Normalmente, il ricevitore sarà unico, quindi unico sarà il connettore «N» di uscita.

Veniamo ora al «pezzo forte» dell'insieme, il circuito stampato.

Questo, che come abbiamo detto è stato disegnato per noi da tecnici specialisti del ramo, misura 135 mm per 44 mm ed è in «vetroceramica caricata per microonde. Un materiale che indubbiamente è costoso, ma non se ne può fare a meno, nel professionale, se professionale deve essere. Ovviamente si tratta di una base bifacciale, cioè doppia ramata. La ramatura inferiore è «continua», cioè un piano di massa interrotto che tocca il fondo della scatola. Quella superiore è incisa secondo il disegno riportato nella figura 2, che è in scala 1:1. Volendo realizzare questo amplificatore, le piste devono essere riprodotte con una precisione **assoluta** visto che sono compresi gli elementi di accordo e vista la frequenza.

Ai lettori che si trovassero in difficoltà per il materiale e per la precisione del lavoro, possiamo fornire la base in vetroceramica pronta a Lit. 9.000, anticipate, da versare alla Redazione, I.V.A. compresa.

A questo punto può essere saldata al suo posto l'impedenza JAF (due spire di filo in rame smaltato $\varnothing 0.8$ mm, spaziate di 4 mm, diametro 4 mm), poi i compensatori C4, C10 e C11.

Sarà ora la volta dei transistori che devono essere cablati «capo-

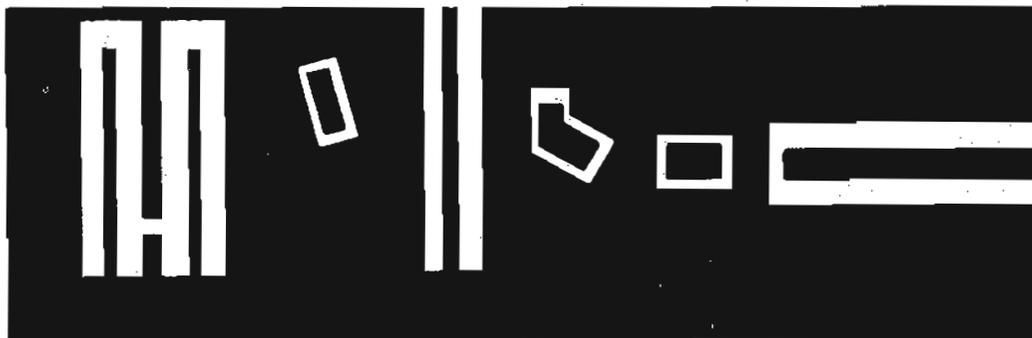


Fig. 2 - Basetta stampata lato rame.

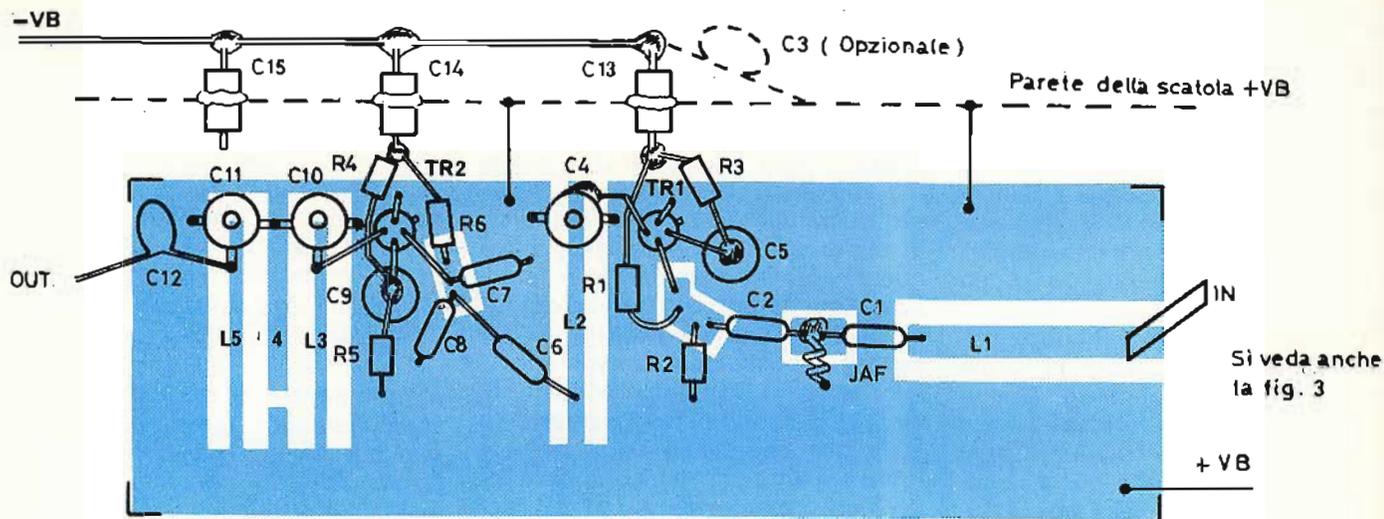


Fig. 3 - Basetta stampata del circuito lato componenti. L'altra facciata della basetta è interamente ramata.

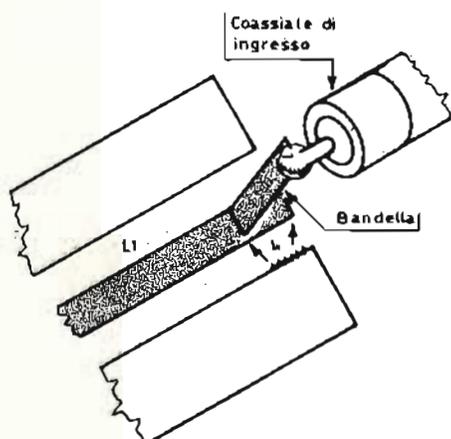


Fig. 4 - Dettaglio della connessione D1-L1.

volti» come si vede nella figura 3 per abbreviare le connessioni senza eccessi a favorire la rigidità meccanica.

La basetta sarà completata con i resistori.

Ultimato questo lavoro, la scatola sarà preparata con i condensatori passanti saldati, ed i bocchettone «N», quindi lo stampato sarà fatto scivolare all'interno, e (attenzione al particolare) **saldata** alla lamiera lungo tutti e due i lati principali in modo da rendere la connessione di massa efficacissima, senza che il contatto sia affidato alle solite viti passanti, alle treccie etc.

Ciò fatto i resistori saranno collegati ai relativi bipass seguendo la figura 3, ed i bipass a loro volta saranno uniti con una connessione esterna alla scatola che perverrà al negativo generale.

Tra C12-L5 ed il bocchettone di uscita sarà collegato il gimmick o il condensatore tradizionale, mentre la connessione d'ingresso merita una cura speciale, essendo parte integrante del circuito!

In pratica, questa è da farsi impiegando una bandella in rame, argentato o non, lunga esattamente 14 mm e larga 4 mm. La bandella, da un lato sarà saldata al capo caldo del coassiale, dall'altro perverrà alla stripline L1, **ma non all'inizio** di questa, bensì a circa 4 mm dal capo, come meglio si comprende osservando la figura 4.

A questo punto il montaggio è ultimato, ma per ritenerlo valido definitivamente occorre un riscontro attento. A lume di esperienza, suggeriamo di verificare prima di tutto che nessun reoforo di TR1 e TR2 sia «troppo» piegato, si da toccare il bordo del case cortocircuitandosi; poi di vedere se i compensatori sono esattamente connessi evitando il famoso errore causato dal «ponticello» del rotore, dalla doppia connessione argentata cui fa capo il disco mobile e che può cortocircuitare un accordo se è collegata sbadatamente come coppia di capi «statore-rotore».

Ancora una buona occhiata deve essere posta sulle saldature, e conviene rileggere brevemente i valori delle capacità e delle resistenze, prima di «autenticare» il tutto; conosciamo infatti **ottimi** tecnici, che proprio perché sono tali credono d'essere infallibili, ed in tal modo non di rado cadono in errori macroscopici causati dalla superficialità.

In elettronica, nessuno, ma pro-

prio **nessuno** è infallibile!

Se il tutto risulta esatto come valori, connessioni, se le saldature sono lustre e perfette, il Booster può essere regolato. Come abbiamo detto all'inizio, la taratura è resa estremamente semplice e spedita dagli elementi di accordo compresi nella base stampata; le uniche manovre necessarie riguardano C4, C10, C11. Questi tre compensatori devono essere «scalati» in modo tale da avere una banda passante di circa 15 MHz, con il guadagno annunciato di 24 dB. Il controllo sarà eseguito all'analizzatore di spettro. Chiudiamo dicendo che se invece dei canali 45-50, interessa la funzione su frequenze più basse, sempre (come è ovvio) in Banda IV, la terna dei suoi compensatori può avere un valore leggermente più ampio; diciamo 1,5 - 7 pF, oppure 2 - 9 pF.

è in edicola

elettronica
OGGI

l'unica rivista
elettronica
italiana
di livello
internazionale



Goodwin le ali della musica

una scelta di prestigio
a prezzo eccezionale
in una vasta gamma di
amplificatori, sintonizzatori, sintoamplificatori.



nella foto:
sintonizzatore mod. 302
amplificatore mod. 300 32-32w



SISME snc 60028 osimo scalo-an-italy- tel.071-79012/13/14 telex:56094 SISME-I

sisme

Vi chiederanno di proteggere piccoli Se vi chiederanno anche di farlo allora installate

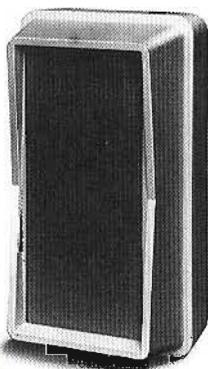
LHD 6020: antifurto per protezione volumetrica di interni.



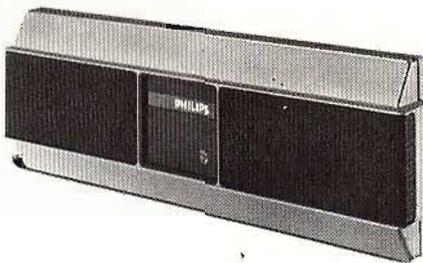
Funzionamento ad ultrasuoni. Area protetta mq. 20 con portata frontale di circa metri 7. Alimentazione 12 V c.c. 0,07 A. Protetto contro le manomissioni. Relè di allarme N.A. e N.C.. "Walk-test" acustico. Possibilità di introdurre integrazione segnale con ponte (2 sec.). Staffa orientabile a corredo. Possibilità di collegare fino a 4 unità aggiuntive tipo LHD 6021. Dimensioni: mm. 230 x 60 x 100.

LHD 6001/LHD 1320: rivelatore a microonde per protezione di interni.

Funzionamento ad effetto Doppler. Area protetta 150 mq. con portata frontale di mt. 13 estendibile a 25 o 50 metri rispettivamente con antenne LHD 6002 e LHD 6002/10. Relè di allarme N.A. e N.C. normalmente eccitato. Alimentazione 12 V c.c. 0,2 A. Protetto contro le manomissioni. "Walk-test" con lampada. Installazione normalmente senza staffa, con staffa LHD 6005 solo se si utilizzano le antenne LHD 6002. Disponibili in 6 frequenze. Nel modello LHD 1320 viene fornito un segnale logico per l'esame da parte della centrale LHD 1300. Dimensioni: mm. 183 x 102 x 96.



LHD 1310: rivelatore ad ultrasuoni per protezione di interni.



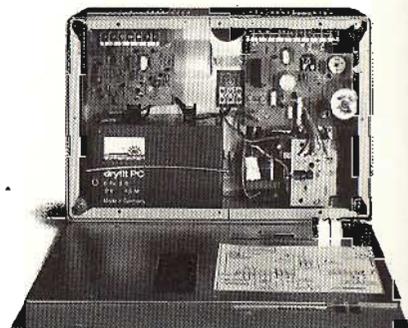
Funzionamento ad ultrasuoni. Area protetta mq. 20 con portata frontale fino a metri 7. Alimentazione 12 V c.c. 0,09 A. Protetto contro le manomissioni. Relè di allarme N.A. e N.C. normalmente eccitato. "Walk-test" con "led" invisibile dopo la taratura. Sincronizzazione per l'uso di più sensori dello stesso tipo. Installazione senza staffa. Uscita di un segnale logico per analisi con centrale LHD 1300. Mobile in metallo. Dimensioni: mm. 335 x 125 x 58.

LHD 6018: antifurto a microonde per protezione di interni.



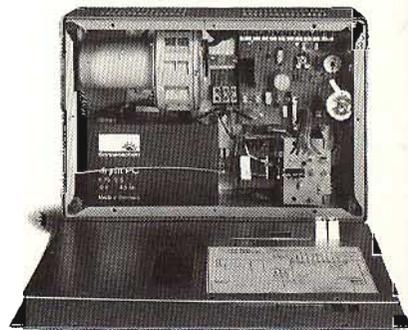
Funzionamento ad effetto Doppler (9,9 GHz). Area protetta mq. 180 con portata frontale di metri 15 estendibile a metri 30 con antenna LHD 6025. Alimentazione 12 V c.c. 0,2 A. Protetto contro le manomissioni. Relè di allarme N.A. e N.C. normalmente eccitato. "Walk-test" con "led". Possibilità di memoria di allarme. Staffa a corredo. Disponibile in 8 frequenze differenti. Dimensioni: mm. 175 x 60 x 100.

LHD 6013: centralino.



Un ingresso N.C. temporizzato in uscita, ingresso e allarme, un ingresso N.C. istantaneo temporizzato in allarme, un ingresso N.C. e N.A. antimanomissione 24 ore su 24. Alimentatore da 1,5 A 12 V c.c.. Protezione antimanomissione realizzata con doppio coperchio e microinterruttore. Capacità di contenere batterie fino a 6 A/h 12 V. Uscita allarme 12 V c.c. 6,3 A. Lampada spia rete e fusibile batteria. Dimensioni: mm. 341 x 231 x 120.

LHD 6010: sirena autoalimentata.



Insostituibile tutte le volte che si richiede la massima garanzia di sicurezza. Sirena di 40 W ad alta resa acustica. Protezione antimanomissione realizzata con doppio coperchio e microinterruttore. Alimentatore da 1,5 A/h 12 V. Ingresso N.A. e N.C.. Dimensioni: mm. 341 x 231 x 120.

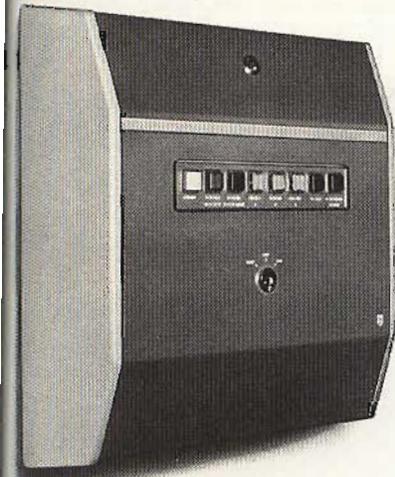


PHILIPS

PHILIPS S.P.A. Sistemi Audio Video
V.le F. Testi 327 - Milano - Tel. 6445

ambienti e grandi aree industriali. nel modo migliore Philips.

LHD 1300: centrale di allarme professionale.



Centrale destinata a protezioni di prestigio come banche, musei, fabbriche, ecc.... Tre ingressi N.A. e N.C. separati. Ingressi a segnale logico (per sensori LHD 1310 e LHD 1320). Circuiti antimanomissione 24 ore su 24. Commutatore a chiave per prova inserimento-spegnimento. Segnale extra per indicare batteria scarica. Protezione su alimentazione sensori. Lampade prova situazione batteria. Uscita: relé doppio di preallarme, relé doppio di allarme. Dimensioni: mm. 383 x 362 x 135.

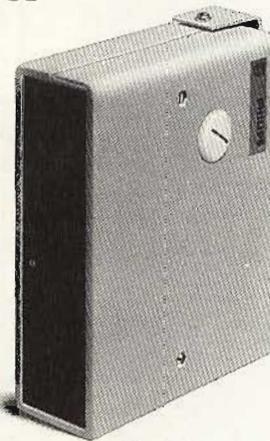
LHD 6015/20: chiave autoprotetta.

Elegante contenitore per montaggio esterno o ad incasso. Dotazione di n. 3 chiavi rotonde ad alta affidabilità. Protezione con microinterruttore. Segnalazione impianto inserito con "led". Interruttore semplice a due posizioni. Dimensioni: mm. 100 x 54 x 51.



LHD 1250: rivelatore di movimento a raggi infrarossi.

Funzionamento a raggio infrarosso modulato. Ricevitore e trasmettitore nello stesso mobile. Portata media 10 metri; diametro del fascio cm. 10 ± 20. Alimentazione 12 V 0,08 A. Relé di allarme N.A. e N.C. normalmente eccitato. Protetto contro le manomissioni. Mobile in metallo. Dimensioni: mm. 177 x 55 x 140.



LHD 1130: Invisiwall.

È il prodotto insuperabile per protezioni esterne di grande importanza. Si compone di un ricevitore e un trasmettitore che realizzano una barriera invisibile attraverso la quale non si può passare senza essere segnalati. Portata da 30 a 300 metri con una ampiezza media del fascio di circa 8 metri. Alimentazione a 220 V con batterie incorporate per 10 ore di autonomia.



LHD6024: HOUSE GUARD



L'unità "house guard" è un centralino antifurto ed antirapina completo.

È provvisto di batterie di alimentazione, delle temporizzazioni di ingresso e di uscita e di una sirena elettronica bitonale di elevata potenza acustica. Tramite un pulsante ed un diodo Led si è sempre in grado di controllare lo stato di carica delle batterie. Con l'unità "house guard" la casa e le persone sono protette 24 ore al giorno da qualsiasi tentativo di rapina. Le batterie garantiscono al centralino un'autonomia di circa 1000 ore (funzionamento a riposo).

Alimentazione: 12 V c.c. ± 20%. Pressione acustica della sirena: ≥ 90 dB. a mt. Durata dell'allarme: continua fino al reset della unità tramite chiave. Ritardo d'allarme d'uscita: termina dopo la prima chiusura del microcontatto sistemato sulla porta. Frequenza della sirena bitonale: F 1 = 1500 Hz ± 30%. F 2 = 1300 Hz ± 30%.

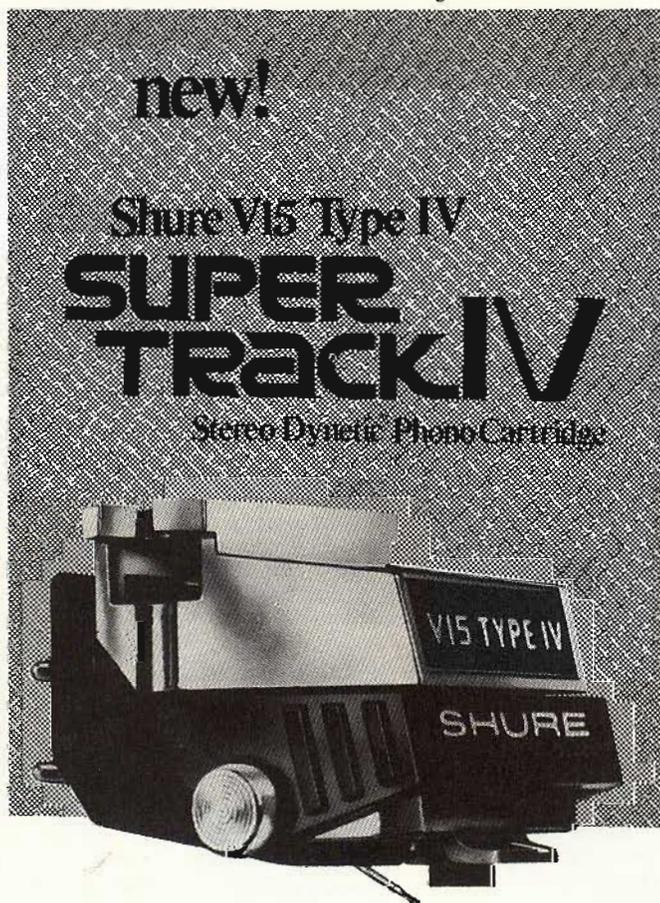
Desidero conoscere dove acquistare i Vostri antifurto

Desidero ricevere ulteriori notizie tecnico-commerciali sui Vostri antifurto

Il mio indirizzo è:
Sig./Ditta _____

Via _____ n. _____
Città _____
sono/siamo interessato/i in qualità di _____

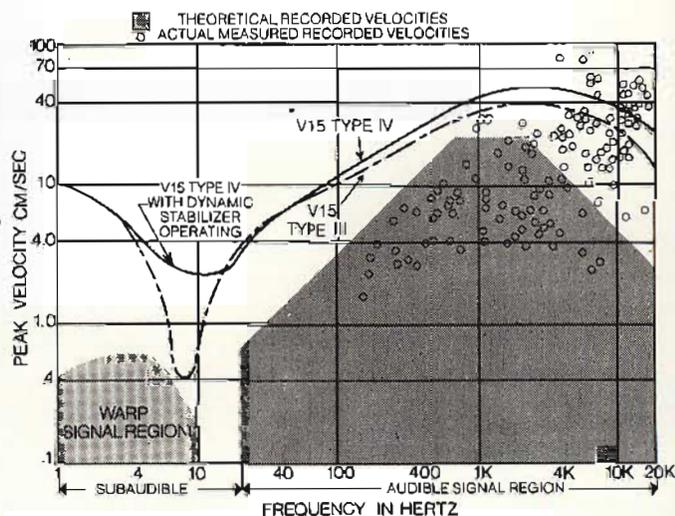
i fatti: la IV fa di più... molto di più!



La nuova V15 Tipo IV costituisce un punto di riferimento nell'ambito della ricerca di innovazioni nel settore. Lo scopo è stato quello di progettare una cartuccia che fosse decisamente superiore a quelle esistenti, sia per trasparenza musicale che per perfezione e uniformità nelle caratteristiche tecniche. Questo scopo è stato raggiunto attraverso numerosi anni durante i quali sono stati ideati metodi di ricerca senza precedenti: il risultato è un pick-up totalmente nuovo che supera largamente qualunque livello precedente di prestazioni. La nuova concezione della V15 Tipo IV permette di superare numerosi ed estremamente difficili ostacoli inerenti la riproduzione della musica, ostacoli che, sino ad ora, avevano sfidato qualunque soluzione pratica. Ne è derivata una cartuccia fondamentalmente musicale in grado di soddisfare anche l'orecchio più critico, indipendentemente dal genere di musica riprodotta e nonostante le rigorose esigenze delle registrazioni tecnicamente oggi più avanzate.

LA V15 TIPO IV VI OFFRE

- Una trackability migliorata (documentabile) in tutto lo spettro di frequenze udibili, in modo particolare nelle zone critiche delle medie ed alte frequenze.



*Cartridge-tone arm system trackability as mounted in SME 3009 tone arm at 1 gram tracking force.

- Tracciamento dinamicamente stabilizzato che permette di superare i problemi dovuti alle deformazioni del disco, alle variazioni della forza di appoggio, alle oscillazioni dell'angolo di incidenza e al "wow" causato dalle variazioni di velocità del giradischi.
- La neutralizzazione della carica elettrostatica sulla superficie del disco, che minimizza contemporaneamente tre problemi: cariche elettrostatiche, attrazione della cartuccia al disco ed attrazione della polvere da parte del disco.
- Un efficace sistema di rimozione della polvere e della sporcizia.
- Una configurazione iperellittica della punta dello stilo che riduce drasticamente sia la distorsione armonica che quella di intermodulazione.
- Risposta ultra piatta — misurata individualmente entro ± 1 dB.
- Una impedenza dinamica meccanica estremamente ridotta che rende possibili prestazioni eccellenti con pressioni di appoggio molto basse.

Per ulteriori informazioni sulla nuova V15 Tipo IV, potrete rivolgerVi direttamente presso la ns/ Sede oppure ai RIVENDITORI AUTORIZZATI SHURE o ai CENTRI DISTRIBUZIONE GODWIN SHURE della Vs. zona.

Da parte nostra una sola raccomandazione: che tutti gli imballi delle testine e puntine Shure portino il bollino di garanzia SISME-SHURE!



SISME_snc 60028 osimo scalo-an -italy- tel. 071-79012/13/14 telex: 56094 SISME I



sisme

PROGETTO DI PREAMPLIFICATORE AD ALTA FEDELTA'

di A. Grisostolo

Con questo articolo desideriamo mettere al corrente chiunque si accinga a progettare un preamplificatore ad alta fedeltà, dei vari parametri che devono essere considerati indipendentemente dalle circuitazioni che si vogliono utilizzare. Dopo aver esaminato i parametri vincolanti relativi alla progettazione di qualsiasi preamplificatore HI-FI ci occuperemo anche dei rimanenti punti di discussione.

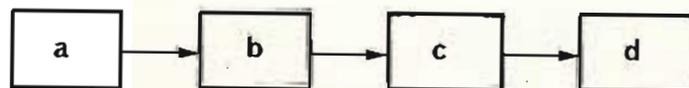
Sebbene progetti di preamplificatori siano stati più volte presentati su questa od altre riviste, riteniamo utile riprendere l'argomento, non tanto come un semplice elenco di semiconduttori, resistenze e condensatori da collegare in una determinata configurazione, ma come un'analisi teorica dell'argomento, un'analisi cioè che può essere utilizzata da chi intenda progettare da sé una simile apparecchiatura; a tale proposito facciamo notare che i principi che andremo ad elencare sono applicabili a qualsiasi progettazione, indipendentemente dalla tecnologia (intesa come scelta delle circuitazioni e relativi problemi e soluzioni) che si ritiene utile applicare per soddisfare le proprie esigenze.

Insistiamo su tale punto di vista perché permette di progettare da sé qualunque apparecchiatura, semplicemente tenendo presente alcuni punti fermi, che considereremo i parametri VINCOLANTI del progetto.

problema si faccia riferimento a blocchi funzionali piuttosto che a veri e propri schemi elettrici; avviciniamoci al problema considerando l'importanza dell'apparecchio preamplificatore nella catena di riproduzione ad alta fedeltà (vedi fig. 1). Come si può notare la funzione principale del preamplificatore è quella di rappresentare una «BLACK BOX» che accoppia la fonte di segnale, dotata di proprie caratteristiche tecniche, all'unità di potenza destinata a pilotare il diffusore acustico (cuffia o altoparlante), a sua volta caratterizzata da determinate caratteristiche.

A tale proposito è necessario un importante chiarimento: attualmente sono in commercio preamplificatori progettati secondo alcuni concetti totalmente opposti, pur assumendo tali apparecchi ad una iden-

tica funzione; la prima «scuola» tende a conferire il massimo della «FLESSIBILITA'» all'apparecchio, dotandolo di tutti i controlli necessari a manipolare il segnale proveniente dalla fonte, comprendenti selettori per un numero generalmente elevato di fonti di segnale, interruttori vari per l'inserzione di particolari filtri, correttori di tonalità e simili, ed altri dispositivi atti a mettere l'utilizzatore nella possibilità di effettuare i più svariati tipi d'intervento sul segnale, per adottarlo in maniera più completa ai propri gusti; la seconda scuola ritiene invece necessario dotare tale apparecchiatura solamente dei controlli strettamente indispensabili per il funzionamento, vale a dire i controlli di volume e bilanciamento e i selettori per la scelta delle fonti di segnale.



a = fonte di segnale
b = preamplificatore

c = unità di potenza
d = trasduttore

Fig. 1 - Catena di riproduzione HI-FI.

SCHEMI FUNZIONALI

Chiarito il concetto che sta alla base del nostro lavoro, è logica conseguenza che nell'analisi del

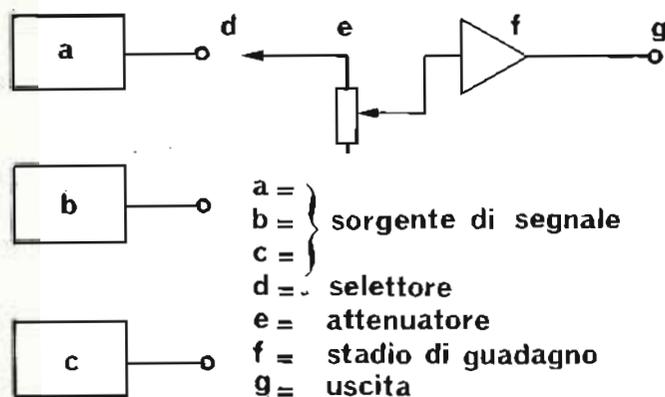


Fig. 2 - Schema a blocchi di un preamplificatore «TIPO».

Lasciando al progettista la scelta che ritiene più confacente ai propri scopi, vogliamo solo far notare come una apparenza più semplice non significhi una qualità più scadente, anzi, per certi motivi può essere sinonimo di migliori caratteristiche sonore.

E' infatti nostra convinzione, suffragata d'altro canto da molte esperienze di numerosi e molto più quotati ricercatori, che, quale che sia la tecnologia adottata per la realizzazione, (valvole, transistori, F.E.T. o circuiti integrati) minore è il numero di componenti che il segnale deve «Attraversare» prima di giungere al nostro orecchio, maggiore è la quantità del messaggio sonoro percepito. Tutto questo ovviamente è preso come regola generale e non va interpretato alla lettera.....

Da parte nostra riteniamo giustificabile (ma la scelta rimane soggettiva) una minore «flessibilità» (cioè possibilità di intervento sul segnale) solo se accompagnata da un miglioramento è del risultato finale, e, soprattutto se questo miglioramento è effettivamente percepibile all'ascolto e non è solamente qualcosa di strettamente «tecnico», nel senso più deteriore della parola.

Per fissare dei punti che verranno sviluppati, abbiamo disegnato uno schema a blocchi (vedi figura 2) di un preamplificatore «tipo». Tale schema rappresenta appunto il «nucleo» di un preamplificatore, che per quanto semplice, offre tutto quanto è necessario per assolvere alle proprie funzioni: adattare le sorgenti di segnale all'unità di potenza. Tale adattamento si riduce essenzialmente ad un trattamento in tensione; vediamo perché.

FUNZIONE DEL PREAMPLIFICATORE

Ogni unità di potenza è caratterizzata, per quanto concerne il nostro aspetto del problema, ad una sua IMPEDENZA di ingresso (Z_{in}) solitamente dell'ordine di qualche decina di Kiloohm, e da una determinata SENSIBILITA', vale a dire il livello di tensione (generalmente alcune centinaia di millivolt) che deve avere il segnale audio al suo ingresso per ottenere la massima potenza in uscita.

Ora, dato che ogni sorgente di segnale è a sua volta dotata di una impedenza di uscita (Z_{out}) e può fornire un determinato segnale audio, è necessario un dispositivo che ne consenta il corretto accoppiamento con l'unità di potenza. Se, per ipotesi, la sorgente disponesse di una Z_{out} tale per cui la Z_{in} dell'unità di potenza non costituirebbe un problema di carico e potesse inoltre fornire tutta la tensione necessaria per ottenere la massima potenza in uscita, il preamplificatore si ridurrebbe ad un semplice potenziometro del volume, necessario per poter controllare la potenza fornita dall'amplificatore. In pratica però ci si trova di fronte ad una situazione così riassumibile: 1°) le fonti di segnale sono in numero superiore ad un registratore ed è quindi necessaria una loro selezione; 2°) il segnale da esse erogato non è sufficientemente elevato per pilotare l'unità di potenza; 3°) la Z_{in} della unità di potenza può essere tale da creare problemi di accoppiamento.

Se inoltre consideriamo che è necessario disporre di un dispositivo che permetta di inviare il se-

gnale selezionato anche ad un eventuale registratore e che può presentarsi la possibilità di esaltare od attenuare una determinata gamma di frequenze, ecco nato il classico preamplificatore.

Ritornando alla figura 2 vediamo che le condizioni vincolanti sono state soddisfatte dato che: 1°) è possibile la selezione di diverse fonti di segnale; 2°) il segnale selezionato è presente anche ad una presa di uscita destinata ad un registratore; 3°) uno stadio dotato di guadagno è interposto tra la sorgente di segnale e l'unità di potenza; 4°) la Z_{in} dell'unità di potenza è «vista» solo dalla Z_{out} del pre sempre, per qualunque fonte di segnale selezionata. Ai punti 7, 8, 9 è inoltre possibile collegare un'altra «BLACK BOX» che consente l'esaltazione o l'attenuazione delle frequenze interessate (tipici controlli di tono), o che permette altri tipi di intervento (v. più avanti).

I PARAMETRI

I parametri che dobbiamo considerare nel progetto di un pre sono: la DISTORSIONE
la RISPOSTA IN FREQUENZA
il GUADAGNO
la DINAMICA
le TENSIONI e le IMPEDENZE in gioco
il RAPPORTO SEGNALE/RUMORE.

Tali parametri sono riferiti alla sezione «attiva» (stadio di guadagno) del pre, e di conseguenza la più critica; esaminiamoli uno ad uno

DISTORSIONE - Nonostante sia stato al centro di numerose dispute, si può stabilire nello 0,1% il valore massimo della distorsione introducibile da un pre, sia esso di tipo armonico o legata a problemi di intermodulazione: essendo però legata a problemi di tipo circuitale tralasciando di esaminare l'ulteriore sviluppo dell'argomento.

RISPOSTA IN FREQUENZA - Idem: discorriamo per quanto riguarda la circuitazione: indichiamo però i classici limiti (20 - 20.000 Hz) ormai tipici per una apparecchiatura ad alta fedeltà.

GUADAGNO - Si entra nel vivo del discorso: collegato da una parte alle caratteristiche della sorgente e dall'altra a quelle dell'unità di potenza. Un esempio chiarirà meglio il problema: ci si trova a dover

progettare un pre adatto ad una U.D.P. dotata di sensibilità pari a 1 volt RMS (1000 mV) e ci si trovi a che fare con sorgenti di segnale dotate di tensioni di uscita dell'ordine dei 100 mV RMS (entrambi sono valori standard); ne segue che il preamplificatore dovrà guadagnare 10 «volte» cioè dovrà AMPLIFICARE in tensione il segnale presente al suo ingresso di un fattore 10, pari a 20 dB. Ovviamente, con altre tensioni in gioco, i fattori di guadagno saranno diversi, ma il procedimento logico è quello indicato: il guadagno necessario sarà sempre dato dal rapporto tra la tensione necessaria in uscita e la tensione presente in ingresso.

Tutto ciò beninteso INDIPENDENTEMENTE dalla posizione del potenziometro del volume, che servirà solamente come ATTENUATORE della potenza erogata dal finale.

Al limite, infatti, tale potenziometro potrebbe trovarsi, invece che tra la sorgente e lo stadio di guadagno, tra quest'ultimo e il finale di potenza; una tale disposizione darebbe però cattivi risultati se non consideriamo un altro parametro e cioè la:

DINAMICA - Per spiegare l'importanza di questo parametro è necessario fare alcuni calcoli numerici: per il momento abbiamo realizzato uno stadio che è dotato di un guadagno pari a 10, dotato di una sensibilità di 100 mV per 1 volt di uscita; ora, qualsiasi stadio attivo, sia esso a valvole o a transistori od a I.C., è caratterizzato da una MASSIMA TENSIONE di uscita, vale a dire la massima tensione alternata che può fornire, senza che la distorsione superi un determinato valore (nel nostro caso lo 0,1%), indipendentemente dal guadagno e che è legata alla tensione di alimentazione; supponiamo che il nostro stadio, per la tecnologia usata possa erogare un massimo di 5 volt RMS: dato che noi abbiamo imposto un guadagno pari a 10, il massimo segnale che potrà essere amplificato sarà di 500 millivolt RMS (infatti $500 \times 10 = 5000 \text{ mV} = 5 \text{ volt}$). La dinamica in questo caso sarà di $500/100 = 5$ volte pari a 14 dB. Ovviamente se si applicassero più di 500 mV lo stadio inizierebbe a saturare con aumenti elevatissimi della distorsione armonica.

Ricollegandoci a quanto detto

con il rotore e l'antenna combinata stolle ...



... si possono
ricevere
meglio tutte
le stazioni
tv

Antenna combinata VHF-UHF

Mod. LA 64/345

Adatta per TV colori e bianco/nero.

Numero elementi:

13 in banda III canali 5-12

51 in banda IV/V canali 21-65

Impedenza: 240/300 Ω o 60/75 Ω

Carico del vento: 11 kp

Rapporto av/ind. vert.: 16-22 dB

Canali	5-6	7-8	9-10	11-12	21-28	29-27	38-48	49-60
Guadagno dB	6,5	7,5	8,5	7,5	9	10	11,5	13

NA/4737-12



ROTORE:

Permette l'esatto puntamento dell'antenna verso il trasmettitore desiderato. **Completamente** automatico. **Migliora** la ricezione. **Non provoca** alcuna perdita di segnale, poiché non vengono impiegati apparecchi di miscelazione. **Basta azionare** il comando a distanza, perché l'antenna si orienti verso la stazione televisiva desiderata. **Il comando** a distanza è di facile applicazione e manovrabilità

e viene comandato direttamente dal vostro appartamento. **Pur sottoposto** a tutte le intemperie la durata è lunghissima. **Di qualità** superiore, non teme nessuna concorrenza.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Rotore automatico mod. 2010

Corredato di comando automatico. **Rotazione:** 360° con arresto fine corsa.

Velocità di rotazione: 1 giro in 50/sec. **Portata:** 25 kg. **Carico del vento:**

1,3 kp. **Alimentazione:** unità di comando 220 Vc.a. 50 Hz rotore 20 Vc.a.

NA/1368-00

prima riguardo al potenziometro del volume appare chiaro che, se esso viene posto PRIMA dello stadio di guadagno come indicato in fig. 2, permetterà di avere una dinamica virtualmente infinita anche in caso di circuiti come quello ipotizzato (che ha in verità una dinamica molto bassa), in quanto permette di ottenere all'ingresso dello stadio di guadagno SEMPRE E COMUNQUE una tensione di 100 mV, a seconda dell'attenuazione introdotta, per QUALSIASI livello di segnale in ingresso.

Se fosse posto tra stadio di guadagno e u.d.p. tutto andrebbe bene se i segnali presenti all'ingresso non superassero MAI i 500 mV, ma come vedremo, questa situazione non sempre si verifica.

Ovviamente tale soluzione può essere presa in considerazione se accoppiata alla realizzazione di stadi di guadagno dotati di alta dinamica, ma ancora si rientra nel campo della circuitazione, cosa che a noi non interessa.

TENSIONI E IMPEDENZE - Anticipando quanto diremo più diffusamente nel prossimo paragrafo, indichiamo come livelli medi di un segnale applicabile al pre intervallo tra 50 e 1.500 mV, a seconda della fonte di segnale. Inoltre, dato che le impedenze di uscita delle fonti sono generalmente basse (ad esclusione di traduttori piezoelettrici, che richiedono per il corretto funzionamento Z_{in} dell'ordine dei megaohm), una impedenza di ingresso di circa 100 Ω può ritenersi sufficiente nella maggior parte dei casi. Per quanto riguarda l'impedenza di uscita del preamplificatore, dato che il carico è dato dalla Z_{in} dell'unità di potenza, è possibile utilizzare valori fino a dieci volte minori di essa; valori più bassi permettono però di fronteggiare qualsiasi situazione e di rendere poco critici i fattori come lunghezza e capacità dei cavi di collegamento.

RAPPORTO SEGNALE/RUMORE - Strettamente legato alle soluzioni circuitali, può variare entro ampi limiti (da 60 a 110 dB). E' ovvio che più tale valore sarà elevato, maggiore sarà la «silenziosità» del preamplificatore: è ancora da stabilire però che all'ASCOLTO sia percettibile la differenza tra un rapporto S/N di 87 dB e uno di 100 dB, tanto per fare un esempio.

Comunque valori dell'ordine di 80/90 dB pesati, non sono difficilmente ottenibili con le moderne tecnologie e appaiono più che sufficienti allo scopo.

LE FONTI DI SEGNALE - Passiamo ora in rassegna le caratteristiche intrinseche delle più comuni fonti di segnali con particolare riguardo ai livelli audio da esse forniti.

SINTONIZZATORI HI-FI FM

Il segnale di radiofrequenza presente ai morsetti dell'antenna di un sintonizzatore può variare entro ampi limiti (da pochi microvolt fino a decine di millivolt) a causa di diversi fattori: innanzitutto la distanza del trasmettitore dall'antenna ricevente e la sua potenza senza contare poi l'influenza della orientazione reciproca fra le due antenne (trasmittente e ricevente) riferita ai problemi di polarizzazione. Anche la posizione dell'apparato ricevente è responsabile dell'intensità del segnale presente ai capi dello stadio RF del sintonizzatore; è infatti intuitivo che l'interposizione di ostacoli tra apparato trasmittente/ricevente non può che attenuare il segnale disponibile.

Tralasciando di esaminare in questa sede gli effetti che un segnale più o meno elevato può causare negli stadi a radiofrequenza o comunque precedenti al rivelatore, ci occupiamo delle caratteristiche ad audiofrequenza di un sintonizzatore «tipo»: essendo, sotto questo punto di vista, un apparecchio abbastanza semplice, gli unici parametri da considerare sono la tensione e l'impedenza di uscita.

La massima tensione d'uscita del segnale audio (generalmente riferita ad una modulazione del 100%, pari ad una deviazione di ± 75 kHz) può variare di un minimo di circa 100 mV a circa 2 volt. Alcuni tuners sono dotati di un trimmer per l'attenuazione del segnale di uscita; apparecchiature costruite in accordo con gli standard DIN possono presentare livelli di uscita molto più bassi e impedenze di uscita più alte che possono essere causa di difficoltà di accoppiamento con preamplificatori realizzati secondo altre norme.

La dinamica, definita come rapporto tra massimo e minimo livello del segnale audio, di un'ottima trasmissione stereo può raggiun-

gere i 60/63 dB, ma in verità sono poche le stazioni trasmittenti che sfruttano al massimo questa possibilità soprattutto a causa delle limitazioni degli apparati a bassa frequenza comunemente in uso, mentre ottimi sintonizzatori possono presentare rapporti S/N ancora migliori (tipicamente 70 dB).

FONORIVELATORE ED INCISIONE DISCOGRAFICA

Considerando l'incisione discografica come la migliore fonte di segnale (sotto un punto di vista strettamente tecnico) è opportuno spendere qualche parola in più.

Diamo per scontati tutti i problemi relativi alla scelta della ben nota equalizzazione RIAA in sede di incisione (peraltro simili ai processi di pre-enfasi applicati alle trasmissioni a radiofrequenza in FM) ed esaminiamo il comportamento di un fonorivelatore che legge le modulazioni dei solchi.

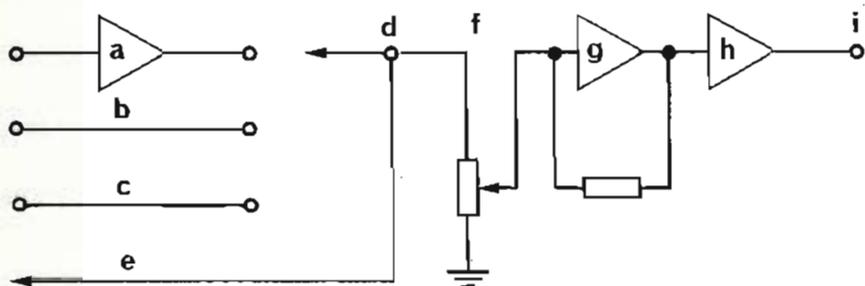
Ad esclusione dei fonorivelatori di tipo piezoelettrico, che comunque in questa sede non ci interessano, essendo completamente scomparsi dal mercato, (almeno se si vuol parlare di vera alta fedeltà) tutti i fonorivelatori in circolazione producono un segnale audio (tensione alternata) dipendente dalla VELOCITA' DI MODULAZIONE dei solchi del disco.

Tale tensione può variare entro limiti elevati a seconda del tipo di fonorivelatore (a bobina mobile, magnetodinamico, elettrostatico od altro), ma è comunque indicata dal costruttore: moltiplicando tale valore (indicato in millivolt x cm/sec di modulazione) per la velocità di modulazione si ottiene il valore del segnale presente ai capi del fonorivelatore.

Purtroppo non tutte le incisioni discografiche presentano uguale velocità medie di modulazione, ma possiamo comunque ritenere sufficiente per i nostri calcoli che le massime velocità di incisioni di piccolo sono all'ordine di 60-90 cm/sec (N.B. di picco) e si incontrano nella zona dello spettro acustico relativa alle frequenze più elevate.

Alle medie frequenze sono presenti velocità di 10/20 cm/sec, più elevate in genere in dischi di musica leggera e pop che non in incisioni di musica classica.

Considerando che comunque le tensioni di uscita sono dell'ordine



a = equalizzatore RIAA
 b = ingresso tuner
 c = " registratore
 d = selettore ingressi
 e = uscita per registratore

f = attenuatore
 g = stadio toni
 h = " di guadagno
 i = uscita

Fig. 3 - Schema a blocchi del preamplificatore citato nell'articolo.

di pochi millivolt risulta necessaria una loro preamplificazione; rimandiamo a più avanti le considerazioni riguardanti il preamplificatore-equalizzatore necessario per interconnettere il fonorivelatore con il preamplificatore vero e proprio.

REGISTRATORI - Indipendentemente dal fatto che siano a bobina o a cassetta sono caratterizzati dall'essere già preamplificati (in pratica), in quanto la vera fonte di segnale è da considerare la testina magnetica di lettura, che infatti converte in una tensione elettrica le impressioni magnetiche del nastro: essendo però tale segnale di debolissimo livello, esso viene immediatamente amplificato all'interno dell'apparecchio fino a raggiungere livelli massimi di tensione aggirantisi intorno a 1 volt o più; tali livelli corrispondono alla posizione «0 dB» dell'indicatore del segnale di uscita. Diversi apparecchi sono d'altra parte dotati di regolatori potenziometrici del livello di uscita, che può quindi assumere qualsiasi valore tra 0 e il massimo.

ALTRE FONTI

Altre fonti potrebbero essere collegate al pre, ma essendo le tre citate le più comuni, conviene considerare le altre possibilità come varianti di queste sorgenti-base (si tratta infatti di filodiffusori, lettori per cartucce stereo-8, ecc.). In pratica, tutte le fonti possono essere divise in due categorie, a basso e ad alto livello, alla prima categoria appartengono i fonorivelatori, i

microfoni e le testine di lettura dei registratori, alla seconda le rimanenti.

Tutte le fonti a basso livello necessitano di una amplificazione prima di essere applicate all'ingresso del preamplificatore, ma mentre abbiamo visto come le testine magnetiche dei registratori vengano seguite da tale stadio DIRETTAMENTE all'interno del registratore stesso (essendo caduto in disuso l'ingresso destinato a tale scopo direttamente nel preamplificatore), solitamente il segnale generato dai fonorivelatori viene applicato ad un preamplificatore-equalizzatore contenuto nello stesso telaio del preamplificatore. Siccome noi non siamo d'accordo con tale soluzione, se non per esigenze economiche e di semplicità di collegamento, ma vedremo molto più logica una loro integrazione nel giradischi stesso piuttosto che nel preamplificatore.

Non consideriamo qui il microfono come fonte di segnale, perché non rientra tanto nel campo della musica RIPRODOTTA, tipico dell'alta fedeltà, ma in un campo alquanto diverso, che implica altri problemi.

Riteniamo che questo sarà comunque tema di uno dei prossimi articoli.

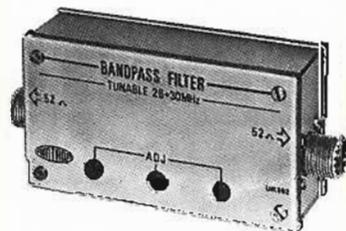
IL PREAMPLIFICATORE RIAA

Abbiamo visto come il segnale ottenuto da un fonorivelatore sia tanto basso da dover essere amplificato prima di essere applicato all'ingresso del preamplificatore ve-



FILTRO DI BANDA SINTONIZZABILE DA 26-30 MHz UK 992

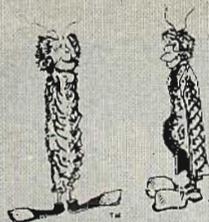
È un filtro che risolve radicalmente il problema dell'interferenza delle proprie emissioni con altri servizi, come prescritto dai regolamenti. Infatti presenta una banda passante sufficiente a far passare la banda di emissione, per esempio la banda dilettantistica dei 10 metri con attenuazione minima, mentre la rilevante pendenza della curva di attenuazione rende la soppressione delle emissioni spurie estremamente efficace in tutto il resto dello spettro delle frequenze.



CARATTERISTICHE TECNICHE

- Impedenza di entrata ed uscita: 52Ω
- Frequenza di centrobanda selezionabile in un campo da 26-30 MHz
- Larghezza di banda a 3 dB: 2,7 MHz ~
- Attenuazione a ± 10 MHz della frequenza centrale: -30 dB ~
- Potenza massima ammessa: 10 W RF
- Dimensioni: 110x60x35

UK992 - in Kit L. 17.900

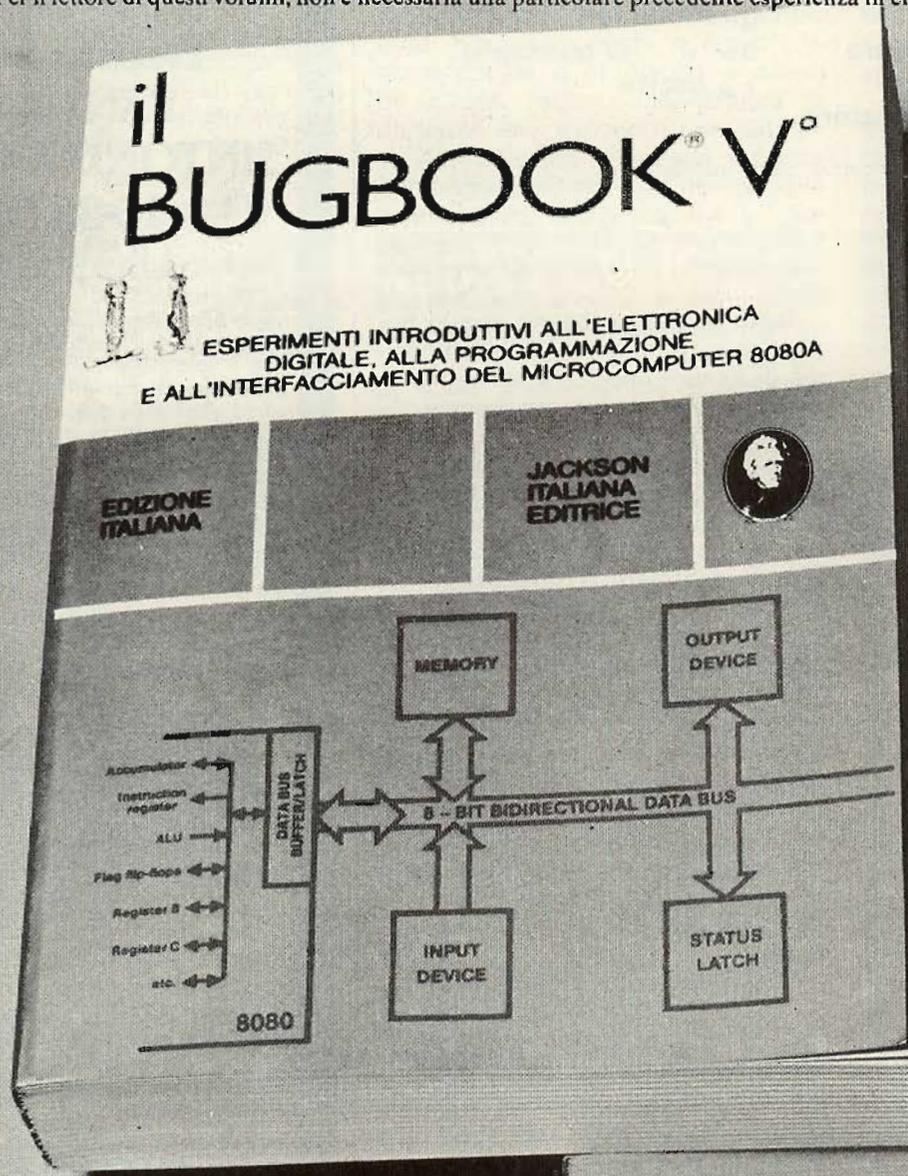


Continuing
Education Series

Guardate bene sono i famosi

I Bugbooks V e VI consentono di imparare come si programma un microcomputer, come lo si interfaccia verso dispositivi esterni e come i dispositivi esterni operano da un punto di vista digitale. I volumi chiariscono importanti concetti di elettronica digitale sia da un punto di vista circuitale, collegando opportuni circuiti integrati, sia da un punto di vista software, realizzando programmi per microcomputer.

Per il lettore di questi volumi, non è necessaria una particolare precedente esperienza in elettronica digitale. I Bugbooks V e VI sono orientati ad un insegnamento sperimentale sull'elettronica digitale. Lo scopo è di integrare l'elettronica digitale, l'interfacciamento dei microcomputers in un



...valeva la pena di aspettarli!

e questi libri, i Bugbooks!



JACKSON
ITALIANA EDITRICE

singolo corso unificato. I concetti relativi alle tecniche di programmazione ed interfacciamento sono discussi unitamente ai principi di elettronica digitale, verificati sperimentalmente tramite l'utilizzo dei più noti chip, quali il 7400, 7402, 7404, 7442, 7475, 7490, 7493, 74121, 74125, 74126, 74150, 74154, 74181, 74193.

L'elettronica digitale tende sempre più verso l'utilizzo dei microcomputer. Di conseguenza vi sarà un considerevole sforzo in campo didattico per introdurre l'utilizzo di questi sistemi, come del resto sta già accadendo in molte università ed istituti tecnici.

Quanto detto va oltre l'ambiente scolastico per interessare professionisti e tecnici desiderosi di aggiornarsi nell'elettronica digitale. I Bugbooks V e VI sono diretti anche a loro.

In vari capitoli vi sono le risposte a tutte le domande e riepiloghi finali per dei concetti trattati.

Nel U.S.A. i Bugbooks sono considerati i migliori didattici sui microprocessori. Stralci dei

bugbooks sono stati tradotti in tedesco, giapponese, francese, italiano, malese.

Questa traduzione completa in italiano è la prima eseguita in Europa.

e questo è l'Audio Handbook!

Questo manuale tratta parecchi dei molteplici aspetti dell'elettronica audio dando preferenza al pratico sul teorico. Non si è cercato di evitare la matematica ma la si è relegata a quelle sole parti che la richiedevano.

I concetti generali vengono trattati in modo completo come i dispositivi particolari: si crede infatti che l'utilizzazione di IC più informato ha poi minori problemi di utilizzo.

Di preferenza sono state omesse quelle parti che non implicavano realizzazioni con dispositivi attivi (p. es. altoparlanti, microfoni, trasformatori, puntine, ecc.).

Abbondanti spiegazioni ed esempi completi di progetti reali rendono chiari numerosi aspetti di questa elettronica fino ad ora non disponibili apertamente.



**SCONTO 10%
AGLI ABBONATI**

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Ritagliare (o fotocopiare) compilare e spedire a: JACKSON ITALIANA EDITRICE s.r.l. - Piazzale Massari, 22 - 20125 MILANO

Inviatemi i seguenti volumi. Pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione contrassegno. (I residenti all'estero sono pregati di inviare l'importo anticipato + L. 1000 per spese)

Nome Cognome

Via n°

Città Cap.

Data Firma

n° IL BUGBOOK V (500 pagg.)

L. 19.000 IVA compresa
(Abb. L. 17.100)

n° IL BUGBOOK VI (500 pagg.)

L. 19.000 IVA compresa
(Abb. L. 17.100)

n° AUDIO HANDBOOK (214 pagg.)

L. 9.500 IVA compresa
(Abb. L. 8.550)

ABBONATO

NON ABBONATO

ro e proprio, essendo l'incisione discografica tutt'altro che lineare, presentando per motivi tecnici una equalizzazione che diminuisce il livello di modulazione della gamma bassa ed esalta quello della gamma acuta, è necessario che a questa prima amplificazione sia affiancata una equalizzazione inversa che linearizza all'uscita di questo stadio la risposta in frequenza. Ora, tralasciando tutti i problemi relativi al rumore e alla distorsione introdotta da questa ulteriore amplificazione (che pure sono molto importanti, come pure i problemi relativi all'equalizzazione), a noi interessa considerare l'insieme fonorivelatore + equalizzatore come unica fonte di segnali, dotata di sue caratteristiche.

Dato che per problemi relativi al rumore non è possibile collegare il fonorivelatore all'equalizzatore con l'interposizione di un potenziometro del volume, ma si è obbligati a connetterlo direttamente ai capi di ingresso, siamo di fronte ad un caso identico a quello ipotizzato precedentemente in cui il preamplificatore era dotato del potenziometro del volume DOPO lo stadio di guadagno. Anche qui i parametri fondamentali sono dati dal **Guadagno** e dalla **Dinamica**.

In questo caso il guadagno è imposto dalla sensibilità del pre e dalla tensione fornita dal fonorivelatore. Per semplificare ci riferiamo solo ai fonorivelatori magnetodinamici, ma il problema è puramente teorico ed è valido per tutti i tipi di fonorivelatori. Supponiamo di avere il nostro pre che ha, abbiamo visto, una sensibilità di 100 mV, è insaturabile per la presenza del potenziometro immediatamente a valle del selettore degli ingressi, e ha un guadagno di 20 dB; dato che un fonorivelatore non arriverà mai a fornire 100 mV di segnale ed inoltre deve essere seguito da un equalizzatore dobbiamo progettare una «BLACK BOX» che elevi a 100 mV il segnale e lo equalizzi, prima di avviarlo al selettore degli ingressi.

CALCOLO DEL GUADAGNO E DELLA DINAMICA

Per questo calcolo si agisce in maniera analoga a quanto operato in precedenza: $G = 100 \text{ mV/mV}$ forniti dalla testina.

Mediamente le testine in commercio possono essere distinte in due gruppi ad alta e a bassa uscita: le prime, in genere di tipo economico, forniscono tensioni intorno a 1,2 mV per cm/sec (rif. alla velocità d'incisione), le seconde possono scendere a 0,7 mV per cm/sec.

La sensibilità nominale è data per una incisione di picco di 5 cm/sec. Essendo a conoscenza di tutti i parametri è possibile calcolare il guadagno da imporre al preamplificatore (N.B. poiché la velocità di incisione varia in funzione della frequenza, ed ha come frequenza di riferimento 1 kHz, tutti i calcoli sulla tensione fornita dal fonorivelatore si intendono riferiti alla frequenza di 1 kHz, tutti i calcoli sulla tensione fornita dal fonorivelatore si intendono riferiti alla frequenza di 1 kHz; è funzione dell'equalizzatore variare il guadagno dello stadio in funzione della frequenza.

Si ragiona cioè come se lo stadio fosse lineare, dato che si considera solo il guadagno a «centro banda»; tale guadagno, per una sensibilità tipica di mV RMS, sarà $100/2 = 50$ «volte», pari a 34 dB.

Per quanto riguarda la dinamica, sappiamo che questa è limitata dalla massima tensione indistorta che può fornire lo stadio in questione.

Supponendola sempre di 5 volt RMS, dato un guadagno pari a 50 il massimo segnale che può essere applicato all'ingresso del preamplificatore-equalizzatore, a centro banda; sarà $5000/50 = 100 \text{ mV RMS}$; dividendo tale valore per la sensibilità nominale si ottiene una dinamica pari a $100/2 = 50$ volte (34 dB) che in questo caso è decisamente accettabile.

È importantissimo notare però come nel progetto di un preamplificatore RIAA tale parametro rivesta una importanza molto più notevole che nel caso di un preamplificatore che piloti una unità di potenza, in quanto IN NESSUN CASO (a meno di voler peggiorare notevolmente il rapporto S/N) è possibile applicare il debole segnale generato dal fonorivelatore ad un potenziometro, in modo da ottenere una dinamica infinita, e d'altra parte è necessario che tale stadio non saturi in presenza di segnali elevati.

Soffermandoci un attimo su tale

aspetto, va notato però come spesso anche in apparecchi commerciali, tale situazione non venga tenuta in giusta considerazione. Capita infatti che apparecchi di tipo economico, destinati secondo logica ad essere accoppiati a testine economiche e quindi ad alta uscita, abbiano gli stadi di preamplificazione-equalizzazione dotati di dinamiche alquanto più ridotte di quelli usati in apparecchiature più sofisticate, che hanno come loro prevedibile partner una testina più costosa ma dotata di uscita più bassa, cosa che già di per sé metterebbe al riparo da rischi di saturazione.

Una pre-RIAA dovrebbe quindi avere almeno una dinamica di 30 «volte» o più e, anche se può apparire non necessario un simile margine di sicurezza, va tenuto presente che i «rumori di superficie» (graffi, polvere, cariche elettrostatiche) che sono presenti sul disco, possono dare un'altissima uscita ISTANTANEA di tensione ai capi della testina. La saturazione che introdurrebbe la saturazione dello stadio pre-RIAA se tali picchi ne fossero la causa sarebbe molto più fastidiosa del segnale transitorio che essi normalmente producono.

È inoltre importante che la Z_{out} di tale stadio sia alquanto bassa dato che il segnale in uscita, oltre che al preamplificatore che sappiamo dotato di $Z_{in} = 100 \text{ k}\Omega$, deve essere inviato al registratore, spesso volte dotato di Z_{in} più basse.

Per quanto riguarda invece il rapporto S/N indichiamo come un valore minimo accettabile 60 dB pesati.

FILTRI E CONTROLLO DI TONO

Ultimo passo nella progettazione di un preamplificatore è il punto di inserzione degli altri elementi che, se non necessari, sono comunque utili alla riproduzione HI-FI, e sono frequentemente associati all'elemento preamplificatore; si tratta degli stadi relativi ai filtri ed ai controlli di tono. Per i nostri calcoli relativi a livelli e dinamiche è sufficiente notare quanto segue: se si tratta di stadi PASSIVI, che attenuano cioè parti del segnale (è il caso dei filtri) il loro punto di inserzione non è critico, in quanto possono essere posti sia prima del

controllo di volume, sia dopo lo stadio di guadagno.

Se invece si tratta di dispositivi di tipo attivo, che implicano cioè un guadagno dello stadio che li realizza, tornano a galla i problemi relativi alla dinamica: supponiamo infatti che si stia trattando di uno stadio destinato alla esaltazione di una determinata gamma sonora capace di un guadagno di 20 dB pari a 10 «VOLTE» ad una certa frequenza; per semplicità supponiamo che sia sempre utilizzato quel circuito capace di fornire i soliti 5 V RMS in uscita: appare ormai chiaro che al suo ingresso sia possibile applicare un segnale massimo di 500 mV alla frequenza destinata ad essere esaltata; in questo caso, se tale stadio fosse posto a valle del potenziometro del volume non ci sarebbero problemi di dinamica (ricordiamo però che l'impedenza vista al lato caldo del potenziometro e quindi la Z_{in} di tale stadio deve essere almeno 100 k Ω), se invece venisse posto a valle dello stadio di guadagno le cose si complicherebbero leggermente, poiché da una parte c'è il pericolo che un segnale del livello di 1 V venga applicato all'ingresso dello stadio dei toni, con rischio di saturazione alla massima esaltazione, ma d'altra parte è possibile la saturazione dello stadio finale, se al volt nominale venisse sommata l'esaltazione introdotta dal controllo di tono.

Se addirittura tale stadio fosse posto PRIMA del controllo di volume è chiaro che i rischi di saturazione sarebbero molto elevati (con un segnale di 1250 mV proveniente ad esempio da un tuner sarebbe sufficiente una esaltazione di 10 dB per correre seri rischi di saturare lo stadio).

In fig. 1 appare lo schema circuitale di un ipotetico preamplificatore stereo realizzato seguendo lo schema logico sin qui adottato.

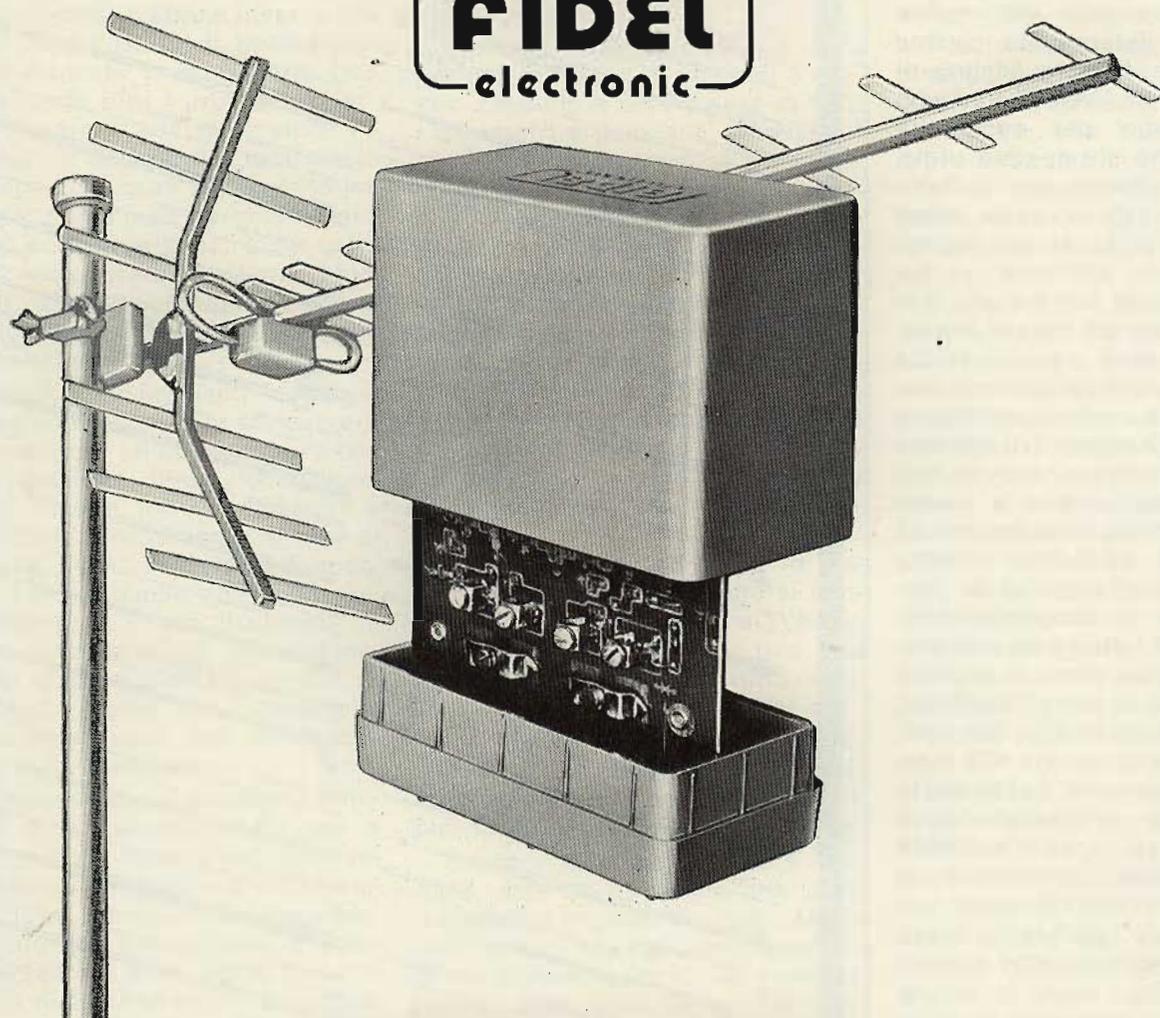
CONCLUSIONI

Destinato a prendere in esame i processi logici del calcolo di un preamplificatore questo circuito termina con la speranza di avere chiarito alcuni parametri molto importanti al fine di un corretto funzionamento dei circuiti elettronici implicati nella catena di riproduzione Hi-Fi.

Vasta gamma sempre disponibile di antenne telescopiche per Radio e TV



Amplificatori da palo per banda IV° e V°



CARATTERISTICHE TECNICHE

Amplificatore da palo per banda V°

Con passaggio della c.c. in miscelazione

- Canali: 37 ÷ 81
- 2 Ingressi:
 - uno a basso livello con guadagno di 30 dB
 - uno a medio livello con guadagno di 22 dB
- Miscelazione VHF e banda IV°
- Rumore tipico ingresso basso livello: 3 dB
- Completo di contenitore
- Alimentazione: 12 V c.c. assorbimento 30 mA
- Dimensioni: 90 x 100 x 50

NA/1217-13

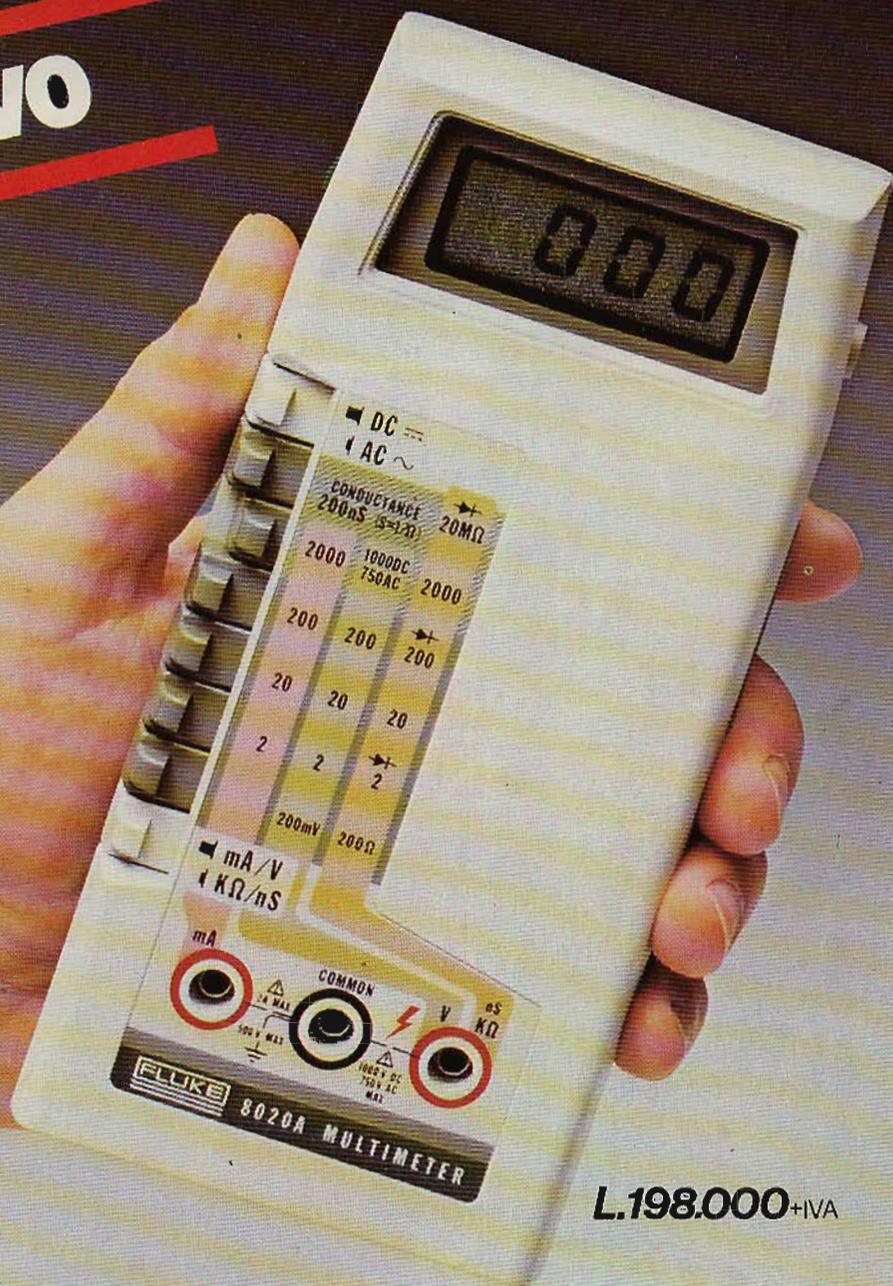
Amplificatore da palo per banda IV° e V°

Con passaggio della c.c. in miscelazione

- Canali: 21 ÷ 81
- 2 ingressi:
 - uno a basso livello con guadagno di 30 dB
 - uno a medio livello con guadagno di 22 dB
- Miscelazione VHF e banda IV° (dal canale 21 al canale 28)
- Rumore tipico ingresso basso livello: 3 dB
- Completo di contenitore
- Alimentazione: 12 V c.c. assorbimento 33 mA
- Dimensioni: 90 x 100 x 50

NA/1217-16

nuovo



L.198.000+IVA

IL MULTIMETRO PROFESSIONALE* A BASSO PREZZO *della **FLUKE** naturalmente!

con l'assistenza tecnica e il servizio

SISTREL
SOCIETÀ ITALIANA STRUMENTI ELETTRICI S.p.A.

Via Timavo, 66 - 20099 Sesto S. Giovanni (Mi) - Tel. (02) 2485233 -
2476693 - Telex: 34346

Via G. Armellini, 39 - 00143 Roma - Tel. (06) 5915551 - Telex: 68356

- Ricevere un'offerta.
- Gradirei la visita di un Vs. Tecnico
- Essere inseriti nel Vs. mailing list.

NOME COGNOME

VIA TEL.

CAP. CITTÀ DITTA

MANSIONI

INDUSTRIE

Formenti

ITALIA

LINEA

PHOENIX



PH 6026 TC - ZENIT

Televisore a colori da tavolo 26"

ULTRAMODULAR TELECOMANDO

INDUSTRIE FORMENTI ITALIA S.p.A.

direzione commerciale e sede legale
MILANO Via Fiuggi, 2 - 20159 - Telef. 02/680.258 - 603.578

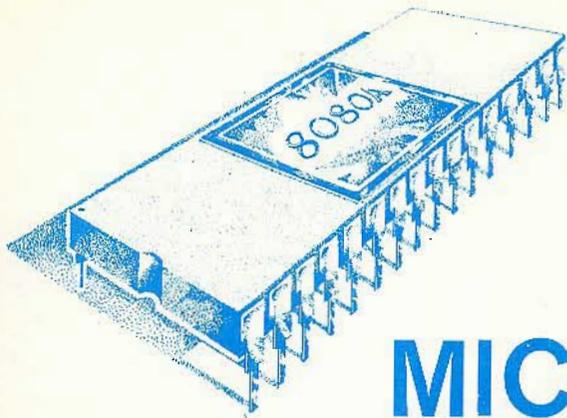
stabilimenti

CONCOREZZO (MI) (20049) Casella Postale 18 - Via Ozanam, 32 - Tel. 039/640.821/2/3/4/5

SESSA AURUNCA (CE) (81100) S.S. Domiziana Km. 0,830 - Tel. 0823/930.052

LISSONE (MI) (20035) Via Matteotti, 61A - Tel. 039/41129/4





1

CORSO SUI MICROPROCESSORI

SISTEMI DI NUMERAZIONE, CODICI E OPERAZIONI TRA NUMERI BINARI

di Paolo DALCO'

Coordinatore tecnico di «ELETTRONICA OGGI»

Proporre oggi un corso sui microprocessori, basato su una serie di articoli, è certamente un'iniziativa al passo con i tempi.

Questo corso sui microprocessori ha lo scopo di formarvi una serie di «informazioni» al fine di mettervi in condizione di realizzare progetti per conto vostro.

Infatti abbiamo pensato di ridurre la teoria a pochi articoli, per poi passare a tutta una serie di esperimenti, prove, verifiche.

Come traccia, seguiremo quanto esposto negli ormai famosi Bugbook V e VI; come materiale, vi suggeriamo il sistema microcomputer, nella versione Kit; MMD-1, interessante esempio di come con un microprocessore è possibile costruire un home computer, uno strumento cioè che, pur ad orientamento hobbistico, può senz'altro configurarsi come microcomputer per semplici progetti.

Il «corso» si articolerà nelle seguenti sezioni:

— Sezione teorica.

In questa parte sarà «rivistato» il microprocessore nei suoi tre aspetti fondamentali: chip, software, applicazione.

— Sezione pratica.

La sezione pratica sarà costituita da una serie di esercizi, progetti, semplici applicazioni da eseguire, proposte ai lettori, basate sul kit MMD-1.

— Sezione «realizzativa»

L'ultima parte della serie di articoli verterà sulla presentazione di una certa serie di scatole di montaggio, in cui il microprocessore sarà usato per creare giochi elettronici, applicazioni domestiche, sezioni di tipiche situazioni industriali.

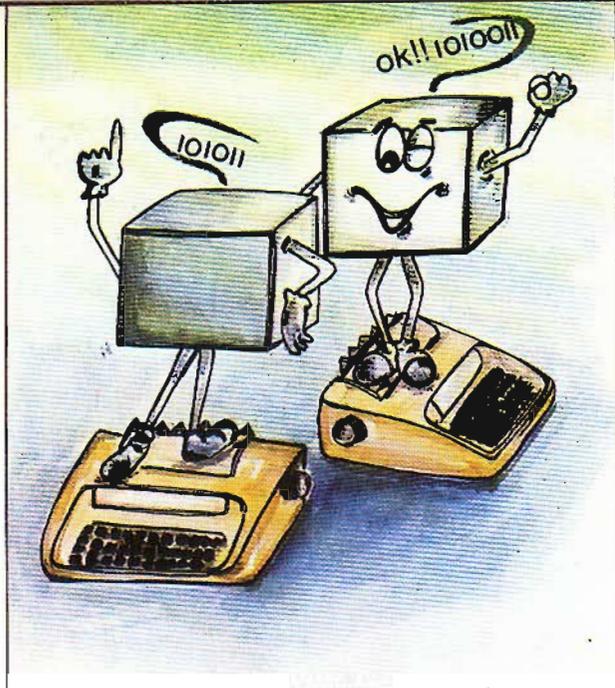
LINGUAGGI, COMUNICAZIONI E INFORMAZIONI

Una delle più importanti caratteristiche proprie di ogni organismo biologico è la possibilità di comunicare con gli altri organismi della stessa specie. Così la *comunicazione*, che dà a molti organismi un certo vantaggio per la sopravvivenza, nel senso dato da Darwin al termine, è riscontrabile in molte creature multicellulari, partendo dagli insetti fino all'uomo stesso. Al livello degli insetti esistono molti tipi di comunicazione, che vanno dalla danza delle api ad alcune forme di comunicazione per mezzo di agenti chimici. L'uomo può comunicare con l'ausilio dei suoi cinque sensi, come dimostrano gli individui handicappati che hanno perso uno, o più d'uno, dei loro sensi senza peraltro essere più sensitivi del normale nei rimanenti.

Se supponiamo che un individuo voglia comunicare con un altro per mezzo del senso dell'udito e mediante l'uso della parola, risulta chiaro che esistono molte sfumature rispetto a come un suono pronunciato venga interpretato dall'individuo che lo ascolta. Nei secoli passati, diversi paesi del globo hanno sviluppato ciascuno un proprio sistema convenzionale per interpretare i suoni e trascriverli. Noi chiamiamo questo sistema convenzionale *linguaggio* o anche *linguaggio straniero*.

Esistono migliaia di linguaggi diversi, ma solo un numero relativamente modesto di questi linguaggi può espandersi o ridursi nel corso di molte centinaia di anni. Il latino, una volta la lingua dominante in Europa, è considerata oggi una lingua morta, per quanto sia chiara la profonda influenza esercitata su molte lingue europee.

La comunicazione può essere definita come l'impartire, il tramandare o lo scambiare idee, conoscenze, *informazioni* etc. (sia per via orale, scritta o con dei segnali). Questa è una delle attività umane più im-



portanti e tipiche. Come puntualizzato da James Martin nel suo eccellente libro, «Telecommunications and the Computer», la capacità delle maggiori linee di telecomunicazione, misurata da una quantità detta «bit al secondo», è avanzata di pari passo con il progresso delle civiltà negli ultimi cento anni. La capacità di queste linee di comunicazione è passata da 1 bit/secondo del 1840 a 50.000.000 di bit/secondo del 1970 p. es. raddoppiando ogni 5,08 anni. Martin inoltre ha focalizzato il fatto che il totale delle conoscenze umane è cambiato molto lentamente prima dell'inizio, relativamente recente, del pensiero scientifico. E' stato stimato che dal 1800 il totale delle conoscenze è raddoppiato ogni 50 anni; dal 1950 ogni 10 e dal 1970 si raddoppia ogni 5 anni.

Un linguaggio, che può essere considerato come prodotto della composizione delle parole e delle combinazioni di parole usate da una nazione, un popolo, o gruppo non è altro che una forma di comunicazione.

I geroglifici egiziani, i simboli e le equazioni matematiche, i segnali di fumo degli indiani americani, il linguaggio dei segni impiegato dai sordi e l'alfabeto Morse sono altre forme di comunicazione usate dall'uomo.

SISTEMI DI NUMERAZIONE

Molti sono i sistemi di numerazione in uso in ogni parte del mondo. Uno dei sistemi più usati si basa sull'utilizzo di 10 unità cioè numeri da 0 a 9 oppure da 1 a 10, cosa non sorprendente per il fatto che l'uomo ha dieci dita; nel passato gli egizi e i romani si basavano su solo 5 unità (da 1 a 5).

Sistema Decimale

Nella rappresentazione decimale un numero è composto da più cifre ciascuna delle quali ha un «peso» diverso a seconda della posizione: il «peso» è dato dalla potenza di 10 per la quale la cifra deve essere moltiplicata per ottenere l'indicazione esatta di quello che rappresenta.

Tutti sanno capire un numero come per esempio 1980: la parte destra o cifra meno significativa (LSD: Less Significant Digit) indica un numero multiplo di 10^0 , il successivo rappresenta un multiplo di 10^1 e così fino a raggiungere l'ultima cifra a sinistra o cifra più

significativa (MSD: Most Significant Digit) che nell'esempio rappresenta 10^3 . Il numero può essere espresso come:

$$1980 = 1 \cdot 10^3 + 9 \cdot 10^2 + 8 \cdot 10^1 + 0 \cdot 10^0 = 1000 + 900 + 80$$

Un altro esempio: $98.352 =$

$9 \cdot 10^4$	$+ 8 \cdot 10^3$	$+ 3 \cdot 10^2$	$+ 5 \cdot 10^1$	$+ 2 \cdot 10^0$	
cifra 9	posizione 4	peso 4	9	decine di	$9 \cdot 10^4$
cifra 8	posizione 3	peso 3	8	migliaia	$8 \cdot 10^3$
cifra 3	posizione 2	peso 2	3	centinaia	$3 \cdot 10^2$
cifra 5	posizione 1	peso 1	5	decine	$5 \cdot 10^1$
cifra 2	posizione 0	peso 0	2	unità	$2 \cdot 10^0$

Ogni numero intero può essere espresso come abbiamo mostrato prima, mentre le quantità frazionarie possono essere espresse, usando lo stesso metodo, nel modo seguente:

$$19,72 = 1 \cdot 10^1 + 9 \cdot 10^0 + 7 \cdot 10^{-1} + 2 \cdot 10^{-2} = 10 + 9 + 7/10 + 2/100$$

Sistema Binario

Il sistema binario è basato sulla potenza base 2, vi sono solo due cifre 0 e 1. Queste due cifre possono rappresentare in pratica rispettivamente una pausa o un impulso, un basso livello di tensione (0 V) o un altro livello (+ 5 V), un interruttore aperto o un interruttore chiuso, una lampadina spenta o una accesa, una scheda meccanografica non perforata o perforata, un nucleo o disco magnetico polarizzato «NORD» o «SUD», un transistor saturato (ON) o interdetto (OFF) e così via.

Gli elaboratori digitali devono riconoscere solo questi due diversi stati, 0 o 1.

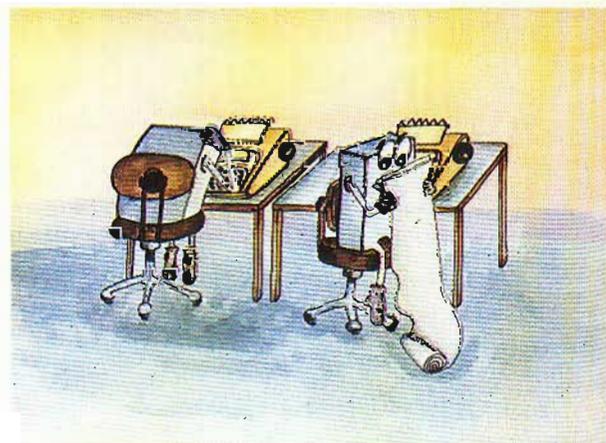
Lo 0 e 1 nel sistema binario sono chiamati «bit» che è un'abbreviazione di «binary digit» (cifra binaria).

Il sistema binario o sistema di codifica a due stati si utilizza per rappresentare tutti i tipi di informazione, i numeri decimali (da 0 a 9), le ventisei lettere dell'alfabeto inglese (dalla A alla Z), operazioni, simboli e così via.

L'importanza del sistema binario risiede nel fatto che è possibile costruire dispositivi capaci di commutare cioè di cambiare stato molto rapidamente, in tempi come ordini di grandezza di 5 nanosecondi $5 \cdot 10^{-9} = 0,000000005$ s. In questo modo un dispositivo può, in linea teorica trattare, trasmettere o ricevere informazioni alla velocità di 200 milioni di bit al secondo.

Il «bit» è l'unità elementare di informazione.

Una informazione è rappresentata generalmente da



una serie di bit.

Per esempio: 1000 è la rappresentazione del numero decimale 8 cioè $1000 = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ e 11000001 è la rappresentazione delle lettere A nel codice di 8 bit ASCII.

Tra breve parleremo di questo codice.

Si possono rappresentare anche quantità frazionarie. Così il numero binario: $1.1101 = 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} + 0 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4}$ può essere scritto in rappresentazione decimale:

$$1 + 1/2 + 1/4 + 0 + 1/16 = 1,8125.$$

Si può notare che gli interi decimali possono essere espressi con precisioni in forma binaria ma la conversione di una frazione decimale in un numero binario sarà soggetta a qualche approssimazione.

L'errore effettivo dipenderà dal numero di cifre binarie usate e in pratica è molto piccolo. Questo non significa che il sistema binario è meno preciso del sistema decimale, semplicemente occorrono più cifre per rappresentare una quantità con la precisione richiesta.

Conversione di un numero decimale in un numero binario e viceversa

Se vogliamo convertire un numero decimale in un numero binario, ad esempio 273 bisogna stabilire il numero di bit da cui sarà composto l'equivalente binario.

Infatti $2^2 = 4, 2^3 = 8, 2^4 = 16, 2^5 = 32, 2^6 = 64, 2^7 = 128, 2^8 = 256, 2^9 = 512$.

Essendo 273 compreso tra 256 e 512 8 bit non sono sufficienti ma occorrono 9 bit.

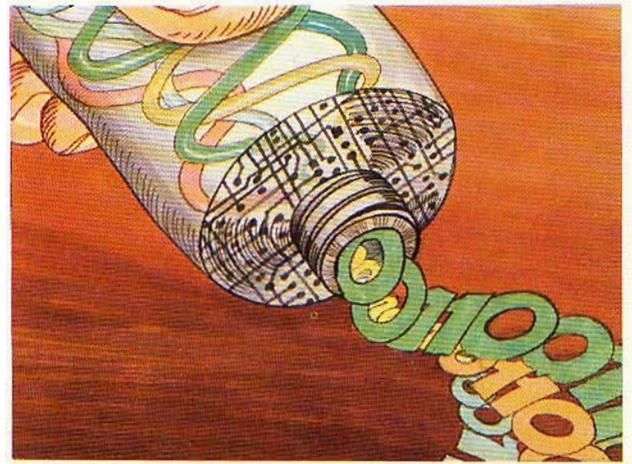
Una procedura semplice di conversione è la seguente:

273: 2 = 136 resto 1 LSD
 136: 2 = 68 resto 0
 68: 2 = 34 resto 0
 17: 2 = 8 resto 1
 8: 2 = 4 resto 0
 4: 2 = 2 resto 0
 2: 2 = 1 resto 0
 1: 2 = 0 resto 1 MSD

Cioè $(273)_{10} = (100010001)_2$

come verifica: $1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^0 = 1 + 16 + 256 = 273$.

Per passare da un numero binario nel corrispondente numero decimale bisogna moltiplicare la cifra meno significativa LSD per la potenza di 2 sino ad arrivare alla cifra più significativa MSD moltiplicata



per 2 elevata a $(n - 1)$ dove n sono il numero di cifre del numero binario.

Ad esempio:

$$(11010)_2 = 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = (26)_{10}$$

In fig. 1 è possibile vedere una tabella di connessione dei numeri decimali con i corrispondenti numeri binari.

Sistema Ottale

Un altro sistema numerico prevalentemente usato nei calcolatori è il sistema ottale.

Il sistema ottale o sistema a base 8 consta di 8 cifre: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Uno dei principali vantaggi del sistema ottale è la semplice tecnica di conversione dal binario all'ottale e viceversa. Un numero ottale più grande di 7 deve essere espresso da più cifre, ad esempio:

$$(765)_8 = 7 \cdot 8^2 + 6 \cdot 8^1 + 5 \cdot 8^0 = 7 \cdot 64 + 6 \cdot 8 + 5 \cdot 1 = (501)_{10}$$

Poiché la base del sistema ottale è $8 = 2^3$ è veramente semplice convertire numeri ottali in binari. Ad esempio $(765)_8 = (111 \ 110 \ 101)_2$

Il binario 101011 può essere chiuso in gruppo di 3 bit partendo da destra verso sinistra 101/011 e direttamente trasformato nell'ottale 53 usando la seguente tabella di conversione:

000 = 0 (ottale)	100 = 4 (ottale)
001 = 1 "	101 = 5 "
010 = 2 "	110 = 6 "
011 = 3 "	111 = 7 "

Numeri decimali	Numeri binari equivalenti								
	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	1	0	0
3	0	0	0	0	0	0	1	1	0
4	0	0	0	0	0	1	0	0	0
5	0	0	0	0	0	1	0	1	0
6	0	0	0	0	0	1	1	0	0
7	0	0	0	0	0	1	1	1	0
8	0	0	0	1	0	0	0	0	0
9	0	0	0	1	0	0	0	1	0
10	0	0	0	1	0	1	0	0	0
100	1	1	0	0	1	0	0	0	0
127	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Fig. 1 - Equivalenza fra numeri decimali e numeri binari.

Il numero 101011 è:
 $1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 43$
 Il numero 43 ottale è: $4 \cdot 8^1 + 3 \cdot 8^0$.
 Per convertire un numero decimale in un numero ottale valgono le stesse regole, cioè:
 $(698)_{10} = (1272)_8$
 $698: 8 = 87 \text{ resto } 2 \text{ LSD}$
 $87: 8 = 10 \text{ resto } 7$
 $10: 8 = 1 \text{ resto } 2$
 $1: 8 = 0 \text{ resto } 1 \text{ MSD}$
 verifica: $1 \cdot 8^3 + 2 \cdot 8^2 + 7 \cdot 8^1 + 2 \cdot 8^0 = 512 + 128 + 56 + 2 = 698$
 Quando rimane un gruppo composto da 20 da 1 bit i restanti bit si assumono 0.

Sistema esadecimale

Nel campo dei calcolatori un altro sistema usato è il sistema *esadecimale*. Si basa su 16 simboli: 10 numeri e 6 lettere dell'alfabeto.

Cioè:
 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 A B C D E F
 10 11 12 13 14 15

L'utilità del sistema esadecimale sta nelle possibilità di una lunga notazione binaria, in particolare questa volta di 16 bit.

Esempio:
 1101 1111 0001 1010 = DF1A
 D F 1 A

La scelta tra l'utilizzo del sistema ottale o esadecimale nel settore dei calcolatori e in particolare nell'utilizzo dei microprocessori dipende esclusivamente dal numero di bit con cui si ha a che fare:
 — avendo 12 bit risulta comodo dividerli in 4 gruppi di 3 bit e utilizzare il sistema ottale.
 — avendo 16 bit risulta comodo dividerli in 4 gruppi di 4 bit e utilizzare il sistema esadecimale.

CODICI DIGITALI

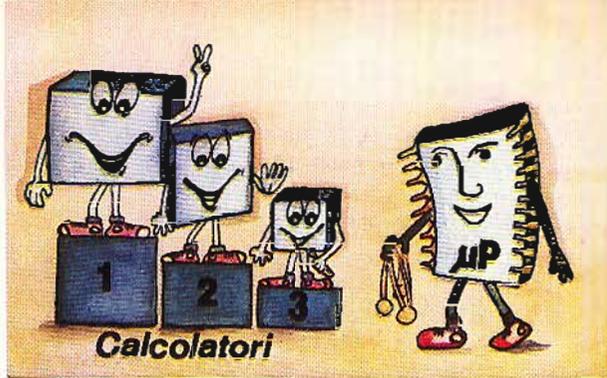
Una rappresentazione binaria sarebbe impossibile come parte di un linguaggio umano (immaginate di dire uno-zero-uno-uno-uno invece di 231).

Un *codice digitale* è un sistema di simboli che può rappresentare valori di dati e costruire un linguaggio speciale che un elaboratore o un circuito digitale può interpretare e usare.

I codici digitali possono essere considerati come «linguaggi» digitali che permettono di immagazzinare, trattare e comunicare informazioni.

Come esistono molte lingue parlate così esistono molti codici digitali diversi. I codici possono essere suddivisi in alcune categorie molto importanti:

Categoria I Codici impiegati dai circuiti elettronici



per effettuare operazioni digitali. Esempio: codice binario.

Categoria II Codici impiegati per convertire i numeri decimali da 0 a 9 in forma digitale. Esempi: codice binario, codice binario decimale codificato (BCD), codice Gray

Categoria III Codici impiegati per convertire numeri decimali, le 26 lettere dell'alfabeto inglese, simboli ed operazioni in forma digitale. Esempi: codice ASCII, codice EBCDIC, codice Baudot.

Categoria IV Codici di istruzioni impiegati da grandi elaboratori dai mini e dai micro; codici che permettono loro di eseguire una prescritta sequenza di operazioni. Esempi: codice istruzioni per IBM 370, codice istruzioni per PDP 8/E, codice istruzioni per 8080 ottale, codici esadecimali.

All'interno di questa trattazione esamineremo in particolare quattro codici: codice binario, codice binario decimale codificato (BCD), codice ASCII, e codice di istruzioni per il microprocessor 8080.

Per semplificare le letture e l'uso di numeri grandi sono stati inventati i codici binari speciali.

Codice BCD

Spesso è conveniente codificare ogni cifra di numero decimale separatamente usando 4 bits per cifra decimale.

Il fatto che con 4 bits del sistema binario si possono rappresentare le cifre decimali (0.....9) rende vantaggioso combinare i due sistemi.

Un simile codice è comunemente conosciuto come il sistema *decimale codificato binario (BCD: binary coded decimal)*.

Questo tipo di codice è per noi molto più facile da capire perché noi pensiamo in modo decimale.

Il metodo più facile per ottenere un codice BCD è l'usare i primi dieci numeri binari (0.....9) e scartare i 6 rimanenti (10 - 15 : combinazioni non utilizzate).

Questo codice è chiamato «*codice binario puro (NBCD o natural BCD) o codice BCD 8421*».

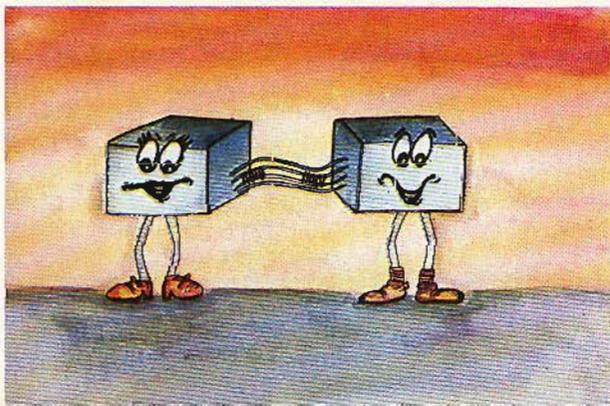
Esso ha il vantaggio che si possono usare per le operazioni le normali tecniche binarie.

Il codice NBCD è uno dei codici che assegna un peso di ogni bit così ogni cifra decimale sarà uguale alla somma di questi pesi.

Per esempio il decimale 974 in NBCD è:

1001-0111-0100
 (9) (7) (4)

Vi sono esattamente 17 codici a quattro bit a logica positiva ma tranne il codice 8421, tutti i codici pesati



hanno almeno un carattere decimale che può essere rappresentato in più modi. Per esempio se noi volessimo codificare 974 nel codice 4421 avremmo le seguenti possibilità:

1101 - 0111 - 0100
(9) (7) (4)

che danno quattro modi diversi di scrivere questo numero.

Lo svantaggio del codice 8421 è che non è auto-complementante. Un codice BCD autocomplementante ha la proprietà che con l'inversione di ogni bit («1» scambiato con «0» e viceversa) ogni cifra decimale diventa il proprio complemento a 9 cioè 9 meno il numero in questione).

Codice eccesso 3

Quando la somma dei valori dei bits di un codice BCD supera il valore del carattere decimale che esso rappresenta, il codice è chiamato «a peso eccessivo» o «codice eccessivo 3» (XS-3). Nel codice XS-3 il valore in eccesso è 3.

Se ora un 3 binario (0011) viene aggiunto ad ogni rappresentazione decimale nel codice 8421, questo nuovo codice diventa autocomplementante.

Come si può vedere dalla fig. 2 questo codice usa metà dei primi 16 numeri binari.

Codice Gray

Se convertiamo una informazione analogica in digitale o viceversa, sorgono molte difficoltà quando il passaggio tra due gruppi di codici richiede il cambio di più di un bit.

Allora quando si cambiano due o più cifre è necessario una perfetta regolazione del circuito per prevenire la generazione di combinazioni di codici falsi dovuto alla mancanza di operazioni simultanee.

Per esempio quando in NBCD 7 viene cambiato in 8 devono essere cambiati tutti i 4 bits.

Sono stati quindi studiati codici specializzati (codici ciclici o progressivi) che hanno la proprietà che ciascun gruppo di codici differisce di un solo bit da quello che lo precede.

Essi sono ciclici nel senso che quando l'ultima cifra decimale (15 nel caso di codice a 4 bit) cambia in 16 (0), deve essere cambiato solo un bit.

Il codice ciclico più comunemente usato è il *codice Gray* (fig. 3). Se noi usiamo solo le prime 10 combinazioni del codice Gray otteniamo il codice Gray naturale.

Il principale vantaggio del codice Gray viene in questo caso perduto perché ora abbiamo bisogno di cambiare tre bits per passare da 9 a 0.

Ma sostituendo nel codice Gray tre posizioni, otteniamo un codice analogo al binario XS -3 che è chiamato codice Gray Eccesso -3 (XS -3 Gray).

Questo codice non solo risolve il problema del passaggio da 9 a 0 ma è anche autocomplementante (solo il bit più significativo deve essere invertito per ottenere il complemento).

Il codice Gray è molto più vecchio dei nostri strumenti digitali; è stato inventato nel 1880 da un ingegnere francese Emile Baudot per applicazioni meccaniche e utilizzato con maggior successo in telegrafia.

Codice biquinario e quibinario

Questi codici sono stati frequentemente usati nella strumentazione digitale. Vi sono due versioni in

	8421	2421	5421	5311	Eccesso-3	Gray	XS-3 Gray
0	0000	0000	0000	0000	0011	0000	0010
1	0001	0001	0001	0001	0100	0001	0110
2	0010	0010	0010	0011	0101	0011	0111
3	0011	0011	0011	0100	0110	0010	0101
4	0100	0100	0100	0101	0111	0110	0100
5	0101	1011	1000	1000	1000	0111	1100
6	0110	1100	1001	1001	1001	0101	1101
7	0111	1101	1010	1011	1010	0100	1111
8	1000	1110	1011	1100	1011	1100	1110
9	1001	1111	1100	1101	1100	1101	1010

Fig. 2 - Alcuni codici BCD.

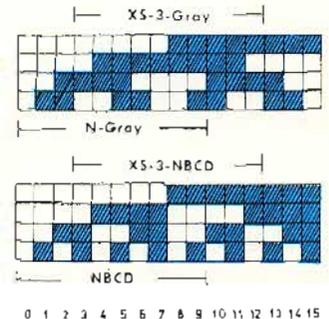


Fig. 3 - Relazione fra codici NBCD e GRAY.

	Biquinario		Quibinario	
	50	43210	86420	10
0	01	00001	00001	01
1	01	00010	00010	10
2	01	00100	00010	01
3	01	01000	00010	10
4	01	10000	00100	01
5	10	00001	00100	10
6	10	00010	01000	01
7	10	00100	01000	10
8	10	01000	10000	01
9	10	10000	10000	10

Fig. 4 - Codici Biquinario e Quibinario.

uso: il codice biquinario 0 50-43210 e il codice quibinario 0 86420-10.

Questi codici, hanno il vantaggio di avere un riporto costante, una rivelazione degli errori, perché vi sono sempre esattamente due, e non più o meno di due bit «1», il resto deve essere a «0».

Entrambi i codici sono «time wrighting» e sono rappresentati nella fig. 4.

I codici precedenti sono tutti codici numerici. Il codice BCD non ha sufficienti bit per la trasmissione di altri caratteri (cioè lettere, simboli speciali ecc.).



Bits	b ₇	b ₆	b ₅	b ₄	b ₃	b ₂	b ₁
0000	0	0	0	0	1	1	1
0001	0	0	0	1	1	0	1
0010	0	0	1	0	1	0	1
0011	0	0	1	1	0	0	1
0100	0	1	0	0	1	1	1
0101	0	1	0	1	0	1	1
0110	0	1	1	0	0	1	1
0111	0	1	1	1	0	0	1
1000	1	0	0	0	1	1	1
1001	1	0	0	1	0	1	1
1010	1	0	1	0	0	1	1
1011	1	0	1	1	0	0	1
1100	1	1	0	0	1	1	1
1101	1	1	0	1	0	1	1
1110	1	1	1	0	0	1	1
1111	1	1	1	1	0	0	1

Bits	b ₈	b ₇	b ₆	b ₅
0000	0	0	0	0
0001	0	0	0	1
0010	0	0	1	0
0011	0	0	1	1
0100	0	1	0	0
0101	0	1	0	1
0110	0	1	1	0
0111	0	1	1	1
1000	1	0	0	0
1001	1	0	0	1
1010	1	0	1	0
1011	1	0	1	1
1100	1	1	0	0
1101	1	1	0	1
1110	1	1	1	0
1111	1	1	1	1

Tabella 1: Codice ASCII comparato con il codice BCD (a sinistra). Normativa USA standard per la trasmissione di informazioni.

Tabella 2: Codice BCD Extended comparato con il codice BCD (a sinistra).

ASCIIWORD b₇ b₆ b₅ b₄ b₃ b₂ b₁

EBCDIC WORD b₈ b₇ b₆ b₅ b₄ b₃ b₂ b₁

In questo caso noi facciamo uso di un codice alfanumerico con più di 4 bits per rappresentare figure, lettere o simboli.

Esempi molto conosciuti sono: il codice telex (5 bits), il codice SO-7 bits (codice ASCII) e il codice BCD esteso; vedere tabella 1 e 2.

Ogni gruppo di impulsi che rappresentano una figura o un altro carattere è chiamato una «parola» (word).

Se tale parola deve essere trasmessa attraverso un singolo conduttore, gli impulsi o le pause dovranno susseguirsi l'un l'altro nel tempo.

Questa è chiamata *trasmissione seriale* (Bit Serial Coding) (fig. 5).

Se noi abbiamo 8 linee disponibili per la trasmissione di tale parola, la parola completa potrà essere trasmessa in un intervallo d'impulso.

Questa è chiamata *trasmissione parallela* (Bit parallel Coding) (fig. 6).

OPERAZIONI FRA NUMERI BINARI

Addizione

La tabella dell'*addizione binaria* è la seguente:

0 + 0 = 0	0	L'ultima colonna è relativa al
0 + 1 = 1	0	riporto o carry
1 + 0 = 1	0	
1 + 1 = 0	1	

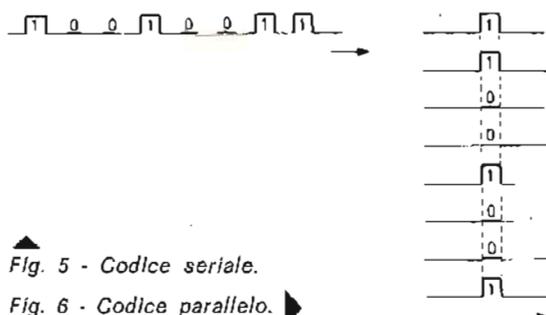


Fig. 5 - Codice seriale.
Fig. 6 - Codice parallelo.

Si scrivono i numeri da aggiungere gli uni sotto gli altri con i bit di equal peso nella stessa colonna.

Si effettua l'addizione conformemente alla tabella precedente iniziando dalla colonna corrispondente al peso più leggero.

Vi è un 1 di carry per ogni coppia di 1 nella colonna. Questi 1 di carry sono considerati come dei nuovi bit in aggiunta a quelli della colonna di peso immediatamente superiore.

Esempio:

0011	011111
0100	010101
0111	101111
	111100
	10011111

Sottrazione

Prima di indicare le regole della sottrazione, occorre definire il concetto di *complemento di un numero*.

Si definisce complemento a «b» di un numero in base b, (N)_b, il seguente numero:

$$(C_b)_b = (b^n)_b - (N)_b$$

dove n è il numero di cifre intere di N. Facciamo un esempio: sia 336,12 in base 10; il suo complemento a 10 è: (C₁₀)₁₀ = 10³ - 336,12 = 663,88

Quale è l'utilizzo del complemento a «b» di un numero in base b?

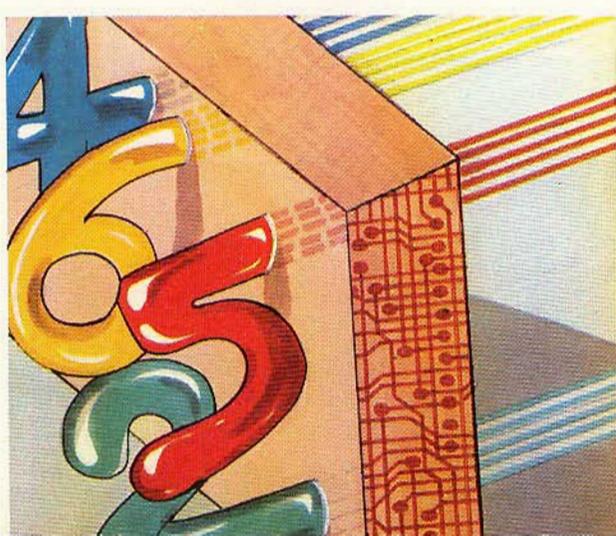


Tabella di conversione dei numeri interi dal sistema esadecimale al sistema decimale

E S A D	DEC		E S A D	DEC		E S A D	DEC		E S A D	DEC		E S A D	DEC			
	D	DEC		D	DEC		D	DEC		D	DEC		D	DEC	D	DEC
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0		
1	268,435,456	1	16,777,216	1	1,048,576	1	65,536	1	4,096	1	256	1	16	1		
2	536,870,912	2	33,554,432	2	2,097,152	2	131,072	2	8,192	2	512	2	32	2		
3	805,306,368	3	50,331,648	3	3,145,728	3	196,608	3	12,288	3	768	3	48	3		
4	1,073,741,824	4	67,108,864	4	4,194,304	4	262,144	4	16,384	4	1,024	4	64	4		
5	1,342,177,280	5	83,886,080	5	5,242,880	5	327,680	5	20,480	5	1,280	5	80	5		
6	1,610,612,736	6	100,663,296	6	6,291,456	6	393,216	6	24,576	6	1,536	6	96	6		
7	1,879,048,192	7	117,440,512	7	7,340,032	7	458,752	7	28,672	7	1,792	7	112	7		
8	2,147,483,648	8	134,217,728	8	8,388,608	8	524,288	8	32,768	8	2,048	8	128	8		
9	2,415,919,104	9	150,884,944	9	9,437,184	9	589,824	9	36,864	9	2,304	9	144	9		
A	2,684,354,560	A	167,772,160	A	10,485,760	A	655,360	A	40,960	A	2,560	A	160	A		
B	2,952,790,016	B	184,549,376	B	11,534,336	B	720,896	B	45,056	B	2,816	B	176	C		
C	3,221,225,472	C	201,326,592	C	12,582,912	C	786,432	C	49,152	C	3,072	C	192	B		
D	3,489,660,928	D	218,103,808	D	13,631,488	D	851,968	D	53,248	D	3,328	D	208	D		
E	3,758,096,384	E	234,881,024	E	14,680,064	E	917,504	E	57,344	E	3,584	E	224	E		
F	4,026,531,840	F	251,658,240	F	15,728,640	F	983,040	F	61,040	F	3,840	F	240	F		
Posizione esadecimale	8		7		6		5		4		3		2		1	

E' possibile effettuare la differenza tra due numeri sommando al minuendo il complemento del sottraendo.

Infatti è:

$$448,12 - 336,22 \quad \text{oppure} \quad 448,12 + 663,78$$

$$\begin{array}{r} 111,90 \\ \hline 1111,90 \end{array}$$

notare che si trascura la cifra di maggior peso.

Esiste un altro tipo di complemento, il complemento a (b-1) di un numero.

E' definito nel modo seguente:

$$(C_{b-1})_b = (b^n - 1)_b - (N)_b$$

Esempio:

$$\begin{aligned} (N)_{10} &= 327 \\ (C_9)_{10} &= 10^3 - 1 - 327 = 672 \\ (N)_{10} &= 326,32 \\ (C_9)_{10} &= 10^3 - 1 - 326,32 = 673,67 \end{aligned}$$

Tramite il complemento a 9 di un numero, la differenza fra due numeri si effettua nel modo seguente:

$$441,18 - 326,32 \quad \text{oppure} \quad 441,18 + 673,67$$

$$\begin{array}{r} 114,76 \\ \hline 1114,75 \\ \hline 1 \\ \hline 114,76 \end{array}$$

Si nota quindi che utilizzando il complemento a 9, non si può più trascurare la cifra di maggior peso, ma si prende tale cifra (riporto) e la si somma alla coda, attuando la sottrazione con **riporto in coda**.

Traduciamo questi concetti nel sistema binario.

Si voglia fare la differenza «7-5»:

$$\begin{aligned} 7 &= 0111 \\ 5 &= 0101 \end{aligned}$$

Nel caso dei numeri binari, il complemento ad 1

equivale al complemento a b-1 in base b e quindi al complemento a 9 di un numero in base 10.

Il complemento ad 1 di un numero binario si ottiene prendendo il complemento ad 1 di tutti i bit, vale a dire gli 0 sono scambiati con gli 1 e viceversa.

Il complemento a 2 di un numero binario si ottiene sommando 1 al complemento ad 1, per cui:

$$\begin{aligned} (N)_2 &= 0101 \\ (C_1)_2 &= 1010 \\ (C_2)_2 &= 1010 + 1 = 1011 \end{aligned}$$

La sottrazione 7-5, in binario, può essere effettuata nel modo seguente:

$$\begin{array}{r} 0111 + \\ \hline 1011 \end{array}$$

10010 che equivale a 2 in decimale

Notare che si trascura la cifra di maggior peso.

Se si fosse utilizzato il complemento ad 1, sarebbe stato:

$$\begin{array}{r} 0111 + \\ \hline 1010 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 1.0001 \\ \hline 1 \end{array}$$

$$0010$$

ancora lo stesso risultato, ottenuto però con riporto in coda.

BIBLIOGRAFIA:

BUGBOOK V° Jackson Italiana Editrice. P.le Massari, 22 - 20125 Milano.
Corso di Elettronica Digitale Parte 1° Jackson Italiana Editrice. P.le Massari, 22 - 20125 Milano.

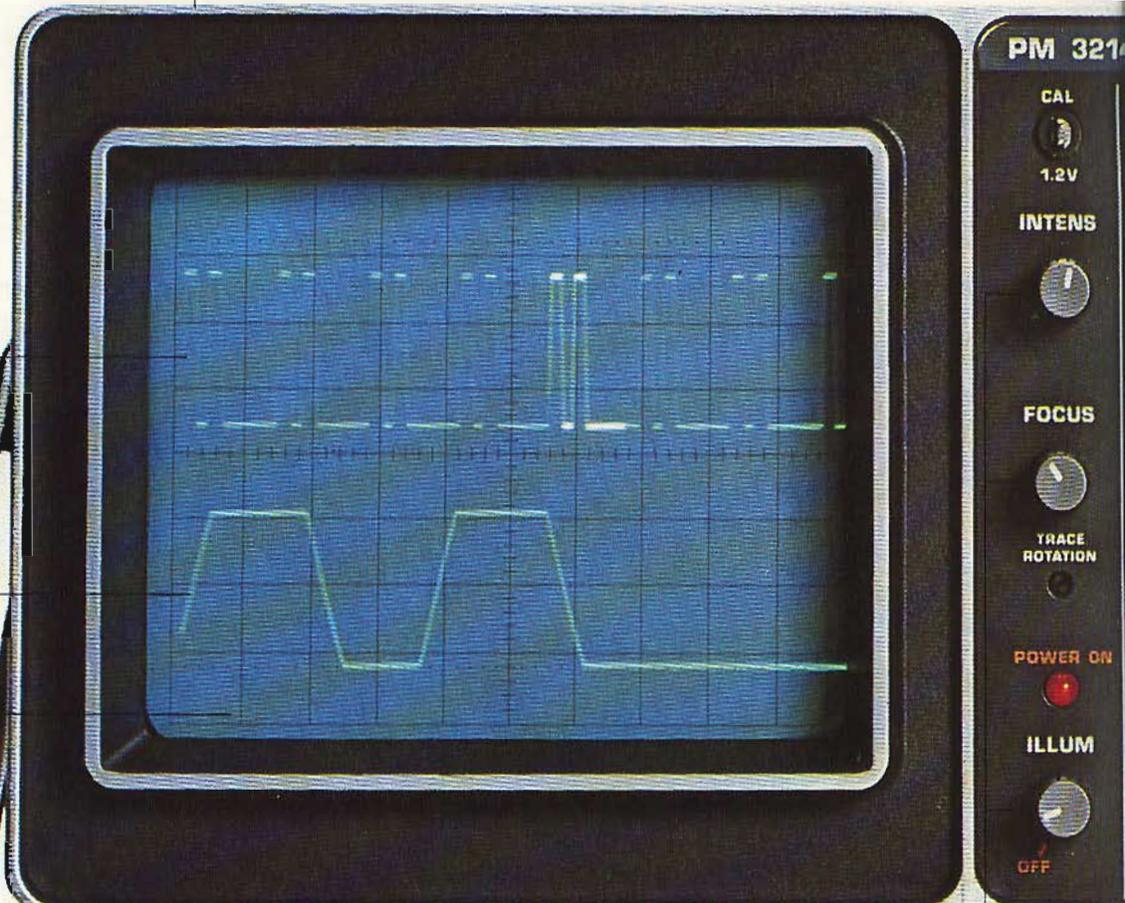
Philips: nuovi oscilloscopi pr

La parte superiore del PM 3214 è piatta per consentire la sovrapposizione di più strumenti. La mancanza di fori di ventilazione sulla custodia metallica costituisce uno schermo.

Tubo con tensione di post-accelerazione di 10 kV del tipo a maglia, garantisce tracce particolarmente brillanti.

Spot di piccole dimensioni.

Reticolo interno, illuminazione variabile con continuità.



PM 3214. Dimensioni:
420 x 330 x 150 mm.
Peso circa 8,4 Kg.

Versione con una sola base dei tempi.

PM 3212. Dimensioni:
420 x 297 x 150 mm.
Peso circa 7,9 Kg.

La robusta maniglia protegge il tubo a raggi catodici e i comandi durante il trasporto.

Il doppio isolamento fra la rete e lo strumento elimina la necessità del collegamento di terra (cioè cordone di rete a due conduttori) e con esso i problemi legati alle spire di terra e ai ronzii. L'oscilloscopio può anche essere alimentato da batteria a 24 V. (in opzione è disponibile la batteria interna).

I comandi del tubo a raggi catodici sono disposti convenientemente in modo che azionandoli non si nasconda con la mano lo schermo.

PHILIPS

professionali al giusto prezzo.

Accoppiamento c.c. del trigger anche per la base dei tempi ritardata.

La visualizzazione con base dei tempi alternata è una funzione che consente al PM 3214 di sostituire strumenti molto più costosi nella maggior parte delle applicazioni di misura. Premendo entrambi i comandi, vengono visualizzati i segnali della base dei tempi principale e ritardata, per uno o entrambi i canali.

L' "Auto" del trigger sul PM 3214 è qualcosa di più che un modo per ricercare la traccia; molto di più. In assenza di segnale compare sempre la linea zero, ma quando si inserisce un segnale è dal suo valore picco-picco, che viene derivato il livello di trigger. Ciò garantisce istantanea e sicura sincronizzazione nelle più svariate condizioni di misura.

L'accoppiamento c.c. del trigger nella base dei tempi principale costituisce una caratteristica importante per le forme impulsive con ciclo di carico variabile.

Trigger TV selezionabile tramite due pulsanti. In posizione TVF si ha il trigger a frequenza di quadro, in TVL a frequenza di riga. Questa utile caratteristica, abbinata all'alta sensibilità di 2 mV è ideale per la ricerca guasti, mentre la larghezza di banda di 25 MHz consente misure anche sugli stadi a FI.

Il comando di livello può essere utilizzato anche in posizione "auto". Il PM 3214 soddisfa quindi le esigenze dei laboratori, dell'assistenza e delle scuole grazie alla combinazione del trigger automatico e manuale.

Le basi dei tempi variabili con continuità semplificano le misure di fase, di tempo ed evitano "le rappresentazioni sdoppiate" nelle misure digitali.

Trigger separati per ciascuna base dei tempi da tutte le sorgenti possibili.

Trigger composito su entrambe le basi dei tempi. In "alternato", quando vengono premuti i pulsanti relativi, si può usare il trigger composito per fornire una visualizzazione stabile di due segnali non correlati, ad esempio due segnali di frequenza diversa o due segnali non in relazione di tempo (fase).

Ciascuna delle sorgenti di trigger selezionate per la base dei tempi principale può essere commutata sui canali orizzontali, consentendo al PM 3214 una visualizzazione X-Y.

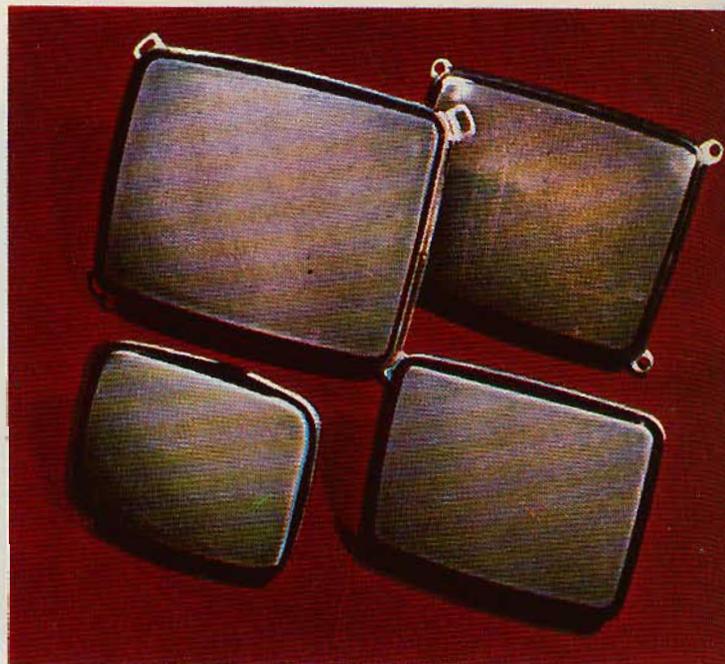




ITELCO
ELETTRONICA MARCHIO REGISTRATO

PER L'INDUSTRIA E RICAMBI:

- Cinescopi 4,5"-5"-6"-9"-11"-12"-14"-17"
- Cannoni elettronici 20 e 29 mm.



PER L'INDUSTRIA E RICAMBI:

- Tubi riceventi serie europea
- Tubi riceventi serie americana
- Tubi Vidicon per telecamere



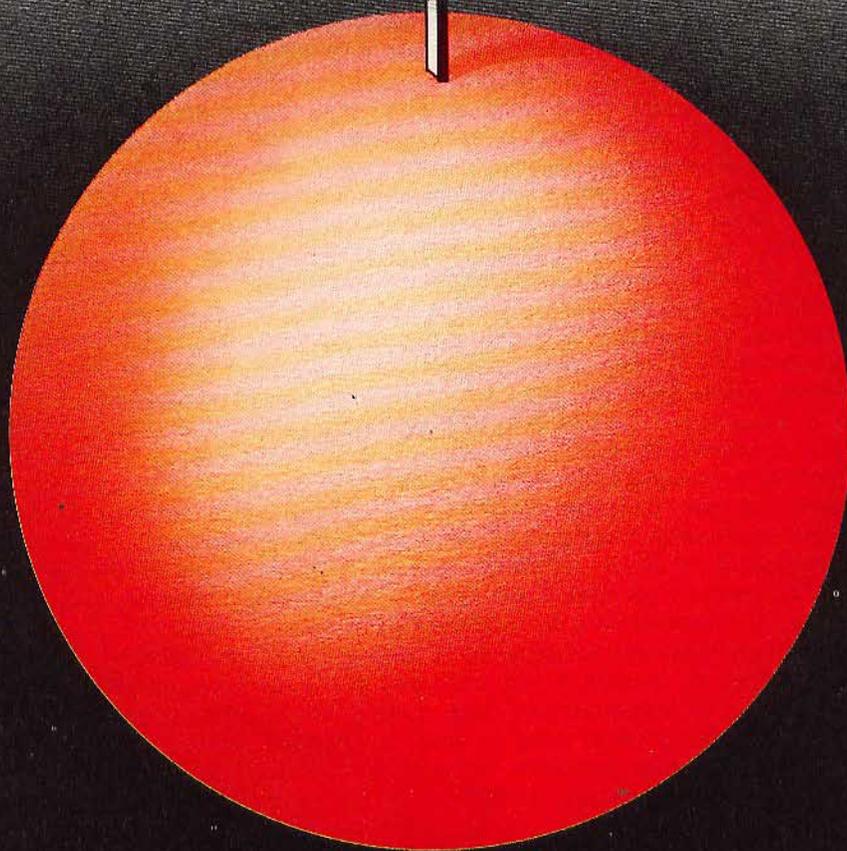
ITELCO
ELETTRONICA

Sede Legale e Commerciale: Via Gran S. Bernardo, 16 - Tel. 34.90.497-31.58.36
Magazzino e Servizio Tecnico: Via California, 7 - Tel. 48.77.97-48.77.98
TELEX 53534 - MILANO

antenne UHF larga banda con riflettore a rete

GUADAGNO 9-13 dB

Tipo	MHz
9EL-RR / 21-69	470-862
9EL-RR / 35-73	582-894



PRESTEL

s.r.l.

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
20158 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48



Il termine **elettronica musicale** va inteso unicamente come categoria di comodo intesa a raggruppare sotto un'unica denominazione tutte le applicazioni nel campo musicale in cui si fa uso in modo determinante della tecnologia elettronica. Tanto numerosi e disparati sono gli esempi di queste applicazioni e, in taluni casi — specie per chi vi si accosti per la prima volta — sconcertanti, che vale la pena di ricordarli brevemente, ormai noti al grosso pubblico e diffusissimi sia a livello professionale che consumistico sono quegli strumenti elettronici che imitano o riproducono il suono di strumenti tradizionali o ne esasperano o modificano certe caratteristiche. Altrettanto noti sono i sintetizzatori, portati alla ribalta della notorietà dalla musica pop, mediante i quali si è dilatata a tutto l'universo dei suoni la possibilità di creazione timbrica. Conosciuti solo dagli addetti ai lavori sono le raffinate apparecchiature degli studi di fonologia nei quali si è iniziata e prosegue la sperimentazione e la produzione di musica elettronica; l'elevata sofisticazione di queste apparecchiature ha permesso ai musicisti di esplorare in modo globale sotto tutti gli aspetti e nei componenti elementari e strutturali lo spazio acustico e musicale. L'impiego dell'elaboratore elettronico, intensificatosi in questi ultimi anni, si è esteso in varie direzioni. L'indagine scientifica utilizza l'elaboratore per l'analisi acustica e fonologica mentre la ricerca musicologica lo adopera per la catalogazione sistematica, per l'analisi statistica e per l'indagine strutturale delle composizioni musicali, analogamente a quanto si va facendo da tempo nella ricerca linguistica. Decisamente affascinante è l'uso sintetico dell'elaboratore allorché diviene partner del compositore aiutandolo ad elaborare temi, procedimenti, schemi e strutture compositivi o, addirittura, si sostituisce a lui elaborando, anche in tempo reale, composizioni musicali in base a un programma totalmente o parzialmente prestabilito. Né vanno dimenticate quelle applicazioni di carattere più utilitario come la fotocomposizione di partiture musicali, la esecuzione di composizioni date o agli interventi ausiliari su strumenti tradizionali.

Comune esigenza in tutte le applicazioni elencate e, verosimilmente, in quelle che ci attendiamo di veder apparire nel prossimo futuro, è la disponibilità di un codice di trascrizione atto a trasformare il linguaggio musicale in informazioni, ed istruzioni per i dispositivi di applicazione. A un primo approccio sembrerebbe naturale assumere come registrazione scritta del linguaggio musicale quell'insieme di simboli grafici che costituisce da qualche secolo la notazione musicale e tradurlo secondo un codice comprensibile alla macchina. Questo è il procedimento che si è seguito in certe applicazioni ma, se è valido, lo è limitatamente alla musica tradizionale, tant'è che i compositori di musica elettronica hanno subito abbandonato la notazione tradizionale per altri sistemi adeguati di volta in volta alle proprie necessità. Certo non si può rimproverare ai musicisti di qualche secolo fa, che hanno elaborato un sistema di notazione tramandatosi fino a noi, di non aver previsto l'uso di macchine capaci di comporre musica; resta comunque

LA MUSICA ELETTRONICA

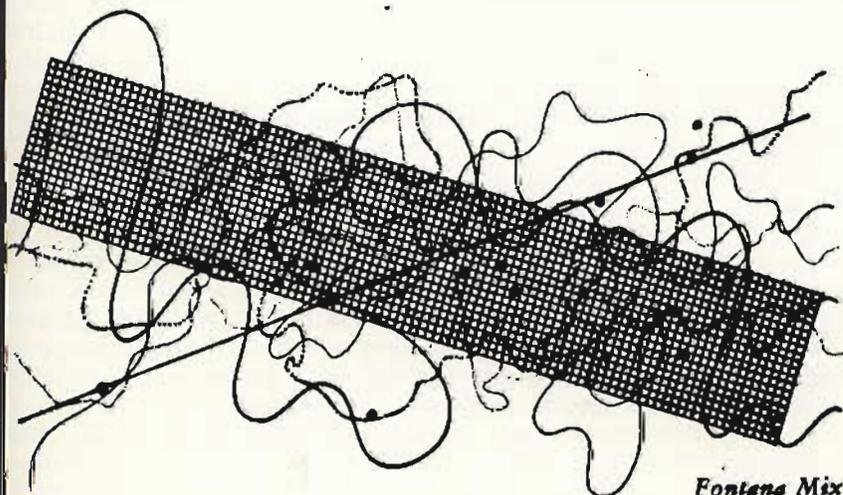
In questa serie di articoli analizzeremo un campo specifico, quello musicale, che in Italia è molto importante, sia come know-how, che come fatturato, per le massicce esportazioni di prodotti elaborati soprattutto nella zona del marchigiano.

Già da tempo l'elettronica è entrata nella musica, ma non vi era ancora entrato il computer, o meglio, l'intelligenza locale a basso costo del microprocessore.

Nostro obiettivo è quello di rivedere sotto un'ottica da «computer music» i concetti base della musica e, successivamente, proporre esempi di utilizzo dei microprocessori nel campo musicale.

Questa serie di articoli è curata dalla MIPRO s.r.l., azienda leader nella consulenza di sistemi a microcomputer, con la collaborazione del prof. Alfonso Ponzoni per la parte musicale.

il fatto che il sistema di notazione tradizionale è caratterizzato da un elevato grado di ambiguità e incompletezza che si traducono in **rumore** allorché si tratta di quantificare i simboli grafici. Ambiguità e incompletezza della notazione non hanno certo ostacolato la pratica musicale; l'insegnamento, la tradizione orale, il giudizio critico esterno hanno provveduto nel corso del tempo a integrare lo scritto con il non scritto e questa integrazione noi oggi dobbiamo considerare come un ulteriore complesso di informazioni da quanti-



Fontana Mix

Fig. 1 - Sopra un esempio di notazione tradizionale (1876). Sotto un esempio di notazione di musica elettronica.

ficare di volta in volta secondo le nostre conoscenze, in base a documentazioni complementari o desumendole dalla struttura stessa, in quanto predeterminata, della composizione musicale.

La perdita di informazione che l'assunzione della notazione come unico riferimento comporta può non essere importante se connessa con applicazioni ristrette. Rischia di travisare il senso della musica se consideriamo quest'ultima nel suo aspetto globale, cioè nella sua categoria di sistema di comunicazione. In un tale sistema la trasmissione del messaggio avviene in senso unidirezionale da un emittente verso un ricevente allo scopo di provocare una risposta; il messaggio, presente nell'emittente, può subire una o più codifiche e decodifiche fino ad essere presente nel ricevimento dopo l'ultima decodifica. Il processo di comunicazione si intende compiuto quando l'ultima decodifica provoca una risposta. Nel caso di un evento musicale lo schema è quello di fig. 2.

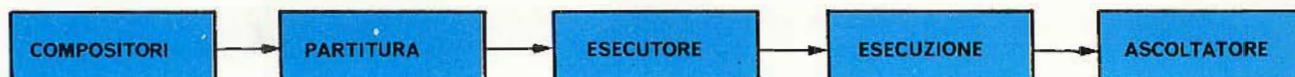


Fig. 2

I suoni che pervengono al sistema audiomentale dell'ascoltatore sono quindi l'unico referente che permette a quest'ultimo la decodifica del messaggio e non i segni grafici che non sono altro che il referente di un altro referente. Definire poi quali siano la natura e il significato di questo messaggio è compito dell'estetica, della psicologia, dell'antropologia, ecc. In questa sede ci occupiamo solo della trasmissione del messaggio e non della sua natura. Non possiamo tuttavia ignorarne la caratteristica fondamentale ossia la dimensione emozionale e il carattere simbolico che ne discende. Alla domanda «qual'è il contenuto del discorso?» McLuhan risponde: «E' un processo mentale, in se stesso non verbale». Parafrasandolo, potremmo affermare che il contenuto della musica è un processo emozionale, in se stesso non acustico. Anche l'analisi del carattere simbolico del linguaggio musicale esula evidentemente dai nostri scopi. E' comunque utile metterne in evidenza il momento fondamentale; il momento cioè in cui i suoni originalmente intesi come stimoli esterni associati ad una imponente situazione emotiva si trasformano in rappresentazione simbolica dell'emozione stessa. In questo senso, parafrasando ancora McLuhan, possiamo affermare che il suono è il messaggio. Ogni degradazione del suono è quindi una degradazione del messaggio musicale.

Lo studio del linguaggio musicale considerato come un settore particolarissimo dell'informatica ci permette di analizzare compiutamente gli elementi fisici e tecnologici senza perdere di vista il carattere **espressivo** che tali elementi comportano. Si consideri ad esempio un **crescendo**; si tratta, in definitiva, di una variazione fra due momenti dati del livello sonoro da un valore inferiore ad uno superiore; quantificare questa variazione significa definire in modo soddisfacente un parametro espressivo. La nostra indagine si svolgerà seguendo il percorso di comunicazione indicato in fig. 2. Questo schema implica una serie di operazioni di codifica e decodifica su cui converge il nostro interesse. Dovremo forzatamente trascurare, in questo percorso, alcuni aspetti o connessi con l'argomento principale, primo fra questi, in ordine di precedenza, il momento creativo del compositore in quanto ordinamento sinteticamente selettivo di materiale tratto da quell'universo sonoro che intendiamo invece ordinare analiticamente. Trascureremo alcune varianti dello schema proposto come i casi del compositore-esecutore o quello della musica estemporaneamente improvvisata in quanto i processi sono sostanzialmente gli stessi anche se posti in rapporto cronologico più ravvicinato. Non consideriamo anche, ma per limiti di spazio, il fenomeno di feed-back psicologico fra ascoltatore ed esecutore che rappresenta un'astensione della risposta provocata dal messaggio ricevuto. Tale retroazione ovviamente non ha luogo nel caso della musica preregistrata. Limiteremo infine le nostre considerazioni alla musica colta occidentale così come viene abitualmente intesa nel suo sviluppo storico dell'ultimo millennio.

Prima di addentrarci nella conoscenza della notazione musicale è bene precisare i parametri fisici suscettibili di essere rappresentati con sufficiente precisione dalla notazione stessa. Essi sono: la **frequenza** (o altezza), la **durata**, l'**intensità** del suono. Numerosi simboli grafici vengono inoltre impiegati come istruzioni complementari per l'esecuzione, intesi comunque a modificare temporaneamente i parametri citati. Questi parametri sono espressi con simboli grafici che fanno riferimento a un codice convenzionale la cui funzione è eminentemente pratica ma la cui evoluzione si è mantenuta agganciata all'evoluzione storica del linguaggio musicale e pertanto la notazione musicale conserva anch'essa, in parte, un valore simbolico. La notazione non reca traccia di altri caratteri fondamentali del suono quali il contenuto armonico, i transitori di attacco, di manteni-

mento, di estinzione, mentre per gli altri — quali il **vibrato** o il **frullato** o gli innumerevoli tipi di emissione vocale — si danno indicazioni sommarie o abbreviate. Tutte queste lacune vengono in pratica colmate con l'impiego di convenzioni, in gran parte non scritte, derivanti dalla pratica corrente. Nel caso del timbro e dei transitori è chiaro che l'indicazione dello strumento da usare è di per se sufficiente a definire l'ambito timbrico e con questo si sottintendono anche le variazioni timbriche caratteristiche per ciascuno strumento che si verificano nel passaggio fra un registro e l'altro della sua estensione. Il compositore nello scrivere tiene anzi conto di queste diversità attribuendogli un valore espressivo. Altre convenzioni impiegate per integrare il sistema di notazione sono talmente ovvie per il musicista da non essere nemmeno accennate. È il caso della musica lirica che agli esecutori vocali richiede l'uso della voce **impostata** secondo modelli di respirazione, modulazione ed emissione completamente diversi da quelli abituali della voce «normale». Se non esistessero le registrazioni su disco o su nastro i musicografi dei secoli futuri manifesterebbero molta perplessità di fronte ad una partitura in cui una sola voce tiene testa ad un'orchestra di un centinaio di elementi.

Nonostante le lacune rilevate, il sistema di notazione musicale rappresenta pur sempre un sistema di codificazione estremamente conciso, flessibile e con un elevato contenuto di informazione. Alcune peculiarità sono da rilevare in quanto evidentemente mutate da altre rappresentazioni grafiche. Lo sviluppo della scrittura da sinistra verso destra e dall'alto verso il basso si rifà al linguaggio scritto cui del resto si accompagnava nei più antichi codici del canto gregoriano. Il pentagramma non è altro, in sostanza, che un diagramma cartesiano condensato in una forma che potremmo chiamare stenografica. Essendo la frequenza dei suoni determinata dal posizionamento delle note sulle diverse linee del pentagramma, ed essendo pure determinata la loro durata dalla forma del simbolo grafico, l'impiego del pentagramma permette di condensare in uno spazio ristrettissimo una quantità di eventi che, se riportati su di un diagramma numericamente quotato occuperebbero una quantità enorme di spazio.

Per il musicista la musica scritta è un ausilio e un tramite per giungere alla musica suonata o cantata. Tutto ciò che la partitura tace o indica in maniera ambigua il musicista integra con la propria intuizione, sensibilità, professionalità. Più ardua è la posizione di chi — è il nostro caso — avvicina la partitura musicale non come codice da interpretare ma come informazione da trasmettere con la maggior fedeltà possibile. Una partitura può essere letta, studiata e analizzata (anche in senso musicale) facendo astrazione della sua realizzazione sonora. Il suo contenuto strutturale può risultare evidente anche a chi sia sprovvisto di esperienza musicale professionale. Quando però, alla fine di un qualsiasi percorso di studio o di ricerca, si prospetta la necessità dell'esperienza «dal vivo» ci si rende conto dell'esigenza di una collaudata professionalità musicale.

APPENDICE 1

Per **nota** si intende sia un suono sia il simbolo grafico che lo rappresenta. Una nota **grave** (o bassa) è di **altezza** (o frequenza) inferiore ad una nota **acuta**.

Il campo delle frequenze utilizzate è suddiviso per **ottave**, intendendosi per ottava l'ambito compreso fra due note la più acuta delle quali è di frequenza doppia della più grave. L'ambito complessivo entro cui sono comprese le frequenze emesse dalle voci e dagli strumenti tradizionali è di circa 8 ottave.

Ogni ottava comprende 12 suoni che vengono individuati — in ordine progressivo dal grave all'acuto — per mezzo delle sillabe **Do, Re, Mi, Fa, Sol, La, Si** e dei simboli **#** (**die-sis**) e **b** (**bemolle**) — chiamati **alterazioni** — preposti alle note. Le alterazioni modificano, come vedremo in seguito, l'altezza della nota. Una nota senza alterazione si dice **naturale**.

L'impiego di sole sette sillabe, e quindi di sette suoni, è peculiare di un periodo storico durante il quale, in corrispondenza di una precisa teoria musicale, si è fissato un altrettanto preciso sistema di nomenclatura e notazione; la lenta evoluzione successiva ha modificato, ampliandolo, il linguaggio musicale senza però modificare la notazione ma integrandola con aggiunte. Solitamente si usa facilitare la comprensione dell'apparente stranezza di questo fatto ricorrendo alla visualizzazione sulla tastiera del pianoforte facendo corrispondere le note naturali ai tasti bianchi e alcune note alterate ai tasti neri. L'accorgimento è di notevole utilità pratica ma non è esauriente dal punto di vista teorico.

I rapporti fra le frequenze delle note all'interno dell'ottava non sono costanti ma la loro successione si mantiene identica in tutte le ottave. Tutte le note in rapporto di ottava fra loro sono indicate con lo stesso nome; così le tre note di frequenza 440, 880 e 3.520 Hz sono tutte e tre **La**. Due o più note uguali sono in **unisono**.

La suddivisione dello spazio sonoro in ottave, indipendentemente dal suo significato tonale e armonico che verrà esaminato più oltre, ha, all'inizio dell'evoluzione musicale, il valore di unità di misura per il riconoscimento dello spazio sonoro ed ha origine, probabilmente, nelle caratteristiche psico-fisiche dell'uomo.

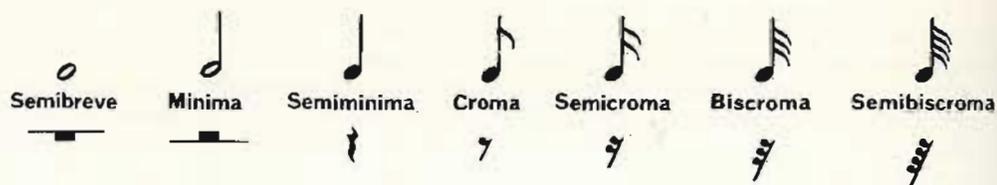


Fig. 3

I simboli grafici delle note sono illustrati in fig. 3 con la loro nomenclatura riferentesi al loro valore relativo di durata (o semplicemente **valore**). A ciascuna nota corrisponde un segno grafico di ugual valore indicante una **pausa**, cioè assenza di suono. La nomenclatura attuale deriva direttamente dall'antica nomenclatura latina medioevale che comprendeva anche i valori più grandi della brevis, longa e maxima poi caduti in disuso. I valori sono rappresentati in scala decrescente da sinistra a destra. Lo stelo verticale della nota può essere rivolto indifferentemente verso l'alto o verso il basso senza alterazioni di significato, tuttavia, specie in partiture complesse, si impiegano disposizioni uniformi per facilitare la lettura. Raggruppamenti di valori inferiori alla semiminima disposti consecutivamente vengono raffigurati come in fig. 4; la raffigurazione ha quasi sempre anche un significato ritmico e il suo uso differisce a seconda si tratti di musica vocale o strumentale.



Fig. 4

L'altezza delle note è definita dal loro posizionamento sul **pentagramma** (o rigo musicale), costituito da cinque righe orizzontali parallele equidistanti. Per l'individuazione delle note si utilizzano sia le righe sia gli spazi tra esse compresi rispettando la convenzione che l'altezza delle note aumenta passando dalle righe (o dagli spazi) inferiori alle superiori e che a spazi e righe adiacenti corrispondono note adiacenti. La nota **La** che compare al centro del rigo ha convenzionalmente la frequenza di 440 Hz (v. fig. 5).



Fig. 5

Osserviamo che un pentagramma è sufficiente per rappresentare i suoni compresi in circa un'ottava e mezza. Tale estensione è adeguata a quella della voce umana se riferita alla tecnica vocale contemporanea all'inizio dell'uso del pentagramma. Ferma rimanendo l'estensione media della voce, cambia però per le diverse voci (soprano, basso, ecc.) il **registro**, ossia il posizionamento dell'estensione nell'ambito dello spazio sonoro. Per poter mantenere la notazione nei limiti del pentagramma si è fatto ricorso anticamente alle **chiavi**, ossia a segni di riferimento posti all'inizio di ogni rigo va una data altezza. Abbiamo così (fig. 6) la **chiave di Sol** o **di violino** riferita alla seconda linea del pentagramma (indicante un Sol di 392 Hz), la **chiave di Fa** (147,7 Hz) e la **chiave di Do** (261,6) il cui impiego varia a seconda della voce o dello strumento usato. L'uso attuale delle chiavi è ristretto quasi esclusivamente alle chiavi di Sol e di Fa come appaiono in figura mentre la chiave di Do viene usata solo per alcuni strumenti in determinate situazioni o appli-



Fig. 6

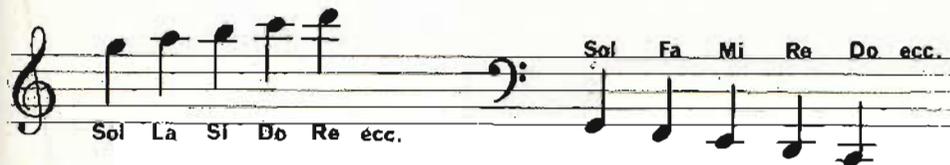


Fig. 7

cata dagli esecutori degli strumenti classificati come **traspositori**.

Con il progredire della tecnica vocale e strumentale e il conseguente incremento dell'estensione si dovette ricorrere ad un altro accorgimento consistente in uno o più trattini posti su una nota al di fuori (sopra o sotto) del pentagramma rappresentanti l'ideale prolungamento di altrettante righe aggiunte al pentagramma e aventi lo stesso valore diastematico (v. fig. 7). Quando il numero eccessivo di trattini può ingenerare difficoltà di lettura si ricorre ad un altro espediente grafico: 8....., che significa che le note poste sotto o sopra il tratteggio vanno intese rispettivamente un'ottava sopra o sotto rispetto all'altezza notata (v. fig. 8).

Le note disposte consecutivamente l'una all'altra da sinistra verso destra e leggermente spaziate fra loro indicano, lo abbiamo già accennato, la successione cronologica secondo cui vanno eseguite rispettando i valori di durata espressi dalla configurazione delle

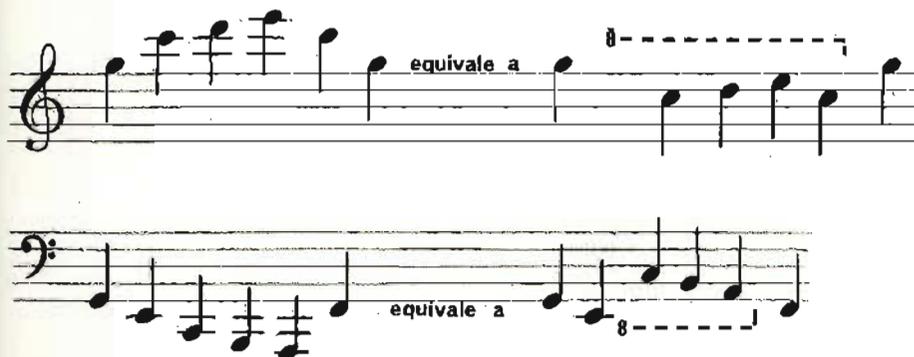


Fig. 8

note stesse. Una configurazione di due o più note (non necessariamente adiacenti in frequenza) allineate secondo una perpendicolare al pentagramma, significa che le note devono essere eseguite simultaneamente, e prende il nome di **accordo**.

Le voci e quasi tutti gli strumenti necessitano di un solo pentagramma eccezion fatta per gli strumenti a tastiera (pianoforte, organo, clavicembalo, celesta) e l'arpa che richiedono due e anche tre righe sovrapposti. Ciò corrisponde, grosso modo, a una suddivisione del «lavoro» esecutivo fra le due mani che si trovano ad operare per lo più in due zone diverse della tastiera. Tradizionalmente il rigo inferiore è in chiave di **Fa** ed è riservato alla sinistra, il superiore, in chiave di **Sol** alla destra ma sono possibili inversioni di ruolo e di chiavi ed anche l'adozione di un terzo rigo. Nell'organo poi, la presenza di una pedaliera impone l'uso di un terzo rigo inferiore.

Una composizione per più strumenti è rappresentata da una partitura ottenuta sovrapponendo i pentagrammi riservati ai singoli strumenti in modo da evidenziare chiaramente la loro simultaneità. Una pagina di partitura per pianoforte e orchestra è riprodotta in fig. 9 ed esemplifica la maggior parte dei simboli grafici di cui abbiamo fin qui trattato, utilizzando anche un altro segno costituito dalle righe che tagliano perpendicolarmente i pentagrammi dividendo la partitura in tre zone. Si tratta delle **stanghette di battuta** intendendo per battuta (o **misura**) quanto compreso appunto fra due stanghette. Il significato ritmico della battuta verrà ripreso più oltre. In prima approssimazione consideriamo che battute uguali contengono note di ugual valore complessivo. Nell'esempio illustrato abbiamo tre battute ciascuna della durata complessiva di una semibreve; le prime due battute dei primi due righi contengono infatti una pausa di semibreve.

La disposizione degli strumenti dall'alto in basso risponde ad un criterio tradizionale di suddivisione dell'orchestra in **sezioni** o famiglie di strumenti e cioè: **legni** (flauti, oboi, clarinetti, fagotti), **ottoni** (trombe, tromboni, corni) pianoforte e percussioni, strumenti solisti e **archi** (violini, viole, violoncelli e contrabassi). Nell'esempio illustrato come strumenti a fiato vengono impiegati solo due corni e due oboi (le abbreviazioni a sinistra di ogni riga indicano gli strumenti). Per ciascuna coppia di essi è utilizzato un solo rigo.

112

Fig. 9

Dalla lettura risulta intuitivo che per ogni coppia la nota superiore verrà eseguita da uno strumento e l'inferiore dall'altro. Così nella terza battuta un oboe, dopo una pausa di semiminima suonerà **La, Si, Sol** mentre l'altro suonerà **Mi, Fa, Re**. Nella terza battuta dei corni il doppio stelo delle note **Do, Re, Mi** significa che i due strumenti suonano la stessa nota. L'uso di due righe per i violini corrisponde alla abituale suddivisione dei violini in due sezioni. L'ultimo rigo infine indica che i violoncelli e contrabbassi suonano le stesse note.

LE INDUSTRIE ANGLO-AMERICANE IN ITALIA VI ASSICURANO UN AVVENIRE BRILLANTE

L'AUREA
DELL'UNIVERSITA'
DI LONDRA

Matematica - Scienze
Economia - Lingue, ecc.

RICONOSCIMENTO
LEGALE IN ITALIA

In base alla legge
n. 1340 Gazz. Uff. n. 49
del 20-2-1963

c'è un posto da **INGEGNERE** anche per Voi
Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa
Vostra e di conseguire tramite esami, Diplomi e Lauree

INGEGNERE regolarmente iscritto nell'Ordine Britannico.

una **CARRIERA** splendida
ingegneria **CIVILE** - ingegneria **MECCANICA**

un **TITOLO** ambito
ingegneria **ELETTROTECNICA** - ingegneria **INDUSTRIALE**

un **FUTURO** ricco di soddisfazioni
ingegneria **RADIOTECNICA** - ingegneria **ELETTRONICA**



Per informazioni e consigli senza impegno scrivetececi oggi stesso.

BRITISH INST. OF ENGINEERING TECHN.

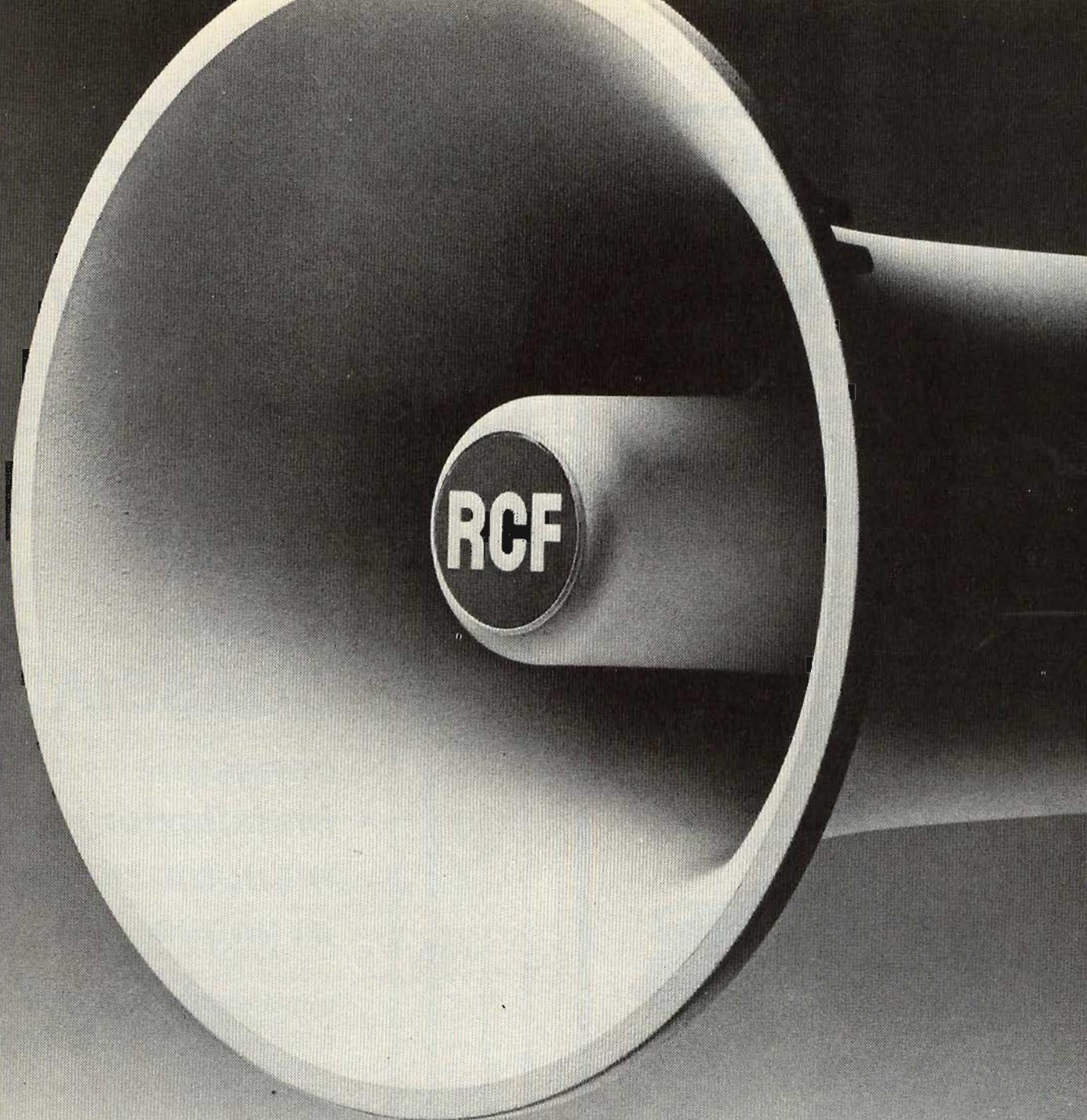
Italian Division - 10125 Torino - Via Giuria 4/S

Sede Centrale Londra - Delegazioni in tutto il mondo.

AMPLIFICATORI D'ANTENNA
LO
POCKET MIXER SYSTEM

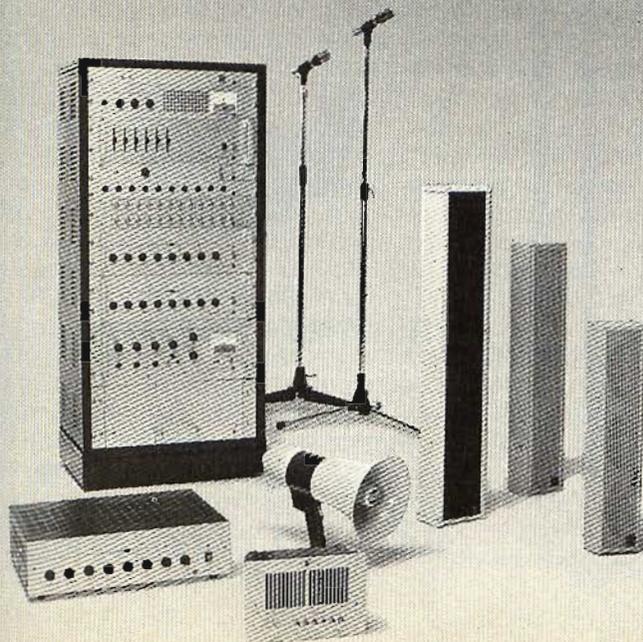
**PAOLO
LONGHIN**
telef. 0362 / 503784
CESANO MADERNO

- Amplificatori **LB** autoalimentati 10-20-30 dB.
- Amplificatori di banda V o IV e V 17 e 25 dB.
- Miscelatori regolabili e fissi 3 bande-I-III-UHF
2 ingressi UHF-1 VHF
- Ripartitori induttivi 2-4 vie terminali o pas-
santi.
- Antenne di banda V e banda IV e V preampli-
ficate.
- Filtri passa-canale UHF selettivi i quali con-
sentono la ricezione di segnali TV da quattro
provenienze - max 16 canali UHF - IV e V.
- Alimentatori 100 mA + LED - 250 mA + LED
integrati.
- Amplificatori di canale 14-28 dB.
- Convertitori di canale V/I-III.
- Ripetitori TV da 0,5 A 100 W.
- Antenne da interno preamplificate.
- Preamplificatori per antenne da interno
autoalimentati


 RCF

PER QUALSIASI ESIGENZA DI SONORIZZAZIONE

Un microfono, un amplificatore, un altoparlante. Qualche volta bastano per fare un impianto di sonorizzazione. Perché sia completo, sicuro e affidabile occorre però qualcosa di più. Come la possibilità di scegliere ogni componente in una gamma estremamente diversificata. La RCF, prima industria italiana nel settore elettroacustico vi offre la scelta tra oltre 500 componenti. Ogni problema, per particolare che sia, trova da noi la soluzione ottimale.



Sede e stabilimenti: 42029 S. Maurizio (Reggio Emilia)
via G. Notari, 1/A - telefono (0522) 40141 (5 linee)
Direzione commerciale: 20149 Milano
via Alberto Mario, 28 - telefono (02) 468909 - 463281

PROPOSTE AUDIOLA®

Da oggi una normale autoradio da 7+7 Watt trasmette sino a 40 Watt totali.

Grazie ai nuovi amplificatori per auto Audiola.

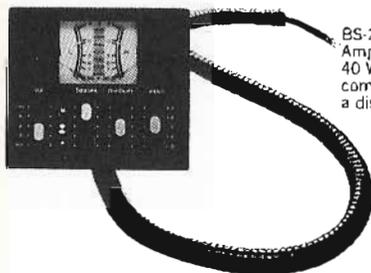
Infatti da oggi esiste sul mercato la nuova serie di amplificatori Audiola per autoradio. Questi amplificatori di potenza sono di facilissima installazione, di minimo ingombro e possono amplificare la potenza di una normale autoradio stereo o di una autoradio con mangianastri stereo sino a 40 Watt totali.

Il grande vantaggio dell'amplificatore consiste nella riduzione delle distorsioni e quindi garantisce una limpidezza sonora che non potrebbe mai essere raggiunta da una normale autoradio.

Ma oltre a questi nuovi amplificatori Audiola vi propone tutta una serie di apparecchi per rendere migliore la musica in auto, come altoparlanti, mangianastri e una vasta gamma di autoradio.



BS-120 Amplificatore stereo 24 WATT con comando a distanza



BS-240 Amplificatore stereo 40 WATT comando a distanza

AUDIOLA®

Il meglio per la musica su quattro ruote.

Audiola Italia srl
Via Turati, 40
Milano

Per ulteriori informazioni scrivete a
Audiola Italia srl
Via F. Turati, 40 - Milano

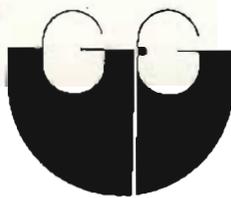
Nome

Cognome

Via

CAP

Città



G. G. F. s.a.s.

TELEIMPIANTI PROFESSIONALI

20141 Milano - Via Palmieri 34
(ang. Via Isimbardi)
Tel. 8466700

TRALICCI

produzione

vendita

installazione

manutenzione

controlli periodici

**CAVI
COASSIALI**

consegne

installazioni

manutenzioni

ovunque

Il nostro ufficio studi e consulenze è a vostra disposizione gratuitamente.
Interpellateci.



G. G. F. s.a.s.

TELEIMPIANTI PROFESSIONALI

PONTI RADIO - TRALICCI
ANTENNE RICE-TRASMITTENTI
VIDEOCITOFONI - TV CIRC. CHIUSO
IMPIANTI TV CENTRALIZZATI
TELEALLARMI

ELABORAZIONE DEL VALORE MEDIO NELLE MISURE ELETTRONICHE

da BRUEL & KJAER

Le cosiddette «application notes» pubblicate a cura della Bruel & Kjaer, nota Fabbrica danese specializzata nell'allestimento di complesse apparecchiature per gli studi sui segnali elettrici, sono una interessante guida per la valutazione di parametri di tipo particolare. Ad esempio, la nota che segue, elaborata C.C. Wahrman, approfondisce l'argomento della valutazione del valore medio in alcuni particolari tipi di misure elettriche, mettendo nel dovuto risalto i punti principali, per i quali sorgono spesso dubbi di interpretazione.

Il calcolo per valutare con sufficiente precisione il valore medio di un segnale di forma d'onda irregolare è definito in inglese «time averaging», mentre la misura «di massima» prende il nome di «weighting»: le due relative tecnologie costituiscono i procedimenti più importanti agli effetti della riduzione dei dati, necessaria in qualsiasi misura di segnale.

Per i segnali che riguardano soltanto valori elevati di frequenza, il tempo di elaborazione del valore medio non comporta alcun problema: quando si tratta invece di segnali a frequenza bassa o di impulsi singoli, è più importante conoscere con esattezza l'influenza che tale procedimento esercita, oltre alla determinazione di un tempo di calcolo di valore finito.

Lo scopo principale di questo articolo è confrontare tra loro due semplici sistemi di calcolo del valore medio, e nello stabilire come è possibile scegliere adeguatamente i parametri, per ottenere i risultati più attendibili.

Matematicamente parlando, il metodo più semplice per calcolare il valore medio consiste nella vera e propria integrazione del segnale rispetto ad un tempo finito che rappresenteremo col simbolo «T», dividendo poi per tale valore il risultato ottenuto.

Riferendoci alla **figura 1**, se si desidera seguire ulteriormente l'andamento del segnale, l'intervallo di integrazione può essere spostato in continuità, in modo da fornire costantemente un valore medio in corrispondenza dell'ultimo periodo di «T» secondi del segnale. Questo procedimento prende il nome di «running integration».

Tuttavia, ciò implica la disponibilità della memoria completa dell'ultimo periodo di «T» secondi del segnale, in modo da consentire l'eliminazione dei valori

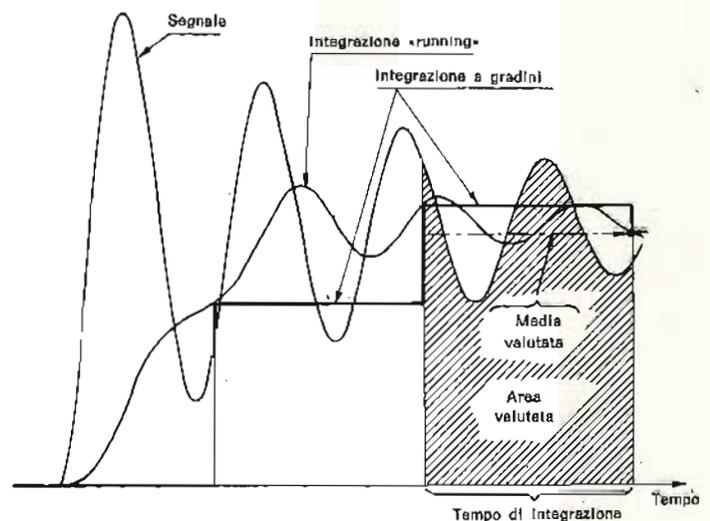


Fig. 1 - Grafico illustrante il metodo di integrazione reale di un segnale.

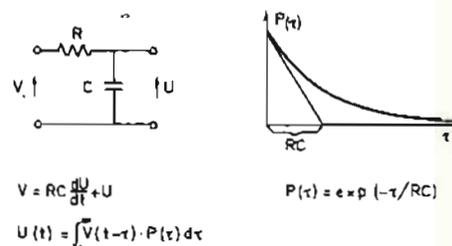


Fig. 2 - Le formule principali mediante le quali è possibile il calcolo del valore medio rispetto alla costante di tempo RC.

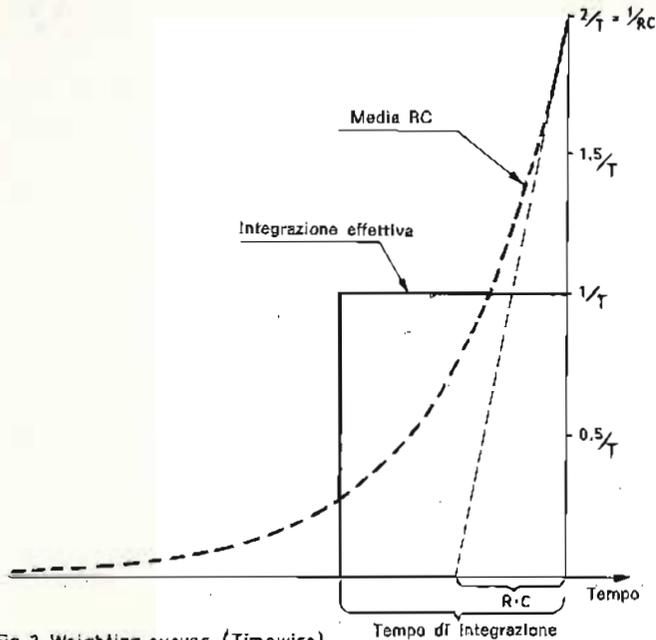


Fig. 3. Weighting curves (Timewise)

Fig. 3 - Curve che esprimono la funzione di «weighting», in funzione del tempo.

che escono dal suddetto periodo di integrazione. In molti casi si preferisce quindi effettuare l'integrazione secondo il sistema a gradini per intervalli di tempo fissi, ottenendo perciò valori «campione», della curva, come appunto quelli che è possibile ottenere con il sistema di integrazione «running». A questo procedimento ci riferiremo appunto con il termine di integrazione a gradini.

Un altro metodo di calcolo del valore medio, molto più semplice dal punto di vista elettronico è quello che si basa sull'impiego di un filtro passa-basso, a resistenza e capacità. Rispetto a questo sistema è possibile tracciare, come si osserva alla figura 2, una semplice equazione differenziale di primo ordine; l'impulso viene tradotto in un'equazione differenziale del tipo «decaying», che può essere a sua volta tradotta anche in forma grafica, come si osserva a destra dello

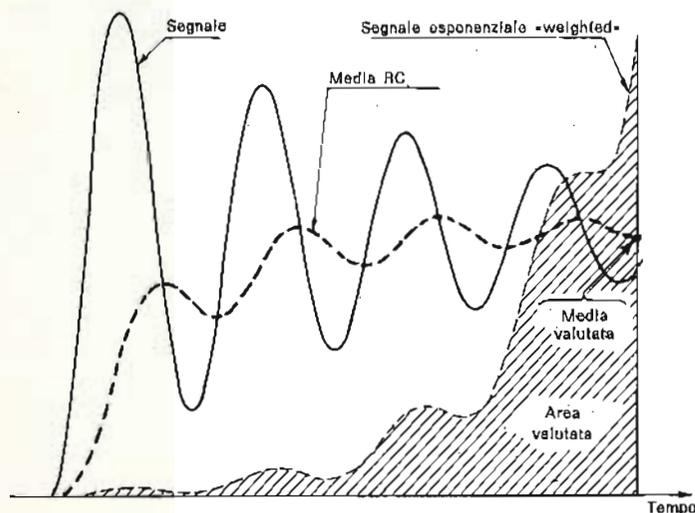


Fig. 4 - Calcolo della media di un segnale rispetto alla costante di tempo RC.

schema di principio.

Il responso nei confronti dell'impulso è costituito da una curva esponenziale in discesa. Il responso nei confronti di un segnale arbitrario è invece costituito dall'integrale di convoluzione dello stesso segnale e del responso in se stesso. Quanto sopra può essere considerato alla stessa stregua dell'integrazione del segnale moltiplicata per la funzione di «weighting», che rappresenta il responso nei confronti dell'impulso, ripiegato intorno ai tempi negativi, come risulta dal grafico di figura 3.

In questo grafico viene messa in evidenza anche la funzione di valutazione del tempo dell'integrazione effettiva, che corrisponde al reciproco del tempo ($1/T$) all'interno dell'intervallo di integrazione, ed all'esterno del valore nullo.

Le scale delle due curve sono arbitrarie, ma sono state predisposte in funzione del risultato, facendo in modo che il valore di «T» corrisponda a $2RC$, anziché ad $1RC$.

In pratica, le differenze che sussistono tra le suddette due curve vengono distribuite meglio in questo modo, in quanto le due aree al di fuori del rettangolo corrispondono soltanto a 0,135 ed a 0,153 rispettivamente, mentre l'unica area al di fuori del rettangolo, quando $T = RC$, corrisponde a 0,368.

La figura 4 illustra il risultato del calcolo del valore medio rispetto ad RC con il medesimo segnale usato a proposito dell'esempio di cui alla figura 1.

Anziché confrontare i due diversi tipi di calcolo del valore medio sulla base delle rispettive curve di misura del tempo, il confronto è possibile sulla base delle curve che ne esprimono la variazione di frequenza, come si osserva alla figura 5: anche in questo caso le scale delle due curve sono arbitrarie, ma se si sceglie un valore di «T» pari a $2RC$, le due curve si adattano abbastanza bene rispetto alle medesime due linee di limitazione, in questa doppia rappresentazione logaritmica.

Tuttavia, è più importante che, su questa base, le due larghezze di banda di potenza effettive siano le medesime.

In pratica, questo è il motivo principale per il quale viene scelto il valore di $2RC$ come equivalente del

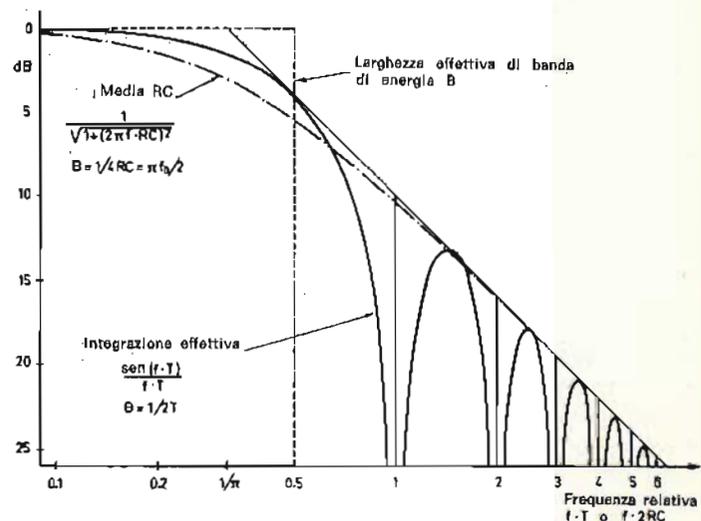


Fig. 5 - Andamento tipico delle curve di «weighting», tracciate in funzione delle frequenze.

tempo di elaborazione del valore medio.

Se ad esempio si provvede alla squadratura di una banda ristretta di rumore causale, oppure alla rettificazione in altro modo, il risultato consiste in un segnale a corrente continua al quale si aggiunge una percentuale di rumore causale a banda di frequenze ristretta, come si osserva alla **figura 6**.

Se questa parte di rumore viene filtrata mediante due procedimenti di calcolo del valore medio, rispetto alla medesima larghezza di banda effettiva a bassa potenza, la variazione standard delle fluttuazioni di uscita risulta la medesima. A questo punto è bene considerare che l'informazione che si desidera ricavare dal segnale non è normalmente costituita dal semplice valore medio: i segnali a corrente alternata di tipo puro presentano un valore medio in corrispondenza dello zero che non dipende dall'ampiezza del segnale stesso. Di conseguenza, si provvede ad introdurre un certo sistema di apprezzamento dell'ampiezza dei valori istantanei.

Dal punto di vista elettronico, il metodo più semplice consiste nel considerare soltanto i valori rispetto ad un segno di polarità: diversamente, gli impulsi di segnale, caratterizzati da una polarità negativa, possono essere fatti ruotare intorno alla linea isoelettrica, considerando quindi soltanto il valore assoluto o quello numerico; il metodo è illustrato alla **figura 7**.

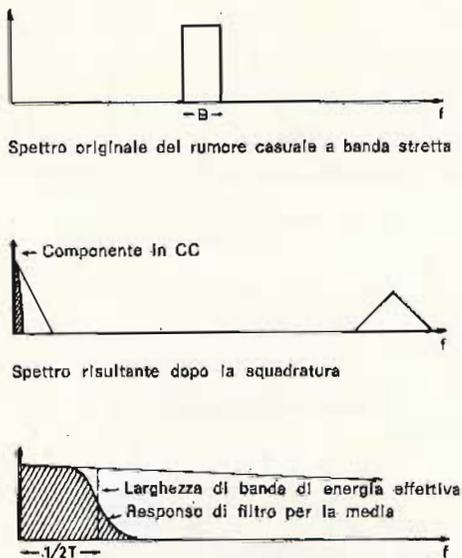
Sotto il profilo matematico, questo procedimento non è così semplice come potrebbe sembrare a tutta prima, in quanto l'integrazione deve essere suddivisa nelle parti di polarità positiva e di polarità negativa. E' perciò molto più semplice considerare un «weighting» proporzionale al valore, vale a dire usare il sistema di calcolo della media basato sul valore efficace.

Sebbene da un canto il valore efficace sia molto più utile dal punto di vista matematico, esso è tuttavia più difficile da ottenere per via elettronica. Spesso, a questo riguardo, si fa uso di un convertitore termico, in quanto il riscaldamento provocato dal passaggio della corrente attraverso un resistore è appunto proporzionale al valore efficace della corrente. Altri circuiti compiono una specie di approssimazione poligonale rispetto alla caratteristica parabolica illustrata alla **figura 7**, mediante una rete circuitale costituita da diodi e da resistori: altri ancora sfruttano la conversione dal sistema lineare a quello logaritmico e viceversa, per ottenere la quadratura.

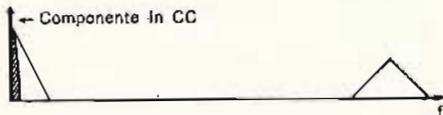
In molti casi il valore efficace viene preferito al valore medio: tale valore può essere ottenuto mediante la semplice estrazione della radice quadrata del valore medio, ma può anche essere ottenuto in altri modi. Se il valore medio viene in un certo qual modo diviso per il segnale di uscita, si ottiene praticamente il medesimo risultato, come può apparire chiaro osservando la **figura 8**.

Tale divisione viene effettuata ad esempio nel circuito di approssimazione poligonale permettendo ai punti di angolo di spostarsi in modo proporzionale alla tensione di uscita (vedi **figura 9**). Sebbene non sia sempre possibile stabilire dovunque il valore medio in un circuito di questo genere, tale valore medio si comporta esattamente come il primo tipo di valore efficace, almeno fino al momento in cui la parabola non viene sovraccaricata.

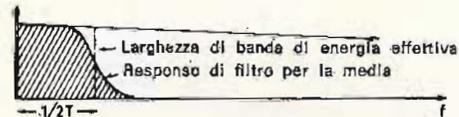
Molto spesso è possibile ottenere valori efficaci,



Spettro originale del rumore casuale a banda stretta



Spettro risultante dopo la squadratura

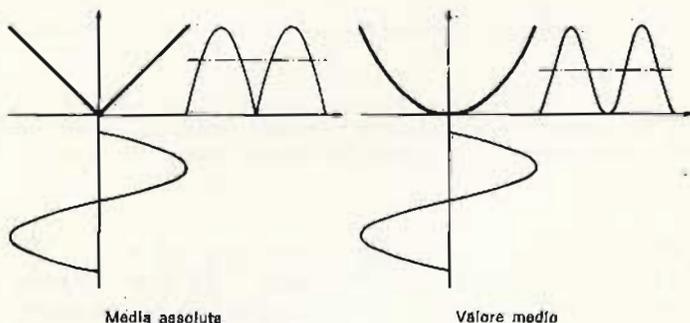


Veduta ingrandita della parte a bassa frequenza dello spettro di cui sopra

Variazione standard relativa rispetto al valore efficace

$$\sigma = \frac{1}{2\sqrt{BT}} = \frac{1}{2\sqrt{B \cdot 2RC}}$$

Fig. 6 - Metodo grafico di calcolo del valore medio riferito ai segnali di rumore causale a banda stretta, dopo la squadratura della forma d'onda.



Media assoluta

Valore medio

Fig. 7 - Rappresentazione grafica della caratteristica fissa di rettificazione.

sufficientemente precisi, adottando un semplice sistema di approssimazione poligonale caratterizzato da due soli angoli, come è appunto il caso illustrato alla **figura 9**. Un circuito di questo genere può essere considerato adatto alla misura del valore quasi efficace. Se il rapporto tra i resistori di carica e di sca-

Metodo diretto :

$$RMS = \sqrt{MS}$$

$$U = \sqrt{V^2}$$

$$V^2 - U^2 = RC_1 \frac{d(U^2)}{dt}$$

Metodo di reazione:

$$RMS = \frac{MS}{(RMS)} = M \frac{S}{(RMS)}$$

$$U = \frac{V^2}{U}$$

$$\frac{V^2}{U} - U = RC_2 \frac{dU}{dt} \quad \text{or}$$

$$V^2 - U^2 = \frac{RC_2}{2} \frac{d(U^2)}{dt}$$

$$T_{ov} = 2RC_1 = RC_2$$

Fig. 8 - Formule relative ai due metodi in base ai quali si ricava il valore efficace. La sigla RMS rappresenta appunto il valore efficace, mentre la sigla MS rappresenta il semplice valore medio.

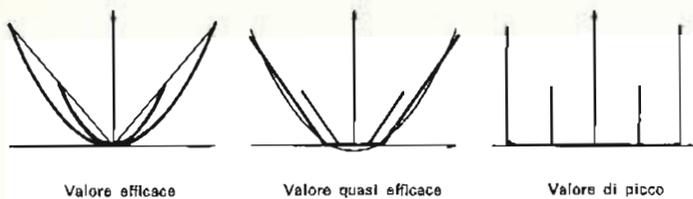


Fig. 9 - Rappresentazione grafica della caratteristica mobile di rettificazione.

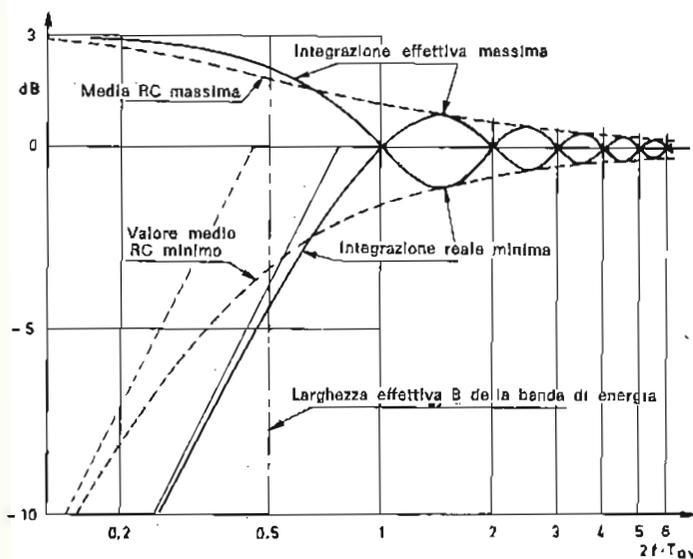


Fig. 10 - Ondulazione residua a frequenza ridotta per il calcolo del valore medio e del valore efficace di segnali ad onde sinusoidali.

rica corrisponde approssimativamente ad 1 : 3, in tal caso l'errore risulta inferiore al 1 dB per i segnali che presentano un fattore di cresta fino al massimo di 3: inoltre, i segnali di forma d'onda sinusoidale, quadra, triangolare, ecc., nonché il rumore causale, potranno essere misurati con un errore corrispondente soltanto ad una minima percentuale.

Se poi il rapporto tra i resistori di carica e di scarica viene ulteriormente diminuito fino ad assumere un valore bassissimo come nel caso di figura 9, il circuito assume le caratteristiche esatte o quasi esatte del classico circuito di «picco», con un particolare di notevole importanza: il risultato è tanto migliore quanto più piccolo è il suddetto rapporto.

Dal momento che il maggiore interesse ricade proprio sul valore medio e sul valore efficace, inizieremo col considerarli contemporaneamente.

In rapporto alla figura 5, abbiamo messo prima in evidenza il responso alla frequenza che è possibile ottenere con i due diversi modi di calcolo del valore medio. Esso corrisponde anche ai responsi alla frequenza in funzione della frequenza di modulazione per una portante a frequenza elevata, che risulta debolmente modulata in ampiezza ad opera di un segnale a bassa frequenza, di forma d'onda sinusoidale.

Tuttavia, è possibile ottenere anche un altro tipo di responso alla frequenza, vale a dire l'ondulazione residua che si ottiene quando si misura il solo segnale a frequenza bassa.

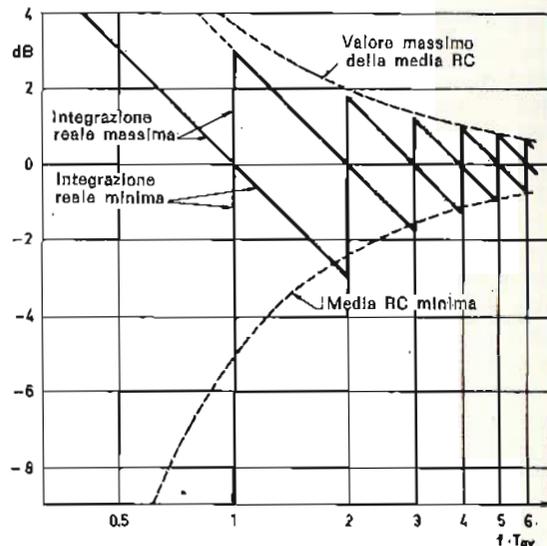


Fig. 11 - Rappresentazione grafica dell'ondulazione residua a frequenza bassa per il calcolo del valore medio e di quello efficace di segnali ad impulsi.

A questo riguardo, la figura 10 rappresenta il risultato che può essere ottenuto con segnali sinusoidali, mentre la figura 11 rappresenta il risultato che è possibile ottenere con segnali ad impulsi di durata minima. E' facile osservare che nella maggior parte delle rappresentazioni grafiche l'ondulazione residua rispetto all'integrazione effettiva si trova all'interno dell'ondulazione residua che si ottiene con il calcolo della media rispetto al valore RC.

E' questo è un argomento in base al quale risulta evidente l'opportunità di scegliere una costante di tempo più lunga: in particolare, la figura 11 dimostra, che sotto questo punto di vista, la scelta migliore consiste proprio nell'eguagliare il tempo medio dal prodotto tra il valore resistivo e quello capacitativo, ossia nel fare in modo che

$$T_{av} = RC$$

Un altro aspetto di non minore interesse consiste nel tipico comportamento dei due diversi sistemi di calcolo del valore medio di impulsi singoli di forma rettangolare, o di funzioni a gradini. La figura 12 illustra innanzitutto il responso rispetto al valore medio. Per ottenere l'integrazione reale sono state previste linee diritte in discesa, mentre, per il calcolo della media in base alla costante di tempo RC, entrambi i responsi in salita ed in discesa sono costituiti da curve esponenziali corrispondenti, elaborate rispetto alla costante di tempo RC₁.

Al di sotto, la stessa figura illustra i responsi rispetto al valore efficace. Per l'integrazione effettiva, le curve in salita ed in discesa sono costituite da parabole uguali tra loro, mentre, per il calcolo della media rispetto alla costante di tempo RC, le due curve non corrispondono più tra loro.

La curva in salita non è esponenziale, mentre quella in discesa continua a presentare un andamento esponenziale, ma con una costante di tempo RC₂ = 2RC₁.

Quanto sopra fornisce un altro motivo per scegliere il valore di $T_{av} = 2RC_1 = RC_2$, in quanto la costante di tempo di caduta può essere facilmente misurata mentre, nel circuito a parabola mobile riferita al valore efficace, la costante di tempo RC_1 non esiste. (E' proprio a causa di questa confusione, che dipende dalla disponibilità di due costanti di tempo, che, in questo articolo, si è fatto uso del termine «averaging time», ossia di tempo per la valutazione del valore medio).

A questo punto possiamo occuparci dei responsi con ordinate ad andamento logaritmico. In questo caso, la riduzione progressiva del valore medio della costante di tempo è rappresentata da una linea retta, mentre la curva in salita sembra ancora più ripida che nella parte centrale del grafico di figura 12: in tutti e tre i grafici, la scelta del valore di $T_{av} = 2RC_1$ sembra attribuire una ragionevole corrispondenza tra l'effettiva integrazione ed il calcolo del valore medio rispetto alla costante di tempo.

Come si è detto dianzi, il circuito a parabola mobile relativo al calcolo del valore efficace si comporterà esattamente come il circuito a parabola fissa, finché quest'ultimo non viene sovraccaricato. Tale condizione — tuttavia — deve essere tenuta in considerazione all'inizio della curva in salita, dove cioè la parabola risulta di minima entità.

In figura 13 il responso in salita viene quindi illustrato in funzione di coordinate logaritmiche doppie. Si osservi che il responso ideale in valore efficace viene raggiunto con una certa approssimazione, quando il responso stesso risulta essere un fattore di C al di sotto del livello finale, sempre che C stesso rappresenti il fattore di cresta.

In altre parole, gli impulsi di forma rettangolare e di durata maggiore del valore approssimativo espresso da T_{av}/C_2 vengono integrati esattamente nel modo in cui il circuito ideale funzionante in base al valore efficace dovrebbe integrarli. E' inoltre facile notare che la misura di impulsi singoli di breve durata pari a $T_{av} = RC_1 = 1/2RC_2$ rappresenta una scelta più adeguata quando si confronta l'integrazione effettiva con il calcolo del valore medio in base alla costante di tempo. Per impulsi di questo genere — tuttavia — è normalmente più importante conoscere l'ampiezza, la larghezza e l'andamento, che non conoscere semplicemente la quantità di energia che caratterizza ogni singolo impulso.

Un altro aspetto ancora, che è importante agli effetti del confronto tra i diversi procedimenti per il calcolo del valore medio consiste nella loro attitudine a seguire lente variazioni del livello del segnale. Ad esempio, ciò è importante quando si misurano responsi alla frequenza con segnali sinusoidali a frequenza variabile.

Come appare evidente alla figura 14, esiste sempre un certo ritardo di tempo, la cui entità dipende dall'andamento tipico della curva. Le parti più importanti di una curva di questo genere sono normalmente costituite dai picchi e dai nodi, e — sotto questo aspetto — anche in questo caso il calcolo del valore medio determina errori nei livelli. Normalmente, i suddetti picchi ed i nodi non presentano l'aspetto di angoli acuti come si osservano nella prima parte della curva, bensì assumono l'andamento di risonanze arrotondate, che possono essere considerate come se

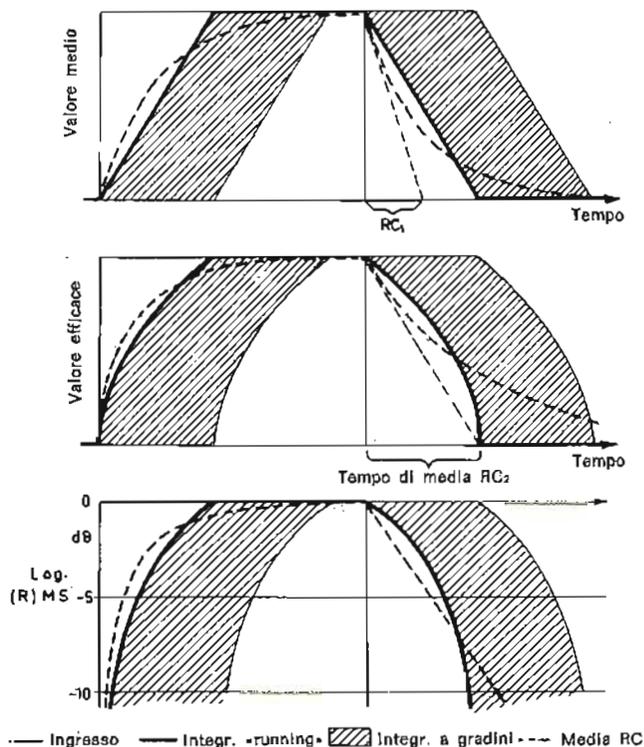


Fig. 12 - Responsi a gradini rilevati durante il calcolo del valore medio e del valore efficace di un segnale.

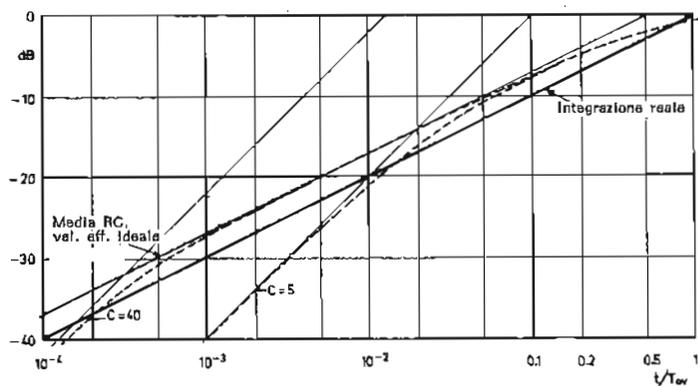


Fig. 13 - Responso rispetto alla parte ascendente della curva di responso di circuiti realizzati in funzione del valore efficace, con un valore «C» limitato del fattore di cresta.

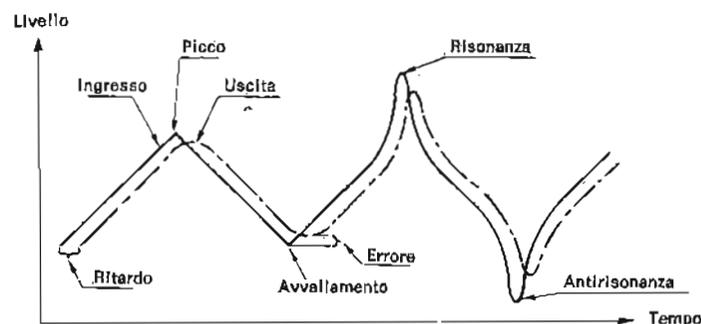


Fig. 14 - Andamento tipico del responso rilevato in base a variazioni lente del livello del segnale.

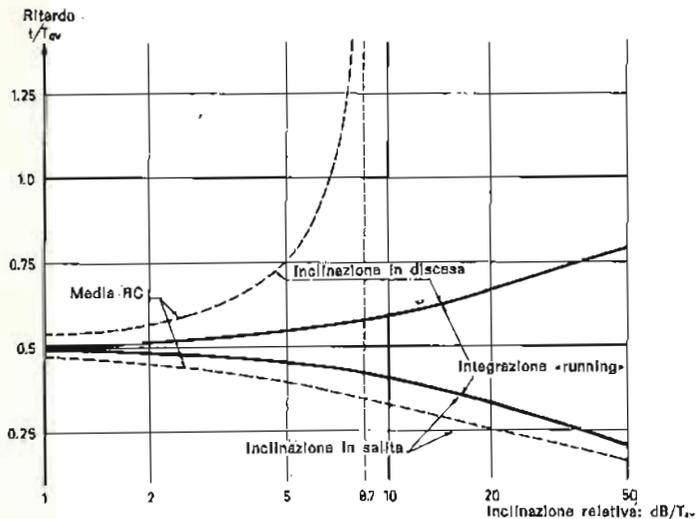


Fig. 15 - Rappresentazione grafica di variazioni lente, riferite al calcolo del valore medio e di quello efficace.

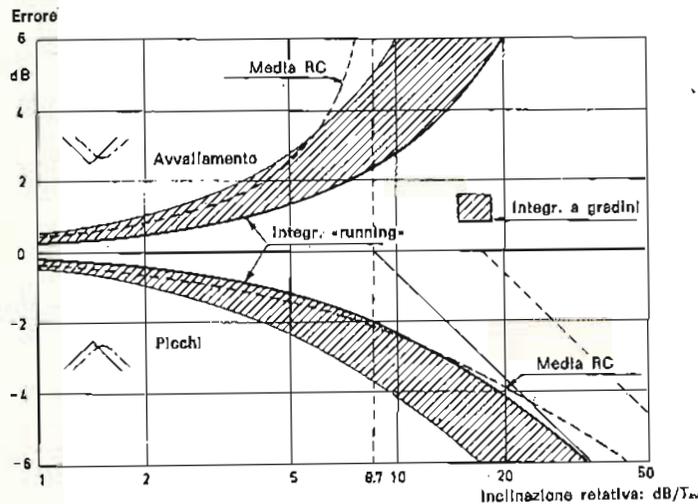


Fig. 16 - Errori riscontrabili in corrispondenza dei picchi e degli avvallamenti. In entrambi i casi il grafico si riferisce al valore medio ed al valore efficace.

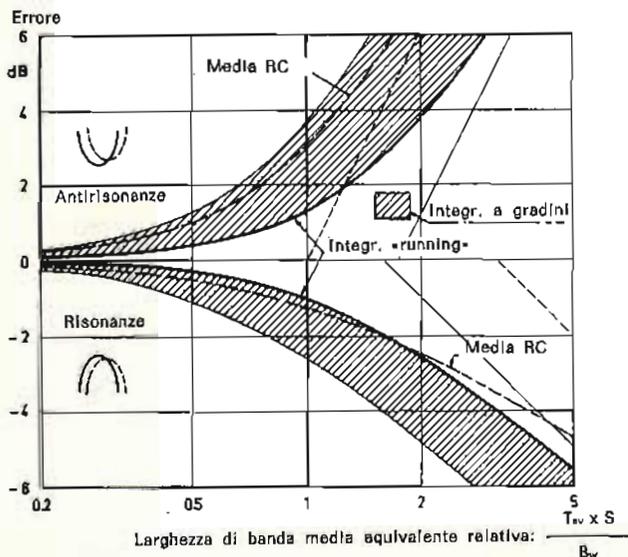


Fig. 17 - Rilevamento dei fattori di errore nei confronti delle risonanze e delle anti-risonanze, sempre in riferimento al valore medio ed a quello efficace.

si trattasse di parabole, rispettivamente in corrispondenza delle parti superiori e di quelle inferiori.

Nel grafico di figura 15, il ritardo risultante viene rappresentato in funzione dell'inclinazione. Appare perciò evidente che il ritardo corrisponde approssimativamente ad $1/2 T_{av}$ per gradi ridotti di inclinazione, e ciò sia per l'integrazione del tipo «running», sia per il calcolo del valore medio in funzione della costante di tempo.

Questo è un altro argomento di grande importanza per la scelta del tempo di calcolo della media, T_{av} , pari a $2RC_1 = RC_2$. Appare inoltre evidente che il valore della costante di tempo RC risulta più rapido in salita e più lento in discesa, che non nel caso dell'integrazione del tipo «running», e che non sarà mai in grado di seguire un grado di inclinazione rivolto verso il basso, maggiore di, $7 \text{ dB}/T_{av}$.

La figura 16 permette di apprezzare gli errori che si manifestano in corrispondenza dei picchi più acuti e degli avvallamenti, in funzione del grado di inclinazione dei lati. Le curve si basano sul presupposto che, la parte in salita presenti una durata sufficiente per consentire di ricavare i ritardi messi in evidenza nel grafico precedente. Anche in questo caso, possiamo facilmente riscontrare che il calcolo del valore medio rispetto alla costanza di tempo non può seguire l'andamento della curva in corrispondenza di un avvallamento, con inclinazioni maggiori di $8,7 \text{ dB}/T_{av}$.

Tuttavia, anche per gradi di inclinazione fino a $5-6 \text{ dB}/T_{av}$, il calcolo del valore medio rispetto alla costante di tempo è migliore dell'integrazione a gradini del caso peggiore, e — per picchi con gradi di inclinazione maggiori — risulta persino migliore l'integrazione col sistema «running».

La figura 17 mette in evidenza gli errori agli effetti delle risonanze e delle anti-risonanze, in funzione della larghezza di banda media equivalente relativa, espressa dal prodotto

$$T_{av} \times S/Bw$$

nella quale S rappresenta la velocità di analisi (esplorazione orizzontale), mentre Bw rappresenta la larghezza di banda di 3 dB.

L'andamento delle anti-risonanze è parabolico e non esponenziale, come lo erano gli avvallamenti considerati a proposito della figura 16, per cui non esistono asintoti verticali nella curva riferita al calcolo del valore medio in funzione della costante di tempo. Anche sotto questo aspetto, si nota che tale calcolo si adatta perfettamente alla zona ombreggiante dell'integrazione a gradini, il che rappresenta un risultato migliore che non l'integrazione del tipo «running» per le risonanze, in corrispondenza dell'estremità destra della curva.

Dal momento che anche i ritardi dei picchi ed i nodi relativi possono presentare una certa importanza, i relativi parametri possono essere valutati alla figura 18. L'integrazione col sistema «running» presenta in questo caso un vantaggio rispetto agli altri sistemi, in quanto il ritardo risulta costante, e quindi più facile da correggere.

Possiamo quindi concludere che per le misure del valore medio e dal valore efficace, l'integrazione reale ed il calcolo del valore medio rispetto alla costante di tempo, si equivalgono relativamente nella maggior parte dei casi, a patto che il tempo di calcolo del valore medio venga reso uguale alla costante di

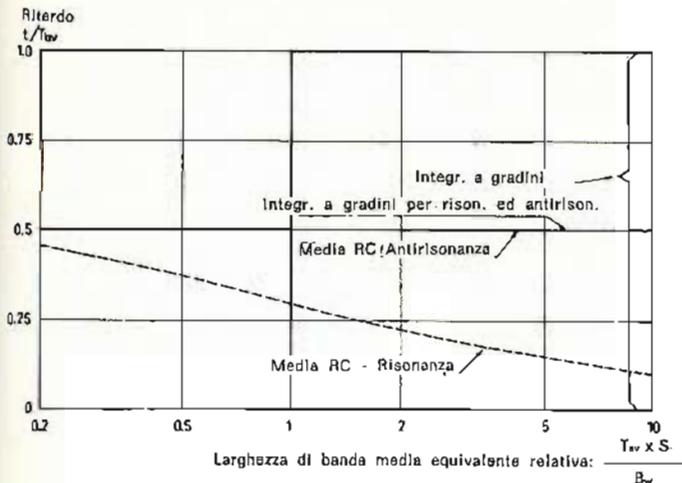


Fig. 18 - Valutazione dei ritardi rilevati per il calcolo del valore medio e di quello efficace, in rapporto alle risonanze ed alle anti-risonanze.

tempo di attenuazione del valore efficace $RC_2 (= 2 RC_1)$, fatta eccezione per i segnali singoli ad impulso o per gli impulsi singoli di breve durata, nel qual caso il confronto risulta migliore se il valore di «T» corrisponde ad $1/2 RC_2$.

In una prossima occasione vedremo di pubblicare al riguardo un altro articolo, che esporrà con ricchezza di dettagli, probabilmente maggiori, il vero e proprio metodo di valutazione del valore medio assoluto, del valore quasi efficace e dei valori di picco, oltre a chiarire il metodo di derivazione alle varie curve.

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza



custodie per strumenti di misura

art. 526/abs/TVR

VALIGETTA MODELLO "007 PER ASSISTENZA TECNICA RADIO TV
Guscio interamente in materiale plastico indeformabile antiurto ad alta resistenza con telaio in duralluminio.
Tasca porta schemi e documenti, corredata di n. 29 posti valvole, di pannello con passanti elastici per alloggiamento utenelli, scomparti porta tester ecc. e di due astucci di plastica con divisori per resistenza e piccoli pezzi di ricambio.

Fabbrica specializzata in:

- Borse per installatori, manutentori di impianti elettrici, idraulici, impiantisti ed ogni forma di assistenza tecnica a richiesta si spedisce il catalogo generale



via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy



ITALSTRUMENTI



Via Accademia degli Agliati, 53 - ROMA
Tel. 54.06.222 - 54.20.045

DIVISIONE ANTIFURTO COMPONENTI

RIVELATORI A MICROONDE
SILENT SYSTEM MICROWAVE:
la migliore microonda di produzione EUROPEA!

MOD. SSM1



- Frequenza di lavoro 10,650 GHz
- Potenza 10 mW
- Angolo di protezione: 120° - 90°
- Profondità 0-33 m.
- Assorbimento 150 mA
- Regolazione portata e ritardo
- Filtro per tubi fluorescenti
- Alimentazione 12 v c.c.
- Circuito protetto contro inversione di polarità
- Segnalazione per taratura mediante LED
- Relè attratto o in riposo
- Doppia cavità pressofusa
- Dimensioni: 169 x 108 x 58 -
- Peso Kg. 0,620
- Temperatura impiego: -20° + 60°C.

Collaudata per: durata di funzionamento sbalzi di temperatura sensibile di rivelazione

GARANZIA TOTALE 24 MESI



BATTERIE RICARICABILI A SECCO

POWER SONIC

12 V da 2,6 Ah	L. 14.500
12 V da 7 Ah	L. 23.000
12 V da 4,5 Ah	L. 18.000
12 V da 20 Ah	L. 52.000

GARANZIA 24 MESI

SIRENE ELETTROMAGNETICHE

120 dB

12 o 220 V

L. 12.000



SIRENE ELETTRONICHE

L. 13.500

TELEALLARME TDL-8 messaggi

Doppia pista - Visualizzatore

elettronico numerico -

L. 105.000



CONTATTI REED DA INCASSO



L. 1.350

Lunghezza: 39 mm.
Diametro: 7 mm.
Portata Max: 500 mA
Tolleranza: 2 cm.

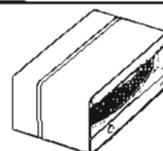
Il contatto è incapsulato in un contenitore di plastica con test in metallo. Magnete incapsulato

CONTATTI CORAZZATI REED L. 1.350

Particolarmente indicato per la sua robustezza per portoni in ferro e cancellate.
Dimensioni : 80 x 20 10 mm
Portata max: 500 mA
Durata : 10⁶ operazioni
Tolleranza : 2 cm.



GIRANTI LUMINOSE
AD INTERMITTENZA
L. 30.000



INFRAROSSO MESL

L. 120.000
0 - 10 m.

- CENTRALI ELETTRONICHE DA L. 80.000
- TELEALLARME (OMOLOGATO SIP) L. 75.000
- ANTIRAPINE
- TELEVISORE A CIRCUITO CHIUSO
- RIVELATORE DI INCENDIO 70 m. L. 55.000
- VIBROSCILLATORI INERZIALI L. 8.000
- CONTATTO A VIBRAZIONE L. 1.800



RICHIEDERE PREZZARIO E CATALOGO:

ORDINE MINIMO L. 50.000 - Pagamento contrassegno
Spese postali a carico dell'acquirente

Tagliando d'ordine da ritagliare e spedire a:
ICC - Via Jacopo Palma, 9 - 20146 Milano

Desidero ricevere n. TVGAME 6 giochi a L. 76.000 cad.
(IVA compresa) + spese postali
Pagherò contrassegno, a ricevimento merce.

Nome
Cognome
Via
Città CAP (.....)
Data Firma

Set. 5/78



**6 nuovi giochi
e una pistola
in offerta speciale!**

**ROMPI LA MONOTONIA DELLA TV: IMPUGNA LA PISTOLA
E FAI IL TUO TIRO AL PICCIONE, LA CACCIA GROSSA,
OPPURE GIOCHI A TENNIS, CALCIO, PELOTA BASCA,
PELOTA TRADIZIONALE — 6 PROGRAMMI CHE NESSUNA TV
TI PUÒ DARE, PER PASSARE LA SERA IN CASA.**

Questo gioco TV
può essere acquistato direttamente anche
presso i punti di vendita:
ICC - Via Jacopo Palma, 9 - 20146 Milano
PICIACCIA - Via Caldara, 17 - 20122 Milano

NOTE
PER IL TECNICO

LA PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTRICITÀ NELLO SPAZIO

quarta parte - di P. SOATI

RADIOCOLLEGAMENTI CON I SATELLITI ARTIFICIALI ED ASTRONAVI

Le frequenze più adatte per comunicare con i satelliti artificiali, o per controlli telemetrici, debbono essere scelte secondo particolari criteri, dovendo le onde attraversare gli strati ionosferici talvolta anche nel doppio senso come nel caso dell'inseguimento spaziale.

Le onde aventi frequenze comprese fra 10 MHz e 30 MHz, se inviate con un angolo appropriato (in modo cioè che non subiscano la riflessione verso la terra), e quelle fino a circa 200 MHz praticamente non subiscono alcuna influenza da parte dell'atmosfera terrestre. Pertanto la loro attenuazione, in funzione della distanza, è facilmente calcolabile tramite le note formule. Per contro l'atmosfera terrestre da luogo a sensibili fenomeni di assorbimento via via che si sale in frequenza, ragione per cui oltre i 15.000 MHz (15 GHz) le perdite sono piuttosto elevate anche per le emissioni verticali mentre praticamente si ha assorbimento totale, dovuto alla presenza nell'atmosfera di ossigeno e vapore acqueo, per percorsi poco inclinati rispetto all'orizzonte.

In relazione a questo fenomeno i radar meteorologici, come si è già detto, impiegano sempre frequenze superiori ai 10.000 MHz.

In linea di massima le comunicazioni con i satelliti artificiali e le astronavi (spazio-terra e terra-spazio) avvengono su una gamma

di frequenze, detta **finestra terra-spazio** (earth-space window) che è compresa fra i 1000 MHz ed i 10.000 MHz.

Nelle tabelle che abbiamo pubblicato nel n° 12/1976 di SELEZIONE RADIO TV è possibile individuare le varie gamme di frequenza che sono state assegnate, nelle tre regioni, a questi servizi e agli altri collaterali, come la meteorologia via satellite e la ricerca spaziale.

La scelta della frequenza più adatta a questo genere di comunicazioni è ovviamente legata anche ai rumori che possono essere captati dall'antenna, di cui la figura 1 ne illustra le caratteristiche riferite alla **finestra spazio-terra** a cui si è fatto cenno. I rumori cosmici sono più sensibili alle frequenze basse e la loro intensità diminuisce via via che si sale di frequenza. Il massimo di intensità si riscontra in corrispondenza della via Lattea.

Il rumore proviene da alcune Costellazioni, come quella del Cigno, del Toro, di Cassiopea ed altre è dell'ordine di **1 jansky** (10^{-22} W/m² Hz), sulla frequenza di 200 MHz e si riduce a 10^{-24} W/m² Hz, su 3.500 MHz.

Il Sole, ed anche la Luna, sono sorgenti di rumori, talvolta molto intensi. In condizioni di Sole tranquillo il massimo disturbo si ha fino alla frequenza di 100 MHz (vedere figura 1) mentre in presenza di un'attività solare piuttosto intensa il rumore può variare da 10^{-18} W/m² Hz, su 150 MHz, a 10^{-20} W/m² Hz su 3500 MHz.

Questo problema ovviamente è di maggiore importanza per quanto concerne il tragitto **Satellite-Terra**, a causa della limitata potenza dei radiotrasmettitori di bordo, mentre per il percorso **Terra-Satellite** sono in gioco potenze molto più elevate.

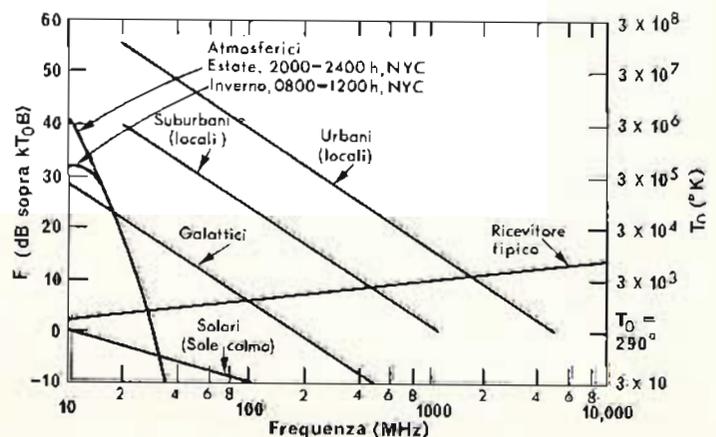


Fig. 1 - Influenza dei vari tipi di rumori sulla gamma «finestra terra-spazio» per comunicazioni con satelliti artificiali ed astronavi. E' stata impiegata una antenna omnidirezionale sopra la superficie terrestre.

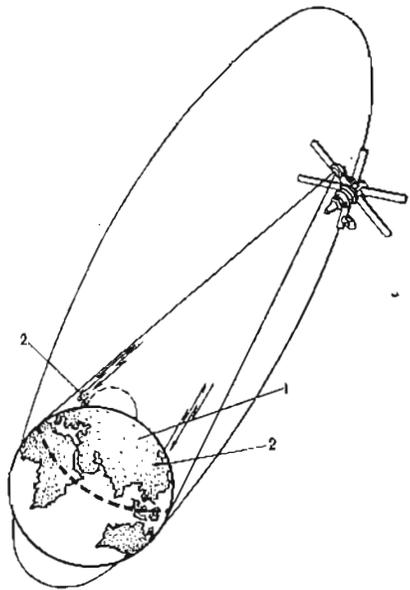


Fig. 2 - Telecomunicazioni via satellite artificiale del tipo Molniya. 1 = zona di radiovisibilità (tratteggiata), 2 = stazioni terrene.

ANOMALIE NELLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE EM

Si è già detto che durante i periodi di maggiore attività delle macchie solari si riscontra un notevole miglioramento della propagazione delle onde em, che si traduce in pratica in un aumento del limite superiore delle frequenze che normalmente sono impiegate per assicurare i radiocollegamenti a grande distanza. In concomitanza con la maggiore attività solare si possono però verificare dei fenomeni che, come l'evanescenza (**fading**) di cui parleremo in seguito, possono alterare profondamente le condizioni di propagazione delle onde em.

Ci riferiamo in modo particolare ai **disturbi ionosferici improvvisi**, detti **SID** (**sudden ionospheric disturbances**) ed alle tempeste ionosferiche e magnetiche. I primi fenomeni, cioè i **SID**, sono sovente detti **effetto Dellinger**, dallo scienziato che ne ha studiato le cause, e quando sono molto intensi possono portare al **fade-out**, ossia ad una **evanescenza totale** dei segnali.

E' stato possibile accertare che il fade-out si manifesta sempre in corrispondenza di un **flare**, ossia di una eruzione solare e che le radiazioni che ne sono la causa viaggiano con la stessa velocità della luce. Tale constatazione è stata messa in evidenza dal fatto che

all'osservazione ottica del fenomeno corrispondeva l'alterazione della propagazione delle onde em.

Da notare che se l'eruzione solare dura un periodo di tempo piuttosto breve, ad esempio da qualche secondo ad alcuni minuti, il fade-out, che è dovuto ad una intensificazione anormale della ionizzazione dello **strato D**, con relativo assorbimento delle onde em, si protrae per un tempo molto maggiore.

Ciò è da attribuire all'elevato grado di intensità raggiunta dallo strato D per cui la ricombinazione degli elettroni e degli ioni avviene lentamente con la conseguenza che il fade-out può prolungarsi anche per due o tre ore.

L'effetto Dellinger, che avviene sempre contemporaneamente ad una perturbazione del campo magnetico terrestre, è molto più intenso alle basse latitudini in cui i raggi solari giungono con angoli elevati. In queste condizioni le frequenze basse sono maggiormente influenzate dal fenomeno.

Salvo condizioni di fade-out pro-

lungati dovuti a violente eruzioni solari le anomalie in questione si manifestano prevalentemente durante le ore diurne ed interessano pertanto le onde em che si propagano per riflessione sugli strati ionosferici e che effettuano percorsi diurni.

Le tempeste ionosferiche, anche esse legate alle eruzioni solari, possono avere sulle radiocomunicazioni una influenza più deleteria per il fatto che la loro durata è sempre maggiore di quella che caratterizza l'effetto Dellinger. In questo caso il fade-out, o comunque le anomalie di propagazione, possono durare più a lungo talvolta addirittura più giorni. Sembra assodato che la loro origine sia da attribuirsi alle eruzioni cromosferiche di corpuscoli ionizzati provenienti dalle zone delle macchie solari. Queste radiazioni sono emesse sotto forma di getti che, contrariamente a quanto avviene per le onde em, si propagano soltanto in una ben determinata direzione. In fondo si tratta di un vantaggio, poiché i loro effetti deleteri sulla propa-

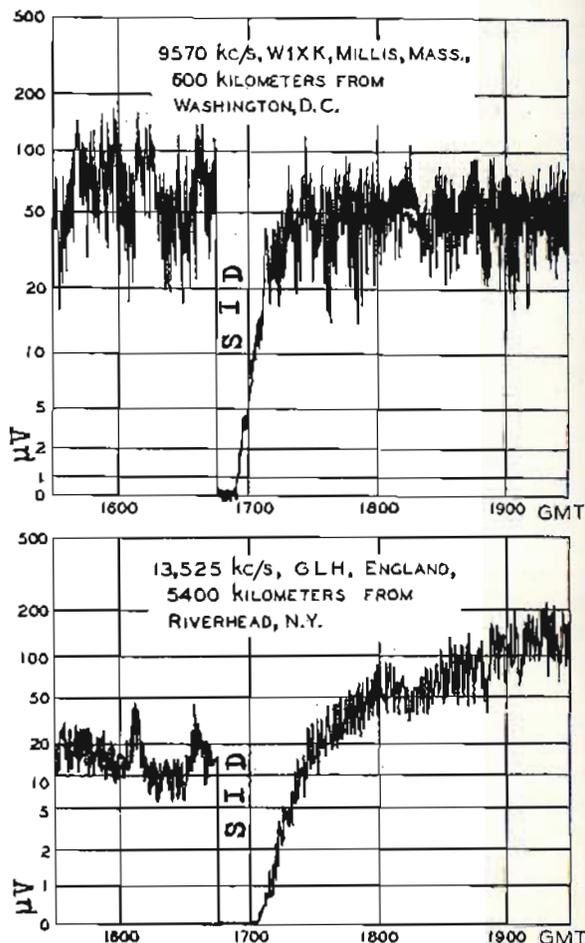


Fig. 3 - Effetto SID (disturbo improvviso della ionosfera) rilevato contemporaneamente su due stazioni radiofoniche di frequenza diversa.

gazione delle onde em, sono limitati a quei getti orientati verso il nostro pianeta.

Alle tempeste ionosferiche fanno riscontro quasi sempre le tempeste magnetiche le quali possono essere a causa di anomalie anche nelle comunicazioni via cavo e che si manifestano con un certo ritardo rispetto a quelle che si riscontrano nei radiocollegamenti, poiché i corpuscoli ionizzati si propagano ad una velocità notevolmente inferiore a quella della luce ed impiegano un certo tempo per raggiungere la Terra. Ciò spiega il motivo per cui le trasmissioni via cavo possano subire delle anomalie con un ritardo che va dalle 12 alle 36 ore rispetto ai disturbi ionosferici improvvisi.

Da notare che i suddetti fenomeni sono quasi sempre la causa di un aumento dell'altezza dello strato F, e talvolta anche di una riduzione della sua ionizzazione, per cui non è più possibile la riflessione sulla terra delle frequenze che normalmente vi sono riflesse. I percorsi più danneggiati sono quelli passanti per i poli. A differenza degli effetti di fade-out improvvisi, le tempeste magnetiche talvolta possono essere previste tenendo conto della natura delle macchie solari e del movimento di rotazione del Sole.

AVVISI RADIO SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE EM

Molte delle stazioni che effettuano emissioni di frequenze standard e segnali orari di precisione (vedi n° 7/8-1977, SELEZIONE RADIO TV, rubrica QTC) trasmettono ogni ora le previsioni sulla propagazione. Ad esempio le stazioni USA del National Bureau of Standards WWV e WWVH trasmettono in fonìa, al 15° minuto di ciascuna ora, le previsioni a corto termine della propagazione delle onde em attraverso l'Atlantico del Nord nel seguente modo: **The radio propagation quality forecast at (0100, 0700, 1300, 1900 UT) is....(excellent, very good, good, fair to good, fair, poor to fair, poor, very poor or useless)** che tradotto in italiano significa «Le previsioni della qualità di propagazione radioelettrica alle ore.... (una delle seguenti ore: 0100, 0700, 1300, 1900 UT) è....(eccellente, molto buona, buona, da discreta a buo-

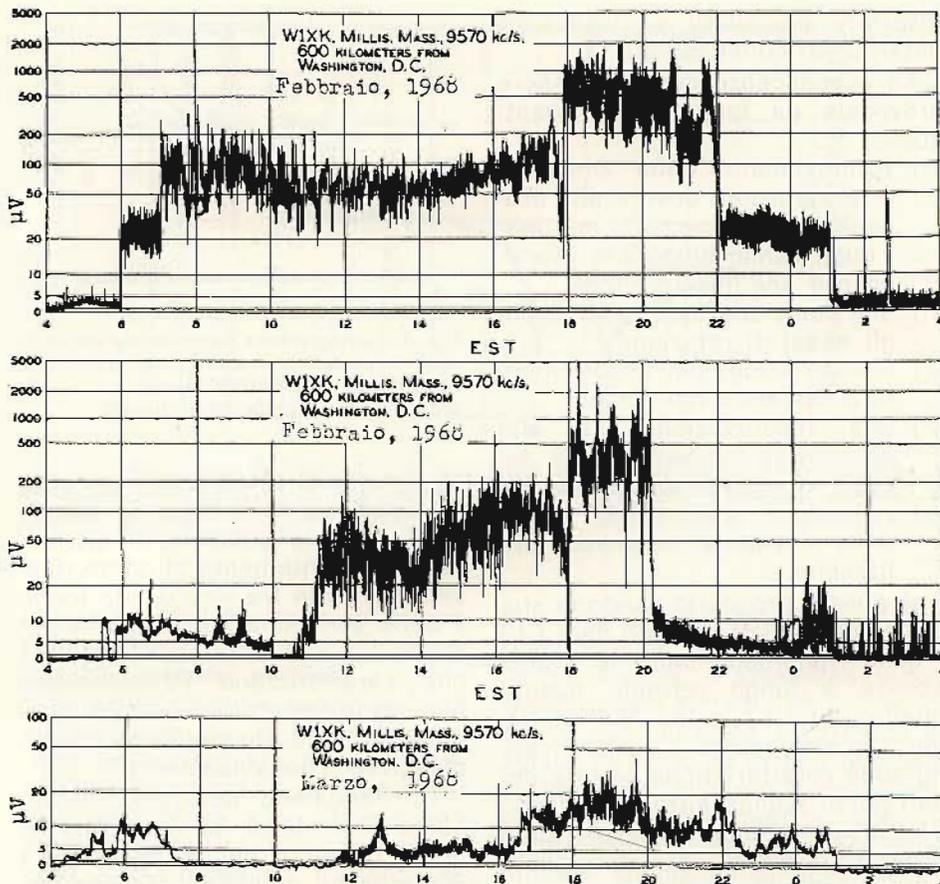


Fig. 4 - Effetti di una tempesta magnetica sulla radiorecezione. In alto la stazione di Millis (USA) su 9570 kHz, ricevuta in normali condizioni di evanescenza. Al centro la stessa stazione ricevuta con tempesta magnetica leggera, in basso ricezione in presenza di una intensa tempesta magnetica.

na, discreta, da cattiva a discreta, cattiva, molto cattiva o inutilizzabile.

Il suddetto avviso è seguito dalle condizioni **geomagnetiche** nel seguente modo: «**current geomagnetic activity is....(quiet, unsettled or disturbed)**» che significa «**l'attività geomagnetica attuale è....(calma, instabile o perturbata)**».

L'EVANESCENZA

L'evanescenza, nota anche con il termine inglese di **fading**, è un fenomeno che si riscontra nella propagazione delle onde em e consiste in variazioni irregolari dell'intensità del campo em in ricezione dei segnali radioelettrici.

Questo fenomeno è accentuato nelle componenti che seguono la via ionosferica, cioè le onde medie e le onde corte, mentre assume proporzioni più ridotte nelle onde lunghe ed in quelle onde che hanno prevalentemente portata ottica, come le microonde e le onde millimetriche. Le evanescenze, in cui

si raggruppano le variazioni dei segnali nel tempo, nello spazio ed in frequenza, hanno una influenza determinante nel funzionamento dei segnali radioelettrici.

Questo fenomeno è accentuato nelle componenti che seguono la via ionosferica, cioè le onde medie e le onde corte, mentre assume proporzioni più ridotte nelle onde lunghissime, le onde lunghe ed in quelle onde che hanno prevalentemente portata ottica, come le microonde e le onde millimetriche. Le evanescenze, in cui si raggruppano le variazioni dei segnali nel tempo, nello spazio ed in frequenza, hanno una influenza determinante nel funzionamento dei sistemi di radiocomunicazione e sul tipo di modulazione che si può usare. Infatti la conoscenza della profondità e della rapidità con cui si manifestano prevalentemente le evanescenze, per un dato percorso e per una data gamma di frequenza, consente di fissare la potenza dei trasmettitori, le caratteristiche delle antenne ed il tipo di impianto

diversity, più adatti ad assicurare determinati collegamenti.

Le evanescenze possono essere provocate da fenomeni differenti quali:

- 1°) il movimento della ionosfera e le variazioni dovute alla propagazione dei percorsi multipli, i quali danno luogo alle evanescenze per interferenza.
- 2°) alla rotazione degli assi e degli elissi di rotazione.
- 3°) alla variazione dell'assorbimento ionosferico nel tempo.
- 4°) alla focalizzazione ed alla scomparsa temporanea dei segnali in seguito ad improvvisa variazione della MUF (cioè della massima frequenza utilizzabile).

A questo proposito esistono studi ben dettagliati condotti dal CCIR i quali riguardano tanto le evanescenze a lungo termine quanto quelle a breve termine. Noi limitiamo il nostro esame a qualche cenno sulle caratteristiche proprie dei vari tipi di evanescenza rimandando i lettori che desiderano avere sullo argomento notizie più dettagliate alla bibliografia tecnica.

EVANESCENZA PER ASSORBIMENTO

Questo tipo di evanescenza è caratterizzata da un periodo piuttosto lungo, più o meno profondo, ed è da attribuirsi all'assorbimento irregolare che le onde em possono subire nella ionosfera in seguito a delle variazioni della concentrazione ionica od anche da sensibili mutamenti nell'altezza degli strati interessanti alla riflessione. Essa è facilmente riconoscibile appunto per il fatto che le variazioni sono piuttosto lente ed uniformi. Talvolta le variazioni, comprese fra qualche decimo di periodo e qualche periodo al secondo, possono essere così regolari da dare l'impressione di essere dovute al battimento fra due stazioni che lavorino sulla stessa frequenza in sincronismo.

EVANESCENZA PER INTERFERENZA

Questo fenomeno di evanescenza si verifica quando le onde em giungono al ricevitore effettuando percorsi differenti o perché due o più componenti subiscono un diver-

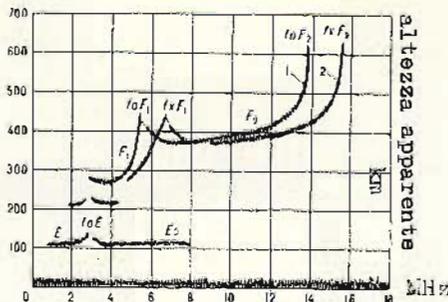


Fig. 5 - Ionogramma ottenuto da un laboratorio sovietico tramite una ionosonda panoramica installata al suolo. 1 = onda ordinaria, 2 = onda straordinaria.

so numero di riflessioni negli strati ionosferici e la terra. In questo caso le varie componenti giungeranno evidentemente al posto ricevente sfasate fra loro dando luogo a delle variazioni dell'intensità dei segnali che, a differenza di quelle che caratterizzano l'evanescenza per assorbimento, sono molto irregolari e tanto più profonde quanto maggiore è lo sfasamento.

Un fenomeno del tutto simile, come si è detto, si manifesta in quelle zone in cui al ricevitore i radiosegnali giungono contemporaneamente tanto per onda di superficie quanto per onda riflessa.

EVANESCENZA DI SALTO

Si tratta di un fenomeno che si verifica prevalentemente nelle località in cui la ricezione avviene per onda diretta e nelle cui vicinanze le componenti ionosferiche subiscono la riflessione negli strati superiori senza perciò interferire sull'onda diretta stessa. Se a causa di eccezionali mutamenti nella ionosfera questo punto di riflessione subisce degli spostamenti, nella zona di ricezione potranno arrivare anche le componenti ionosferiche per cui si verificheranno dei fenomeni di evanescenza molto profondi con un periodo piuttosto lungo che però cessano non appena ritorna lo stato di normalità.

EVANESCENZA PER POLARIZZAZIONE

Il piano di polarizzazione di una onda em, che incide sulla ionosfera è soggetto ad un fenomeno di birifrazione che può dare luogo a due componenti **magneto-ioniche** dette rispettivamente **raggio ordi-**

nario che gira verso sinistra e **raggio straordinario** che gira verso destra. Essendo diverso l'indice di rifrazione dei due raggi le velocità di penetrazione sono pure diverse.

Queste due componenti uscendo dallo strato ionizzato possono ricombinarsi insieme ma non più come un **piano polarizzato** ma bensì come un campo **elittico** che ruota cambiando, durante un periodo, di ampiezza e di direzione in modo cioè che il vettore rappresentativo percorre una elisse.

Pertanto il campo elittico varia di valore e di orientamento, rispetto all'aereo ricevente dando luogo in ricezione, a delle variazioni di intensità che sono dette evanescenze di polarizzazione.

EVANESCENZA SELETTIVA

I fenomeni di evanescenza non sono perfettamente identici per tutta una gamma di frequenze ma possono subire notevoli varianti anche per frequenze molto vicine fra loro. Ad esempio variazioni di ampiezza e di fase molto diverse fra loro si possono notare anche sulle frequenze che costituiscono la banda laterale di un'onda modulata per cui si ha come risultato una distorsione della modulazione. A questo fenomeno è stato dato il nome di **evanescenza selettiva**.

Da notare che fenomeni molto simili alla evanescenza per assorbimento si notano nella ricezione di radiosegnali a bordo di autoveicoli, motoscafi ed altri mezzi mobili, quando si attraversano località in cui esistono ostacoli di notevoli dimensioni quali edifici, ponti, gallerie, colline e così via.

MICROONDE ED ONDE MILLIMETRICHE

Anche le microonde e le onde millimetriche possono essere soggette a leggeri fenomeni di evanescenza in genere dovuti ad interferenza delle componenti che effettuano percorsi differenti, specialmente a causa di riflessioni ad opera di ostacoli aventi dimensioni compatibili con la lunghezza d'onda. Via via che si sale in frequenza i fenomeni di attenuazione, ed anche di parziale riflessione ad opera degli agenti atmosferici, aumentano considerevolmente.

Ad esempio, come è noto, la formula classica relativa alla propa-

gazione delle onde millimetriche, e delle microonde è la seguente:

$Att_{dB} = 32,5 + 20 \log F + 20 \log D$
 in cui **D** indica la lunghezza del percorso in chilometri ed **F** la frequenza di lavoro in megahertz. Queste condizioni ottimali, specialmente per le onde millimetriche, si riscontrano soltanto nello spazio libero, ad esempio per comunicazioni fra satelliti.

Quando la propagazione deve avvenire attraverso l'atmosfera, almeno parzialmente, le cose cambiano sensibilmente per cui la suddetta relazione deve essere sostituita dalla seguente:

$Att_{dB} = 92,45 + 20 \log_{60Hz} + 20 \log D + a + b + c + d + e$
 in cui:

- a = perdite (in dB) dovute al vapore acqueo
- b = perdite (in dB) dovute alla nebbia
- c = perdite dovute all'ossigeno, sempre in dB
- d = l'insieme delle perdite (in dB) dovuti ad altri gas
- e = perdite (in dB) dovute alla pioggia, neve o grandine.

Il fattore **a** varia ovviamente in funzione dell'umidità, della temperatura, della pressione e dell'altezza.

La figura 7 si riferisce ad un grafico in cui si vede l'attenuazione dovuta alla pioggia (**rain**), alla nebbia acquosa (**mist**), al vapore acqueo (**water vapor**), e all'ossigeno (**oxygen**).

SISTEMI PER ELIMINARE GLI EFFETTI DELLE EVANESCENZE

I moderni radiorecettori sono dotati di dispositivi per il controllo automatico della sensibilità, in qualche caso amplificati, il cui compito è quello di attenuare gli effetti delle evanescenze. Ciò in genere è sufficiente per assicurare una buona ricezione dei programmi radiofonici. Nei servizi professionali oltre ad utilizzare delle antenne direttive, ad esempio le antenne rombiche, si ricorre alla ricezione in **diversity** (detta in italiano per **diversità**) la quale consente di ottenere dei segnali i cui periodi di evanescenza sono indipendenti l'uno dall'altro. Pertanto si possono avere i seguenti procedimenti: a) **diversità nello spazio** (antenne spaziate), b) **diversità in frequenza** c) **diversità secondo l'angolo di arrivo delle onde**, d) **diversità di po-**

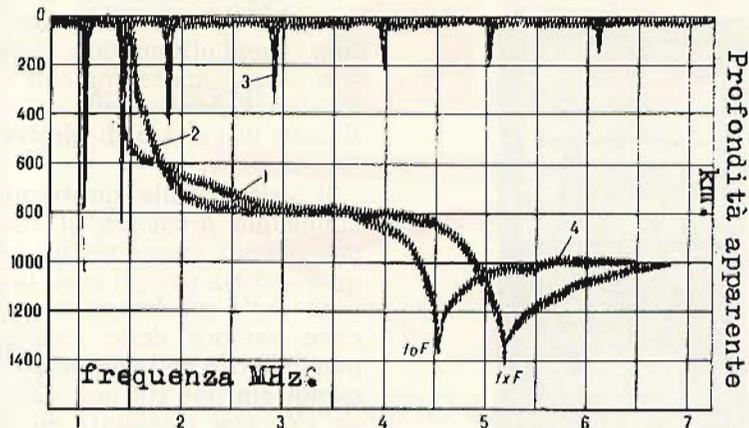


Fig. 6 - Ionogramma ottenuto da una ionosonda installata a bordo di un satellite alla stessa stazione ricevuta con tempesta magnetica leggera, in basso ricezione in tificiale sovietico. 1 = onda ordinaria, 2 = onda straordinaria, 3 = risonanza plasmatica.

larizzazione, e) diversità nel tempo (ripetizione dei segnali), f) **diversità per percorsi multipli**.

La diversità nello spazio si basa sul principio che le onde ionosferiche provenienti da un trasmettitore sono soggette a dei fenomeni di evanescenza che differiscono sensibilmente fra loro anche per zone molto prossime. Pertanto se si collegano due ricevitori a due antenne distanti fra loro alcune lunghezze d'onda, si potrà constatare che quando l'indice dell'indicatore della intensità di campo (S meter), di un ricevitore si sposta, ad esempio, nella posizione di

massimo quello relativo all'altro ricevitore indicherà senz'altro un valore diverso e viceversa. Adottando questo sistema ed impiegando un commutatore elettronico si agisce in modo da inviare alla bassa frequenza soltanto i segnali che provengono dall'antenna che, istante per istante, si trova nelle migliori condizioni di ricezione.

I sistemi diversity in frequenza consistono invece nella utilizzazione di due trasmettitori che irradiano su due frequenze differenti.

In pratica i sistemi diversity sono costituiti da tre ricevitori collegati ad altrettante antenne orien-

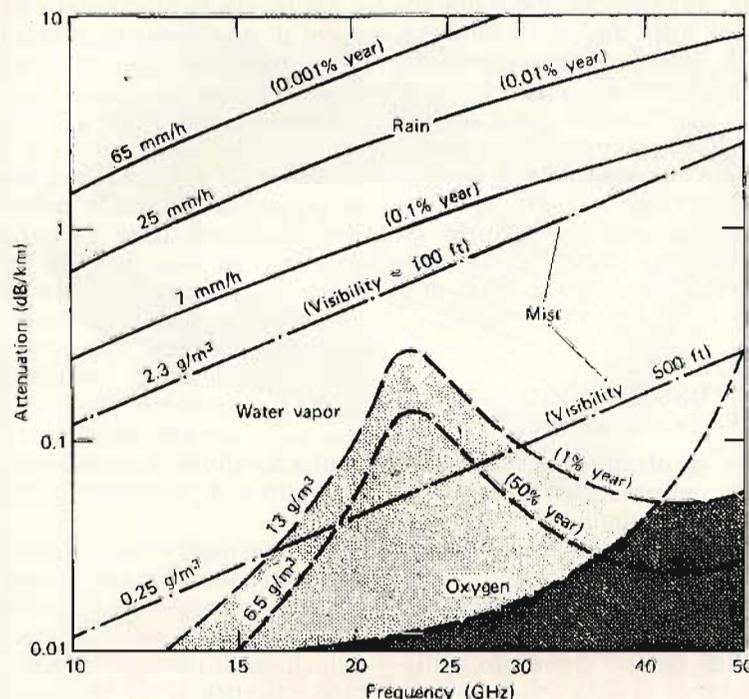


Fig. 7 - Attenuazione delle onde millimetriche in funzione della frequenza per effetto della pioggia (rain), della nebbia acquosa (mist), del vapore acqueo (water vapor) e dell'ossigeno (oxygen) in una località marina, al livello del suolo.

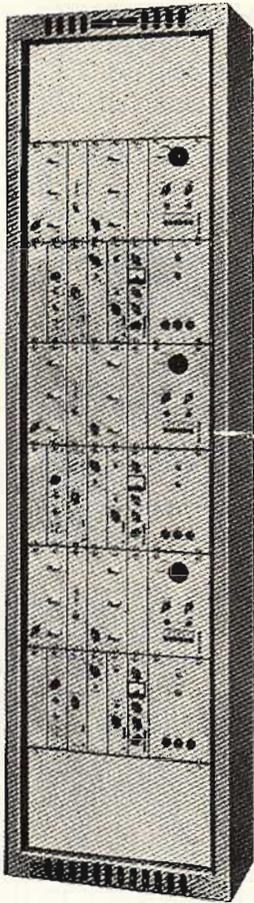


Fig. 8 - Sistema ricevente diversity della Marconi per la ricezione nella gamma 2500 ÷ 27500 kHz, costituito da tre ricevitori contenuti nello stesso pannello.

tate nella stessa direzione e distanti l'una dall'altra da 5 a 10 lunghezze d'onda. I segnali che giungono ai tre ricevitori, dopo lo stadio a frequenza intermedia, sono inviati ad un circuito miscelatore il quale ha il compito di selezionarli inviando all'amplificatore di BF esclusivamente il segnale più forte. I moderni complessi diversity comportano talvolta l'impiego di solo due ricevitori e di due antenne.

GIROFREQUENZA, EFFETTO LUSSEMBURGO ED INTERMODULAZIONE

Si dice **girofrequenza**, o anche **frequenza giromagnetica**, quella frequenza alla quale gli elettroni liberi nella ionosfera si spostano secondo traiettorie elicoidali i cui componenti sono rispettivamente una traslazione nel senso della direzione del campo generato dalla perturbazione (ossia dalle onde em), passante, ed una rotazione determinata su orbite circolari dovuta all'azione concomitante del

campo magnetico terrestre. Un fattore quest'ultimo che è costante alle stesse quote, ma che varia da località a località per cui sarebbe il caso di parlare di **girofrequenza locale**.

Il valore della girofrequenza è comunque prossimo ai 1500 kHz, per quanto concerne gli elettroni ed ai 50 Hz per gli ioni. In prossimità della girofrequenza si verificano sempre delle condizioni di **non-linearità della propagazione dei campi em** per cui una data stazione «X» che trasmetta su una frequenza prossima a quella della girofrequenza può provocare un fenomeno di intermodulazione su una altra stazione «Y», di frequenza molto diversa le cui onde passino nella stessa zona ionosferica delle onde della stazione «X». In considerazione di questo fenomeno un ricevitore accordato su «Y» può ricevere anche le emissioni di «X» che in questo caso è detta **girostatione**. A questo fenomeno è stato dato il nome di **fenomeno Lussemburgo** essendo stato constatato per la prima volta nel 1933 in Olanda da Tellegen il quale, sintonizzato sulla stazione ad onde medie di Beromünster ricevette altresì i segnali di Lussemburgo che irradiava sulle onde lunghe. V.A. Bailey dette a questo tipo di interferenze il nome di **girointerazione** od **effetto intermodulante**.

La teoria fondamentale dei fenomeni di non-linearità è stata in seguito formulata nel 1960 da Gurevich e Ginsburg il quale ultimo la perfezionò nel 1971 valendosi degli studi condotti in Italia dal nostro Cutulo nel 1964. In definitiva la propagazione delle onde modulate di grande potenza nel plasma dà luogo in esso a delle perturbazioni che fanno variare la temperatura degli elettroni la quale ha come conseguenza delle modifiche della frequenza di collisione e di carattere chimico sugli ioni, oltre che sulla densità degli elettroni, la qualcosa altera le condizioni di conduttività e di permittività del mezzo.

Queste modifiche prodotte come detto da una sola emissione modulata molto forte, hanno come risultato la sovrapposizione della modulazione di questa onda sulla portante di altre onde che si propagano nella stessa regione. Pertanto, considerato l'elevato numero di emissioni decametriche, ettometri-

che e chilometriche la cui propagazione avviene tramite gli strati D e E il fenomeno di interazione, o di intermodulazione ionosferica, è molto difficile da distinguere dai disturbi che si verificano in uno stesso canale ed è ancor più difficile da misurare.

EFFETTO DOPPLER

L'effetto Doppler è il fenomeno fisico, comune alle radiazioni del suono, della luce ed a quelle elettromagnetiche in genere, per cui l'osservatore che è in moto rispetto alla propagazione della radiazione, o viceversa, percepisce il processo periodico che lo costituisce apparentemente alterato nella sua frequenza.

E' noto infatti come il suono di un clacson di un'auto in fase di avvicinamento sembri più acuto di quanto sia in realtà e più basso in fase di allontanamento.

Lo stesso fenomeno, come detto, si verifica anche per le onde em tanto è vero che effettuando delle misure di frequenza delle stazioni standard si è potuto constatare delle variazioni di frequenza comprese fra $\pm 4 \cdot 10^{-8}$ e $18 \cdot 10^{-8}$, variazioni che non erano riscontrabili nelle misure eseguite nelle vicinanze del trasmettitore.

Se infatti si considera un punto di osservazione P ed un sistema oscillante avente la frequenza f, un osservatore che si trovi in P (non in movimento) potrà rilevare che il periodo delle oscillazioni T è uguale a $1/f$.

Supponiamo adesso che il punto P sia in movimento avvicinandosi alla sorgente delle oscillazioni. Il tempo che intercorrerà fra un periodo ed il periodo successivo sarà evidentemente minore, per cui avremo $T' < T$ a cui corrisponderà un nuovo valore di frequenza $f' > f$. Se invece il punto P si allontanerà dalla sorgente avremo il periodo $T'' > T$ a cui corrisponderà $f'' < f$. Il valore della variazione dipenderà pertanto dalla velocità relativa del movimento.

Nel caso delle comunicazioni spaziali l'effetto Doppler gioca un ruolo sfavorevole perché la differenza fra la frequenza emessa e quella ricevuta (che può superare, a seconda del valore della frequenza di lavoro, alcune centinaia di kilohertz) obbliga ad allargare la banda passante del ricevitore.

CARATTERISTICHE GENERALI:

Strumento a nucleo magnetico
Totalmente protetto contro le errate inserzioni
Classe 2 in c.c. e 3 in c.a.
20.000 Ω/V c.c. 4.000 Ω/V c.a.

8 CAMPI DI MISURA 32 PORTATE

Volt c.c. 100 mV - 2 V - 5 V - 50 V - 200 V - 1000 V
Volt c.a. 10 V - 25 V - 250 V - 1000 V
Amp. c.c. 50 μA - 0,5 mA - 10 mA - 50 mA - 1 A
Amp. c.a. 1,5 mA - 30 mA - 150 mA - 3 A
Ohms $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$
Volt uscita 10 V \sim - 25 V - 250 V - 1000 V
Decibel 22 dB - 30 dB - 50 dB - 62 dB
Capacità da 0-50 μF da 0-500 μF (misura balistica)

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



Derivatore in c.c.
Mod. SH30 port. 30 A
Mod. SH150 port. 150 A



Termometro a contatto
Mod. T1/N campo di
misura -25° a +250°



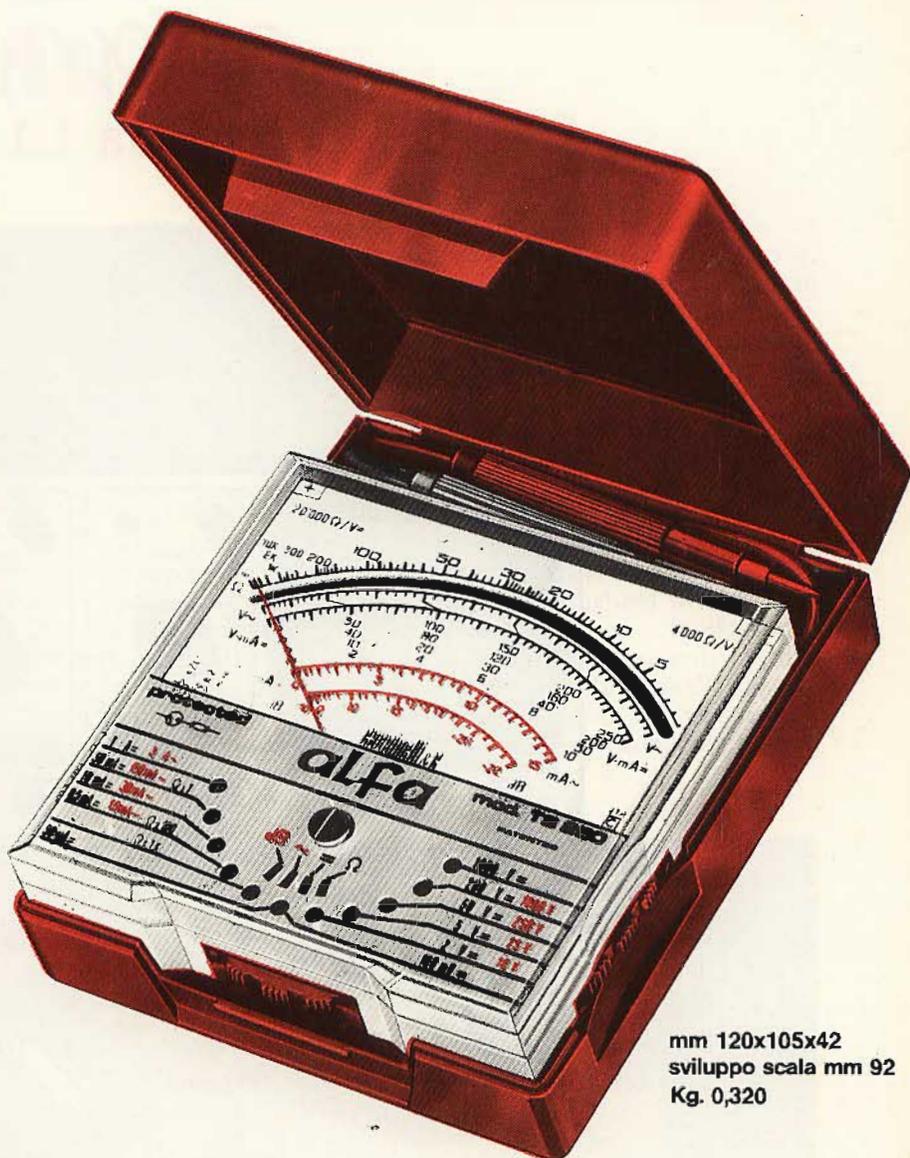
Puntale alta tensione
Mod. VCS portata 25.000 V

ANALIZZATORE
BREVETTATO

Mod. TS250

alfa

PROTEZIONE
TOTALE !!
CONTRO LE ERRATE INSERZIONI



mm 120x105x42
sviluppo scala mm 92
Kg. 0,320

RAPPRESENTANTI E DEPOSITI IN ITALIA

AGROPOLI (Salerno)
Chiari e Arcuni
via De Gasperi, 54

BARI Biagio Grimaldi
via De Laurentis 23

BOLOGNA - P.I. Siban Attilio
via Zanardi 2/10

CATANIA - Elettro Sicula
via Cadamosto, 18

FALCONARA M. - Carlo Giongo
via G. Leopardi, 12

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
via P. Salvago, 18

NAPOLI - Severi
c.so A. Lucci, 56

PADOVA-RONCAGLIA Alberto Righetti
via Marconi, 165

PESCARA - GE-COM
via Arrone, 5

ROMA - Dr. Carlo Riccardi
via Amatrice, 15

TORINO - Nichelino - Arme
via Colombetto, 2

NUORO - Ortu
via Lombardia, 10/12

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI
DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

ITALY
**CIC
M**

Cassinelli & C

Srl

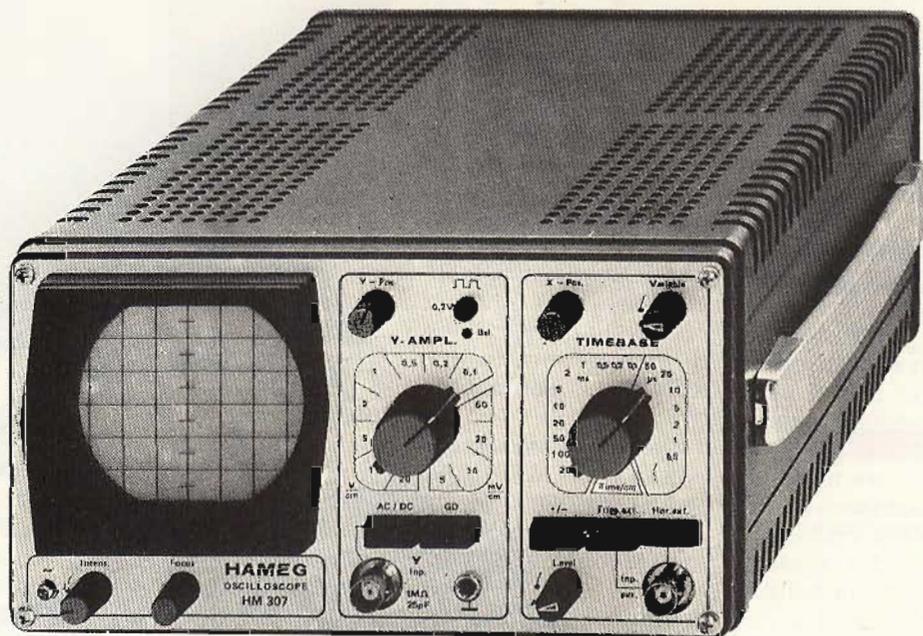
HAMEG HM 307

L'oscilloscopio portatile triggerato da 3"
ora in offerta speciale

a

310.000 *

(completo di sonda 1:1 ed IVA 14%)



- Schermo da 3" (7 cm)
- Banda passante: 0 ÷ 10 MHz a -3 dB
- Sensibilità: 5 mV ÷ 20 V/cm in 12 passi
- Base tempi: 0,2 ÷ 0,5 μ s/cm in 18 passi
- Trigger: automatico/manuale

TELAV

TECNICHE ELETTRONICHE AVANZATE S.a.s.

20147 MILANO - VIA S. ANATOLONE, 15 -
TEL. 41.58.746/7/8
00187 ROMA - VIA DI PORTA PINCIANA, 4
TEL. 47.57.171 - 47.56.631
INDIRIZZO TELEGRAFICO: TELAV - MILANO -
TELEX: 39202

TAGLIANDO VALIDO PER

Sel. 5-78 Offerta e caratteristiche dettagliate oscilloscopi HAMEG
 Ordinazione di n. oscilloscopi HM307 completi di sonda 1 : 1 a
310.000* Lire IVA 14% compresa + spese di spedizione.
Pagamento contrassegno.

Nome Cognome
Ditta o Ente Tel.
Via CAP

Validità 30-6-78 per parità Marco Tedesco 1 DM = 410 \pm 3%

NUOVA GENERAZIONE DI TELESCRIVENTI

a cura di SIROC

GENERALITA'

Le moderne telescriventi elettromeccaniche sono prodotti di elevata perfezione tecnica in cui vengono impiegati componenti elettronici per funzioni del tutto individuali, e quindi in numero molto limitato. Ciò per il fatto che molti fattori, come la densità di impaccamento, l'affidabilità, il costo di produzione ed il consumo di energia sono soddisfatti dalle soluzioni meccaniche.

La situazione si è però improvvisamente evoluta, in seguito al rapido aumento dei costi di produzione dei prodotti meccanici di precisione, e a causa dello sviluppo dei circuiti MOS-LSI che presentano proprietà ottimali rispetto a quelle richieste dalle telescriventi. Pertanto i vantaggi che presenta la **integrazione su larga scala**, LSI, sono stati sfruttati per realizzare un nuovo tipo di telescrivente che si può definire elettronica. L'utilità di tale soluzione è evidente se si tiene presente che le telescriventi meccaniche

per eseguire le fasi di elaborazione del carattere come la codifica, la memorizzazione o la serializzazione, utilizzavano buffer, che comprendevano un migliaio di componenti, pilotati da motori la cui velocità era accuratamente stabilizzata e richiedevano una regolare manutenzione. L'equivalente elettronico non richiede invece manutenzione, non produce rumore, ha un assorbimento di energia assai basso e delle dimensioni, fattore della massima importanza, del tutto trascurabile.

Naturalmente, oltre a quelle unità che sono sostituibili dalle equivalenti elettroniche, ve ne sono altre le cui funzioni meccaniche sono legate con la procedura **input** e **output** per cui la sostituzione diretta, con componenti elettronici, è impossibile o comunque difficile. Ciò significa che anche le telescriventi elettroniche avanzate, hanno delle unità funzionali con attuatori meccanici, quali la stampante, la tastiera, il perforatore di nastro, che comunque sono controllati da circuiti elettronici.



Fig. 1 - Una delle più moderne telescriventi elettroniche tipo start-stop, velocità 50 ÷ 100 baud: la CME 2000.

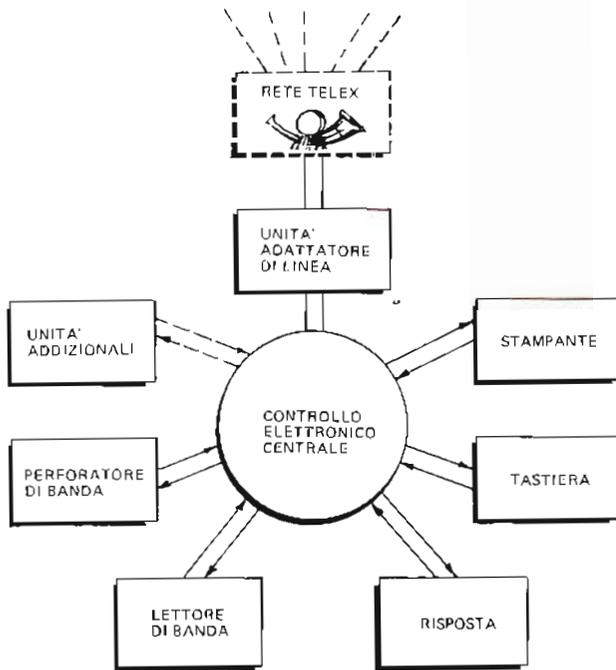


Fig. 2 - Schema a blocchi semplificato della telescrivente elettronica CEME 2000.

Come mostra lo schema a blocchi di figura 2, che si riferisce alla telescrivente elettronica CEME 2000, il controllo elettronico centrale rappresenta il cervello che preordina l'intero funzionamento della macchina nel suo insieme.

Per assicurare un'armonia operativa ottimale fra le unità meccaniche e quelle elettroniche devono quindi essere impiegate nuove soluzioni meccaniche. È vero che sarebbe possibile utilizzare le unità meccaniche delle telescriventi convenzionali, con le loro interfacce, per impiegarle nelle telescriventi elettroniche della nuova generazione ma occorre tenere presente che mentre i circuiti MOS-LSI sono in grado di controllare processi complessi, non sono adatti ad espletare lo stesso compito sui trasduttori elettromeccanici come gli elettromagneti ed i motori passo a passo. Per svolgere tali funzioni occorrerebbe aggiungere al circuito dei transistori di potenza, ed altri circuiti discreti, per cui i vantaggi della tecnologia

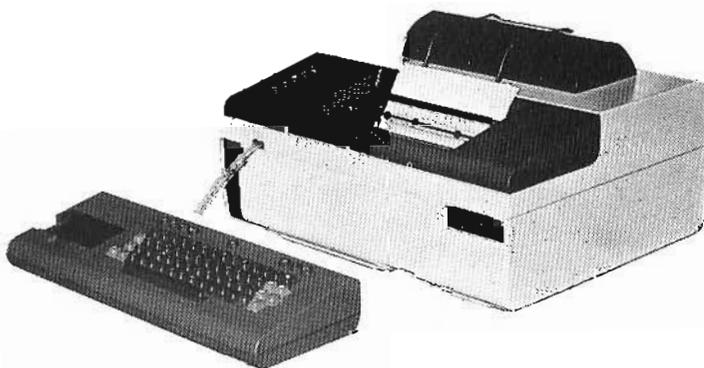


Fig. 3 - La telescrivente è adattabile ad ogni situazione ambientale: infatti l'unità TX è separabile dall'unità RX, che possono essere collegate fra loro tramite un cavo di adatta lunghezza.

MOS, che abbiamo sopra illustrato, verrebbero meno alle premesse.

TELESCRIVENTE CEME 2000

La telescrivente elettronica CEME 2000 è il risultato di studi effettuati dai laboratori centralizzati europei della ITT e può adattarsi a qualsiasi rete Telex e all'impiego come terminale dati per applicazioni con codici a 5 elementi, a velocità fino a 100 baud.

Le principali caratteristiche tecniche sono le seguenti: **tipo di funzionamento:** sistema start-stop, **codice:** alfabetico telegrafico internazionale n. 2, **velocità:** 50, 75, 100 baud commutabile, (50 baud = 400 caratteri/min, 75 baud = 600 car/min, 100 baud = 800 car/min; a richiesta la velocità può essere compresa fra $45,5 \div 100$ baud). A tutte le velocità di scrittura le notizie in arrivo ed in partenza sono riprodotte **sul foglio con diversa colorazione; distorsione:** in trasmissione 2%, in ricezione 4%, **capacità di memoria:** in trasmissione 20 caratteri, in ricezione 16 caratteri, **capacità di stampa:** fino a quattro buone, ossia originale più tre copie, **velocità di perforazione banda:** fino a 16 car/sec, **velocità di lettura nastro:** max 13,3 car/sec, **temperatura operativa:** $0 \div 45$ °C, d'immagazzinamento $-40 \div 70$ °C, **umidità:** $35 \div 85\%$, **rumore:** 58 dB, **alimentazione:** $110 \div 240$ V $\pm 10-15\%$ posizionabile, **frequenza:** $47 \div 52$ Hz oppure $57 \div 63$ Hz, **potenza assorbita:** 150 VA.

Parte trasmittente: la parte trasmittente è costituita dalla tastiera, lettore di banda e del trasmettitore elettronico. L'unità trasmittente pertanto oltre alla tastiera, che è costituita da un sistema di codifica optoelettronico, comprende tutto ciò che occorre alla trasmissione dei messaggi. Gli elementi di servizio e di visualizzazione sono disposti sulla parte alta della tastiera: a sinistra è sistemato il lettore di banda che comprende il dispositivo di allarme per assenza di carta, irregolarità del trascinarsi e della chiamata in arrivo che ne provocano l'arresto (figura 4).

Parte ricevente: questa sezione comprende l'unità di stampa, il congegno di trasporto, guida carta, perforatore di banda, motore, distribuzione elettrica e ricevente elettronica. Essa oltre ai meccanismi di ricezione contiene, sulla sinistra, il perforatore con i tasti di servizio e di visualizzazione. L'unità di stampa è costituita da 64 leve incernierate radialmente in un dispositivo rotante, detto carosello, che gira a 16 rivoluzioni al secondo e che pertanto può stampare 16 car/sec.

La CEME 2000 può essere adattata a qualsiasi situazione ambientale poiché, come mostra la figura 3 è possibile separare l'unità trasmittente dalla ricevente e collegarle fra loro mediante un cavo di adatta lunghezza.

TASTIERA OPTO-ELETTRONICA

Uno dei componenti più interessanti di questa telescrivente è la tastiera opto-elettronica che contiene gli elementi di codifica assegnati a ciascun tasto di cui la figura 6 ne mette in evidenza le caratteristiche.

Ciascun elemento di codifica contiene un numero prestabilito di fori che messi insieme, secondo una certa sequenza, formano dei veri e propri canali ottici lungo l'intera larghezza della tastiera. All'estremi



Fig. 4 - La sezione trasmittente, della telescrivente, con la tastiera ed il sistema opto-elettronico.

tà sinistra dei canali ottici, dei diodi LED agiscono come dei **trasmettitori ottici** mentre all'estremità destra sono fissati i foto-transistori, che si comportano per contro, come **ricevitori ottici**.

Quando si preme il tasto si verifica una breve occlusione dei canali ottici nel relativo elemento di codifica, che corrisponde alla combinazione di codice che deve essere trasmessa. Questa viene recepita dai ricevitori, cioè dai diodi LED, ed inviata agli appositi circuiti del trasmettitore che la elaborano e la trasmettono. L'intero processo dura soltanto 3 bs per battuta. Ciò significa che la tastiera ha una velocità potenziale molto più grande di quella che può raggiungere l'operatore. D'altra parte la memoria elettronica della tastiera con 20 posizioni di immagazzinamento, rende la velocità operativa di battuta indipendente dalla velocità di trasmissione della telescrivente.

Gli errori dovuti a due tasti che siano stati premuti contemporaneamente sono identificati ed eliminati da un elaboratore di controllo che risiede in uno dei due circuiti LSI dell'unità trasmittente.

La tastiera elettronica esplica altresì le funzioni del disco combinatorio per la selezione dell'utente. L'informazione di selezione è inviata usando i testi dei numeri e convertita elettronicamente in impulsi di selezione rotante, standardizzati.

UNITA' MODULO DI STAMPA

L'unità principale del modulo di stampa è costituita da un disco di plastica (carousel) avente delle fessure radiali e che ruota attorno ad un asse quasi verticale, e che attaccato sotto il rullo portatore, si muove avanti ed indietro con il carrello. Nelle fessure sono alloggiati delle piccole leve che portano all'estremità un carattere di stampa. Quando queste leve non sono in funzione, formano un insieme radiale come mostra la figura 7.

Per eseguire la stampa, la leva portante il carattere riceve un breve impulso magnetico mentre passa di fronte al punto di selezione. Infatti, il magnete di selezione agisce, attraverso un traferro senza contatti, sul carattere che gli sta passando sotto, che a sua volta agisce egli stesso come parte del circuito magnetico.

Dopo questa preliminare selezione, la leva del carattere si immette all'inizio di una guida stazionaria curva, che gli imprime una rotazione verso l'alto di circa 90°, sempre continuando il movimento rotatorio, fino a portare il carattere nella posizione di stampa sulla carta, dopo di che la leva ritorna nella sua posizione normale.

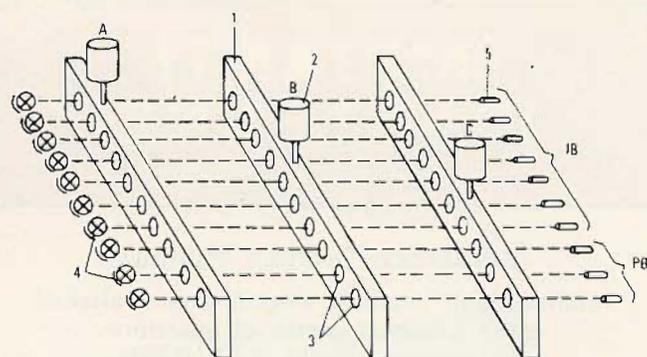


Fig. 5 - Elemento di codifica della tastiera opto-elettronica. Sono visibili i fori attraverso i quali passano i raggi luminosi emessi dai diodi LED.

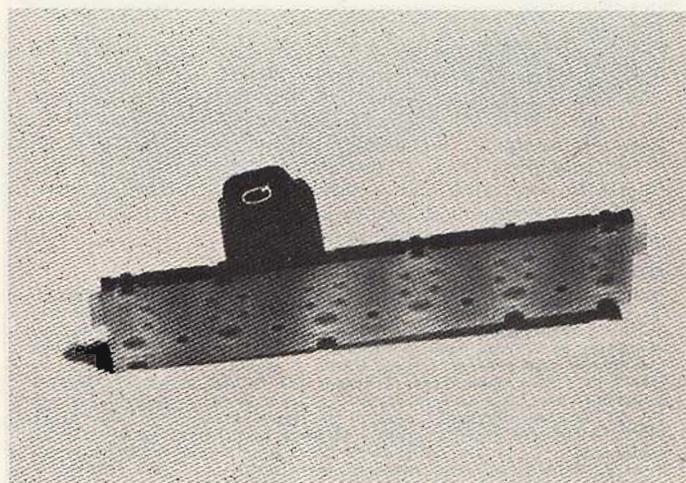


Fig. 6 - Esempio schematico del funzionamento di una tastiera opto-elettronica. A, B, C = tasti. IB, PB = bit d'informazione e bit di ridondanza. 1 = elemento di codice, 2 = parte superiore del tasto, 3 = canali ottici, 4 = diodi LED, 5 = fototransistori.

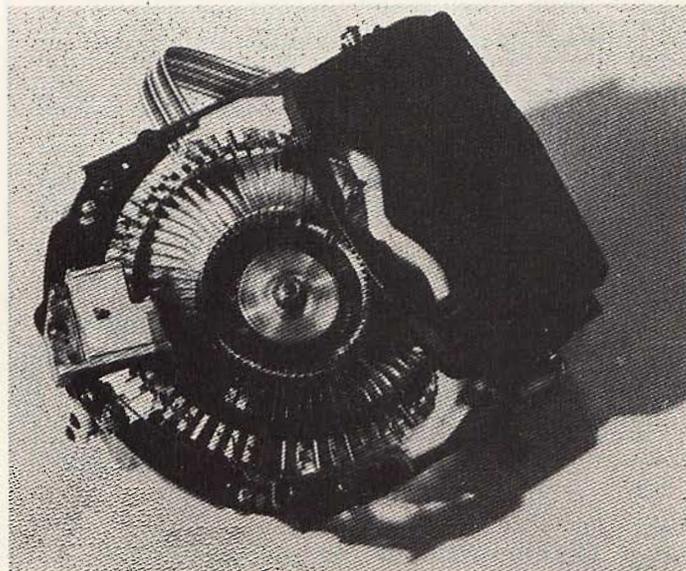


Fig. 7 - Il meccanismo di stampa insieme alla cassetta con il nastro inchiostrato bicolore.

IMPIANTI D'ANTENNE

di G. Boggel Ing Grand

(Biblioteca Tecnica Philips)

Tecnica degli impianti singoli e centralizzati e dei grandi impianti di quartiere per ricezione radio, TV e CATV

Traduzione del Prof. AMEDEO PIPERNO

Volume di pagg. 158

Edizione rilegata e plastificata

Prezzo di vendita L. 15.000

Con questa pubblicazione, la C.E.L.I. dà un valido contributo a tutti i tecnici che sono chiamati ad effettuare impianti di ricezione di una certa difficoltà e che comportano l'impiego di apparecchiature complesse e di costo elevato. Anche i tecnici più esigenti, con questo volume, troveranno il modo di approfondire le loro conoscenze nel campo dell'alta frequenza. La trattazione è stata condotta in modo chiaro e del tutto accessibile. Siamo sicuri di aver fatto un'opera gradita a tutti i tecnici del ramo.

CONTENUTO:

DESCRIZIONE DI IMPIANTI DI ANTENNA SINGOLI E CENTRALIZZATI: Piccoli impianti centralizzati VHF/UHF con impiego di amplificatori di gamma - Amplificatori di canale sintonizzabili collegati con amplificatori di gamma od a larga banda - Impianti VHF/UHF più estesi in versione selettiva di canale e con elevato livello di uscita - Impianti selettivi di canale in VHF e conversione di canali UHF in VHF standard oppure in canali VHF speciali - Impianti centralizzati per grandi collettività con posto di ricezione separato e rete di distribuzione attiva in larga banda VHF - Tecniche di grandi impianti - Esigenze tecniche nei grandi impianti centralizzati - TV in GHz (prospettive, stato attuale della tecnica e possibilità di impiego nei grandi impianti centralizzati) - Tv in via satellite — **COMPONENTI PASSIVI PER IMPIANTI CENTRALIZZATI:** Prese di antenna - Partitore a più vie (splitter) - Partitore di derivazione o derivatore - Misceleatori di canali e di gamme - Filtro di soppressione di gamma e di canale (trappola) - Attenuatori dipendenti dalla frequenza (equalizer), indipendenti dalla trappola (pads) - Antenne per diffusione radio TV — **ELEMENTI COSTRUTTIVI ATTIVI PER IMPIANTI GA/GGA:** Amplificatori a larga banda - Amplificatori a larga banda con possibilità di selezione - Amplificatori di canale (preamplificatori e amplificatori principali) - Amplificatori di canale con AGC (controllo automatico di guadagno) - Amplificatori per gruppi di canali - Convertitori di frequenza e «channel units» professionali - Amplificatori professionali a larga banda con regolazione a frequenza pilota e compensazione della temperatura - Controllo automatico delle condizioni di funzionamento e segnalazione dei guasti nei grandi impianti — **CAVI COASSIALI PER LA TECNICA DI IMPIANTI SINGOLI (EA), IMPIANTI CENTRALIZZATI (GA) E GRANDI IMPIANTI CENTRALIZZATI (GGA) A 75:** Proprietà meccaniche dei cavi - Caratteristiche elettriche dei cavi e prescrizioni DIN - Cavo per TV via cavo e sue particolarità costruttive - Armature del cavo (connessione, elementi riduttori ed innesti) — **APPARECCHI DI MISURA E DI CONTROLLO PER IMPIANTI GA e GGA:** Introduzione al calcolo del livello e ai diagrammi di conversione - Direttive, prescrizioni tecniche (DIN, VDE, RCA, FTZ e speciali prescrizioni delle poste tedesche) - Segni grafici (negli schemi) negli impianti di antenna per radio-TV secondo DIN 4500 — **APPENDICE:** Standard televisivi, tabelle emittenti televisive e frequenze per FM audio e trasmettenti televisive in Germania.

Cedola di commissione libraria da spedire alla Casa Editrice C.E.L.I. - Via Gandino, 1 - 40137 Bologna, compilata in ogni sua parte, in busta debitamente affrancata:

Vogliate inviarmi il volume
IMPIANTI D'ANTENNE
a mezzo pacco postale, contrassegno:

Sig.

Via

Città

Provincia CAP

Codice Fiscale

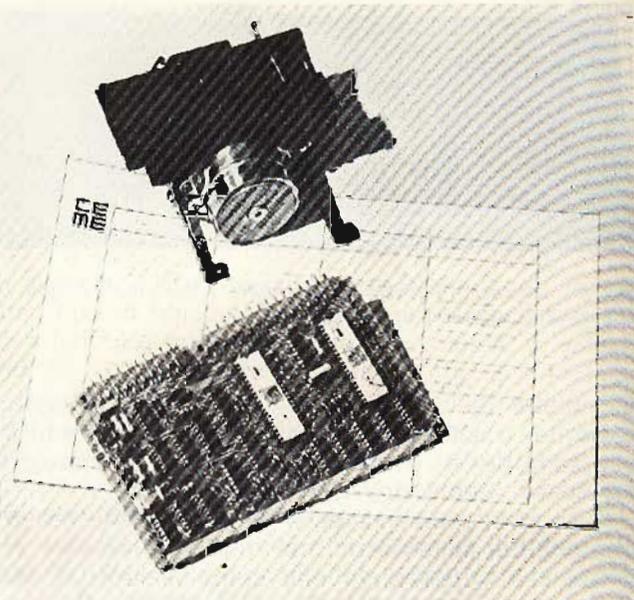


Fig. 8 - Tabella mediante la quale è possibile individuare qualsiasi anomalia di funzionamento e provvedere alla sostituzione immediata dei moduli, due dei quali, visibili nella figura stessa.

Tale sistema di selezione del carattere, consente di controllare il meccanismo di stampa mediante una semplice interfaccia con basso consumo di energia.

I caratteri stampanti sono allineati da un dispositivo di avanzamento a carrello che si muove uniformemente e si ferma durante le pause di stampa. Detto avanzamento è controllato elettronicamente da una frizione elettromagnetica.

Le condizioni della stampante sono inviate, per istante, ad un dispositivo elettronico di controllo il quale, basandosi sul feedback, coordina la selezione del carattere, il movimento della cassetta del nastro e l'avanzamento del carrello per la stampa del carattere successivo, oltre, naturalmente, al cambio di riga.

Il nominativo che è di notevole importanza per es-

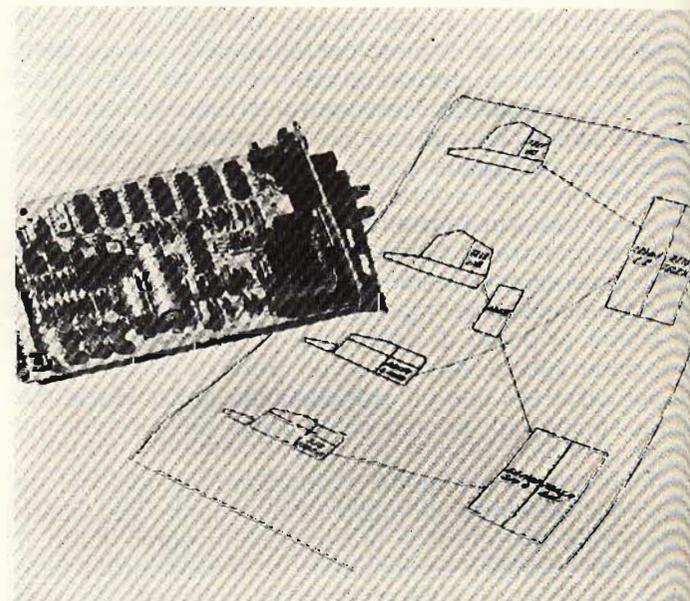


Fig. 9 - Adattatore di linea che permette l'impiego della GEME 2000 tanto con reti italiane quanto con reti estere.

sere certi del funzionamento regolare della telescrivente consiste in un disco codice in plastica e di una unità di scansione opto-elettronica.

La codifica si ottiene mediante dei fori per cui il nominativo, secondo le raccomandazioni del CCITT, ha una capacità di 20 caratteri, che è estensibile fino a 40.

E' stata pure considerata la futura introduzione di un mezzo più avanzato di memorizzazione, come alternativa al nastro perforato.

SEZIONE RICEVENTE

Il funzionamento dell'unità ricevente è controllato da alcune unità elettroniche che sono collocate dietro il modulo di stampa. Le funzioni logiche sono costituite da due circuiti LSI come nell'unità trasmittente.

Nell'unità ricevente è stato altresì integrato il perforatore, che è mosso da un motore asincrono, le cui funzioni di perforazione e trasporto sono comandate da un comando elettronico che agisce su dei piccoli elettromagneti.

CONCLUSIONE

La telescrivente CEME 2000, rappresenta pertanto una delle più moderne apparecchiature di questo tipo, inoltre la sua disposizione a moduli intercambiabili, che non richiedono alcuna taratura anche per le parti meccaniche, permette la rapida sostituzione, in pochi secondi, di qualsiasi modulo.

Da notare che la telescrivente in questione incorpora anche un'unità di adattamento di linea, facilmente sostituibile, che dà la possibilità di adottare una interfaccia interna integrata operante con bassi livelli di segnalazione, alle condizioni elettriche alle quali operano le varie linee telex, pertanto essa può essere utilizzata tanto sulle reti italiane quanto su quelle estere. Inoltre le sue prestazioni possono essere estese a qualsiasi altro campo mediante l'impiego di **equipaggiamenti ausiliari** che sono sempre disponibili e che possono essere sempre integrati nei blocchi principali.

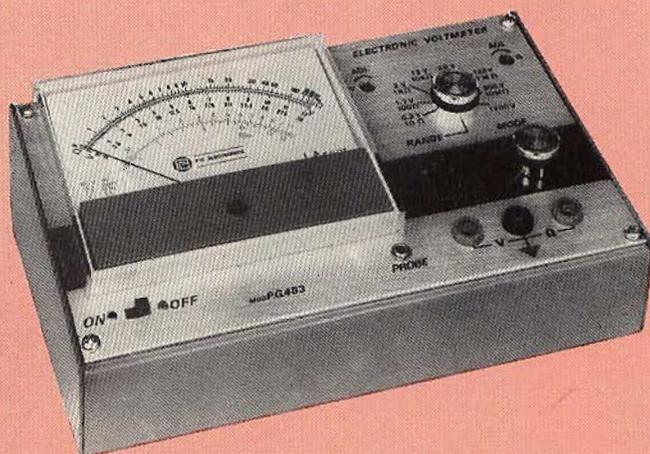
Da notare che la CEME 2000 non richiede alcuna operazione di manutenzione preventiva e che per la individuazione di eventuali guasti non è necessario alcun equipaggiamento speciale, o conoscenza specifica, ma soltanto l'impiego di un programma diagnostico ben dettagliato che viene fornito ai possessori della telescrivente.

a GENOVA
4 punti di vendita

G.B.C.
italiana

Via Borgoratti 23 IR
Via A. Cecchi 51 R
P.zza J. da Varagine 7/8 R
Via Chiaravagna 10 R - Genova Sestri

Voltmetro Elettronico a polarità automatica PG 483



CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Scala lineare unica per C.C. e C.A.

SEZIONE C.C.

Impedenza di ingresso: 12 M Ω

Portate: 0,3 - 1,2 - 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1200 V (nella portata 1200 V la massima tensione consentita è di 600 V)

Precisione: 2%

SEZIONE C.A.

Impedenza di ingresso: 10 M Ω con 25 pF in parallelo

Portate: 0,3 - 1,2 - 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1200 V (nella portata 1200 V la massima tensione consentita è 600 V)

Attenuatore di ingresso compensato per misure sino a 120 Vca nella gamma da 20 a 20 kHz

Precisione: per frequenze da 20 a 500 Hz la precisione è del 2% su tutte le gamme;

per frequenze da 20 a 15 kHz la precisione è del 2% nelle portate da 0,3 V f.s. a 120 V f.s.;

per frequenze da 20 a 20 kHz l'attenuazione è di 1 dB nelle portate da 0,3 V a 120 V f.s.

Wattmetro: misura in potenza su carico di 8 Ω (carico esterno) per misure da 0,1 mW a 110 W

Portate: 11 - 180 mW - 1,1 - 18 - 110 W f.s.

Precisione: 3% nella gamma da 20 a 15 kHz

Misure di resistenza: da 0,2 Ω a 1000 M Ω in 7 portate: 10 - 100 - 1K - 10K - 100K - 1M - 10M

I valori di portata si riferiscono al centro scala dello strumento.

Precisione: 3%

Indicatore di polarità: automatica a mezzo diodi LED

Entrata ausiliaria per sonda R.F.

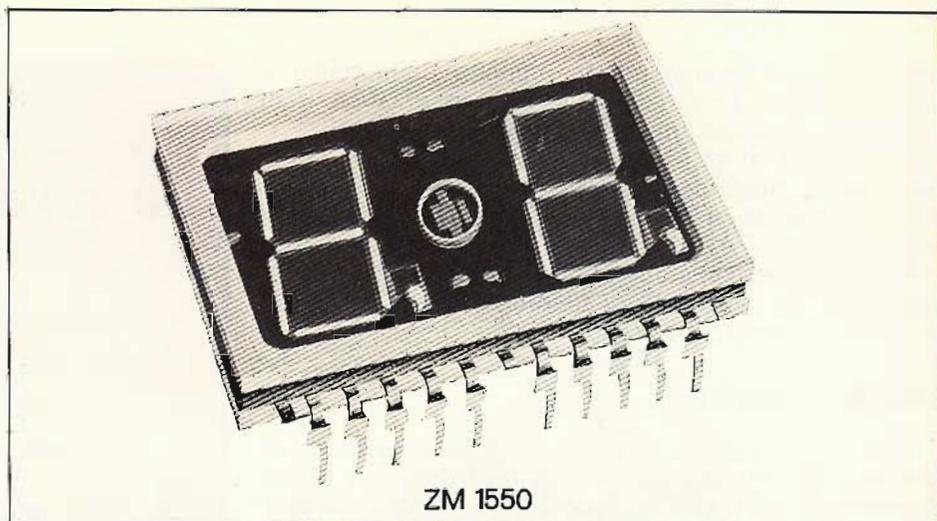
Alimentazione a mezzo pile a 1/2 torcia



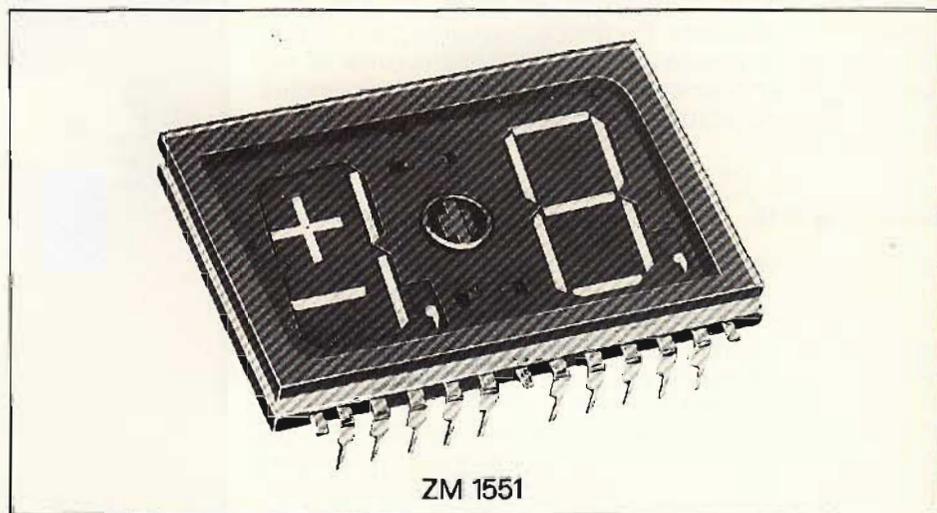
P.G. ELECTRONICS

Piazza Frassine, 11 - Tel. 0376/37.04.47
MANTOVA - ITALY

ZM 1550
ZM 1551:
Indicatori numerici
a 7 segmenti
a scarica nel gas



ZM 1550



ZM 1551

Lo **ZM 1550** e lo **ZM 1551** sono "tubi" indicatori numerici piatti le cui cifre vengono formate ciascuna da sette segmenti (catodi) che si illuminano in seguito ad una scarica ionizzante dei gas argon e neon. Ogni numero, nei due tipi, è alto 15 mm. Se tra l'anodo e i segmenti selezionati che costituiscono il catodo si fa circolare una data corrente succede che i gas neon e argon ivi presenti si ionizzano facendo apparire detti segmenti di un bel colore arancione.

La tensione di alimentazione ha il valore di 165 V e può essere fornita dalla rete per mezzo di normali ponti a diodi. La massima corrente per segmento è 0,7 mA in *funzionamento statico*, e 0,5 mA in *funzionamento dinamico (multiplex)*.

L'intensità luminosa per segmento ha il valore di 10 mCd/mA.

Lo spettro dell'emissione luminosa è ampio, e di conseguenza, permette di inserire filtri di vario colore che possono andare dal giallo al rosso. Il campo delle temperature di lavoro va da -50° a +100°C; il poter lavorare verso il limite superiore

di temperatura (100°C) mantenendo inalterata l'intensità luminosa è di notevole vantaggio in molti impieghi.

Lo **ZM 1550** è un indicatore numerico piatto, a due cifre. Lo **ZM 1551** differisce dallo ZM 1550 per avere dalla parte dove nello ZM 1550 può apparire una cifra, (e cioè a sinistra), i segni ±, e due segmenti che permettono di formare la cifra 1.

La larghezza dei "tubi" è di 35,5 mm, e quando più "tubi" indicatori numerici vengono messi uno accanto all'altro, il "passo" fra le varie cifre è costante, ed è 17,73 mm.

I terminali dei due indicatori sono del tipo dual-in-line con passo di 2,54 mm; il che presenta i seguenti vantaggi:

- estrema facilità di fissaggio alla piastra del circuito stampato;
- forte tenuta meccanica e sicurezza di funzionamento dato che gli elettrodi escono direttamente tutti lateralmente, e pertanto non esiste alcuna saldatura o connessione all'interno del tubo medesimo.

PHILIPS s.p.a. Sez. Elcoma - P.za IV Novembre, 3 - 20124 Milano - T. 69941

PHILIPS



**Electronic
 Components
 and Materials**

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. W. ROSSI - Genova
Antenne log-periodiche

L'antenna di cui mi ha inviato lo schizzo, e che Lei ha recentemente osservato all'estero, in funzione presso una emittente radio, è senz'altro un'antenna log-periodica. Infatti, come potrà osservare in

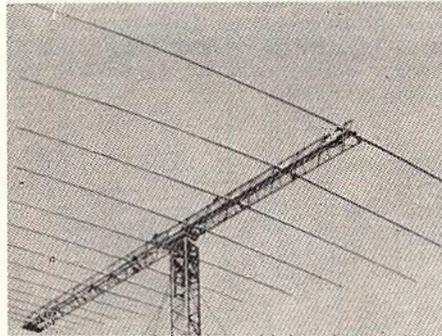


Fig. 2 - Antenna log-periodica rotante per la gamma 6 ÷ 40 MHz. Guadagno 13,5 dB.

figura 2 in cui è visibile una di queste antenne costruita dalla Hy Gain, la corrispondenza con il suo disegno è totale. L'antenna illustrata in figura può funzionare nella gamma 2 ÷ 30 MHz e per potenze di trasmissione fino a 10 kW. In questo caso essa è impiegata per assicurare un servizio verso un'unica zona non essendo del tipo rotante. Il suo costo comunque è dell'ordine di parecchie decine di milioni. Il guadagno è di 6 dB a 2 MHz, 13 dB a 30 MHz.

In effetti di queste antenne ne esistono anche di tipo rotante, come quella illustrata in figura 2 adatta per la gamma 6 ÷ 40 MHz con un guadagno di circa 13,5 dB. Il suo prezzo comunque è sempre elevato.

Nei prossimi mesi farò il possibile per

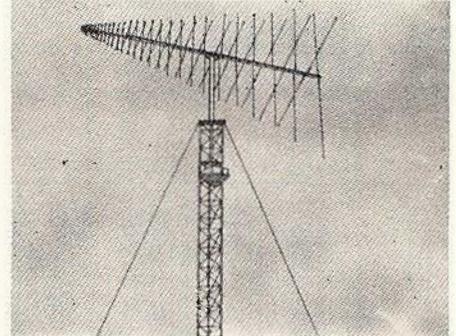


Fig. 3 - Antenna log-periodica rotante per la gamma 30 ÷ 1000 MHz. Guadagno 8 dB.

pubblicare i dati relativi ad una log-antenna adatta a coprire le gamme dei radioamatori.

Sig. D. BASSO - Milano
Curva di registrazione RIAA

Nella seguente tabella sono riportati i livelli di registrazione secondo la caratteristica RIAA (e non RIIA), a partire dai 30 Hz fino a 15 kHz.

Come vede è stato assunto come livello di riferimento 0 dB, la frequenza di 1000 Hz.

E' ovvio che la curva di equalizzazione nella riproduzione dovrà essere l'inverso di quella di registrazione in modo cioè che le frequenze basse che sono state

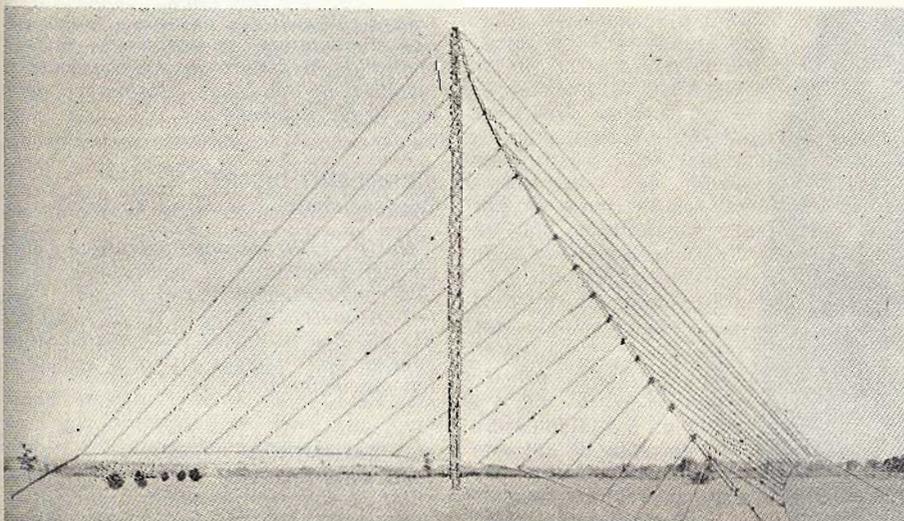


Fig. 1 - Antenna log-periodica della Hy Gain, per la gamma 2 ÷ 30 MHz, per servizi fissi. Potenza 10 kW, guadagno 13 dB a 30 MHz.

Frequenza Hz	Livello dB	Frequenza Hz	Livello dB
30	-18,6	2000	+ 2,6
50	-17	3000	+ 4,7
70	-15,3	4000	+ 6,6
100	-13,1	5000	+ 8,2
200	- 8,2	6000	+ 9,6
300	- 5,5	7000	+10,8
400	- 3,8	8000	+11,9
500	- 2,7	9000	+12,9
600	- 1,8	10000	+13,8
700	- 1,2	11000	+14,6
800	- 0,7	12000	+15,3
900	- 0,2	13000	+16,0
1000	0	14000	+16,6
		15000	+17,2

compresse siano esaltate e le frequenze alte che sono state esaltate siano compresse.

Pertanto, per ottenere la caratteristica di risposta di un preamplificatore attenendosi alla tabella, è sufficiente sostituire i segni - con i segni + ed i segni + con i segni -.

Ad esempio, se i 30 Hz sono registrati con un livello di -18,6 dB dovranno essere riprodotti con +18,6 dB mentre i 14.000 Hz che sono registrati con un livello di +16,6 dB dovranno essere riprodotti con -16,6 dB. I valori sono stati arrotondati alla prima cifra decimale. Tale tabella è valida anche per la curva della Audio Engineering Society, cioè la curva AES, anteriore al 1955 che differisce ben

poco dalla curva RIAA adottata per i moderni microsolco.

Sig. D. SANGUINETI - Chiavari
Trasmettitore del surplus BC 625

Lo schema del trasmettitore BC625 lo abbiamo pubblicato a suo tempo in questa stessa rubrica.

In figura è riportato lo schema dell'apparecchio in questione dopo la sua conversione per il funzionamento nella gamma dei 144 MHz.

Inviandoci il solito importo potrò mandarle la fotocopia della descrizione in lingua inglese del trasmettitore in questione e delle modifiche che occorre apportare allo stesso.

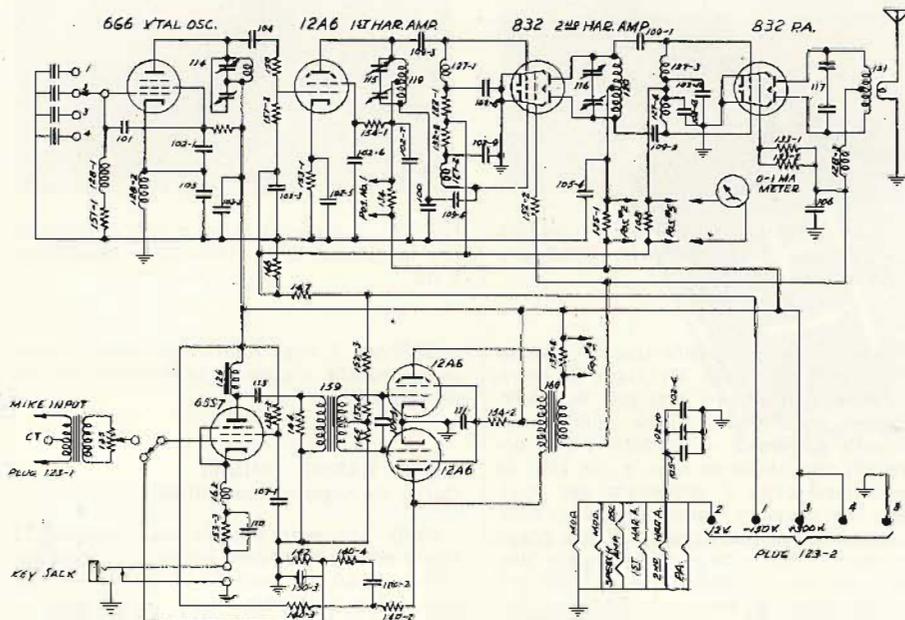


Fig. 4 - Schema elettrico modificato del trasmettitore del surplus BC 625.

Sig. M. FORTI - Bologna
Generatori portatili di corrente

In Italia esistono delle case costruttrici di apparecchiature elettriche che producono degli ottimi generatori portatili di corrente, collaudati da anni di funzionamento, che nulla hanno da invidiare a quelli di produzione estera. Pertanto, per alimentare le sue apparecchiature radio sia a bordo della roulotte che del motoscafo le consiglio uno dei generatori costruiti ad esempio dalla MILANO SAVOIA, Via Longiano 64/A 47023 CESENA, alla quale si potrà rivolgere a mio nome per ulteriori informazioni.

Ad esempio il modello SART1000 illustrato in figura 5 può erogare tanto tensione alternata a 220 V quanto tensione continua a 12 o 24 V. Si tratta di un generatore usato anche per bordo e quindi di particolare robustezza, munito di regolatore elettronico di tensione e di frequenza, di supporto antivibrante, di comando di regolazione frequenza e tensione, comando elettromagnetico del carburatore, e di interruttori automatici di sicurezza. Uno strumento permette il controllo delle correnti continua ed alternata. Il serbatoio ha una capacità di oltre 2,5 litri.

Sig. G. DE CARLI - Roma
Manuale audio

Un buon libro, in lingua inglese, come da Lei richiesto, sulla bassa frequenza è quello di Howard Tremaine AUDIO-CYCLOPEDIA, edito da AUDEL, 4300 W, 62 nd Street Indianapolis, Indiana 46206 (una divisione della nota casa editrice Howard W. Sanms & C. Inc.).

Il costo, senza le spese postali, è di dollari 34, con diritto di ricevere in omaggio il volume THE ABC's Tae Recording.

Il volume comprende 25 capitoli in cui sono trattati i seguenti argomenti: principi del suono; acustica, studi tecnici ed apparecchiature, circuiti di stabilizzazione velocità, motori; generatori; microfoni; attenuatori; equalizzatori; filtri d'onda; trasformatori e bobine; mixer; strumenti indicatori; tubi elettronici, transistori e diodi; amplificatori audio; dischi; testine; sistemi di incisione, registrazione e riproduzione; pickup; registrazione magnetica; registrazione ottica; sistemi di proiezione sonora; altoparlanti, casse acustiche, cuffie; alimentatori; strumenti di misura e controllo; le misure in audio frequenza; installazione tecniche; informazioni generali, tavole e tabelle.

RICHIEDENTI DIVERSI
Corrispondenze transistori sovietici

Nel n. 2/78 abbiamo pubblicato l'elenco dei transistori di costruzione sovietica che, corrispondono ai transistori delle serie europee BCP, BCW, BCY, BD, BF, BL, BS, BU, BUY, EFT, GC; pubblichiamo adesso, nella tabella a lato, il seguito di tali corrispondenze.

Sig. MAGGIONI S. - Erba
Testi sulla relatività

Un buon volumetto che consente di acquisire buoni concetti sulla relatività, senza conoscere la matematica superiore, è quello di Clement V. Durell, Readable

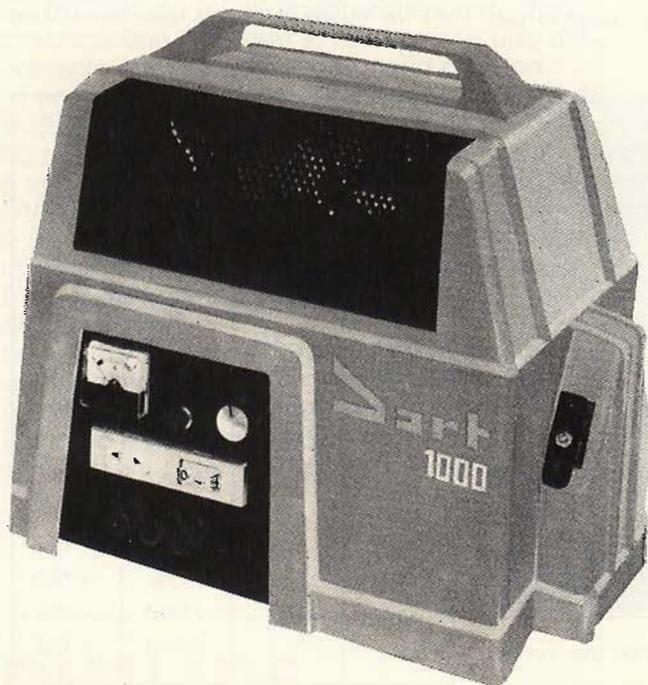


Fig. 5 - Generatore portatile di corrente MILANO-SAVOIA per alimentare apparecchiature radio ed altri apparecchi elettrici a bordo di roulotte ed imbarcazioni.

Transistori Europei	Analoghi Sovietici						
GC101	ГТ109А	MJ420	КТ618А	SF21	КТ617А	Т1ХМ104	ГТ341В*
GC112	МП26А	MJ480	КТ803А	SF22	КТ617А	Т1Х3024	ГТ341В*
GC116	МГТ108Д	MJ481	КТ803А	SF23	КТ608А	ZТ2475	КТ316Д
GC117	МГТ108Д	ММ404	МП42Б	SF121	КТ602В	2SA49	ГТ109Е
GC118	МГТ108Д	ММ1748	КТ316А	SF122	КТ602В	2SA50	П30
GC121	МП20А	ММ3000	КТ602А	SF123	КТ602В	2SA52	ГТ109Е
	МП39В	ММ3001	КТ602В, КТ611В	SF126	КТ617А	2SA53	ГТ109Д
GC122	МП20А	ММ3375	КТ904В	SF131	КТ312В	2SA58	ГТ322В
GC123	МП21Г	МPS404	КТ209Е	SF132	КТ312В	2SA60	ГТ322В
GC500	ГТ402Д	МPS404А	КТ209К	SF136	КТ340В	2SA69	ГТ309Е
GC501	ГТ402Е	МPS706	КТ375В	SF137	КТ340В	2SA70	ГТ309Е
GC502	ГТ402И	МPS706А	КТ375В	SF150	КТ602А	2SA71	ГТ309Е
GC507	МП20А	МPS3638	КТ351А	SF215	КТ375В	2SA72	ГТ322В
GC508	МП20В	МPS3638А	КТ351А	SF216	КТ375А	2SA73	ГТ322В
GC509	МР21Г	МPS3639	КТ357А	SFT124	КТ501Е	2SA78	ГТ321Д
GC510К	ГТ403Е	МPS3640	КТ347В	SFT125	КТ501Е	2SA92	ГТ322В
GC512К	ГТ403Е	МPS6562	КТ350А	SFT130	КТ501Е	2SA93	ГТ322В
GC515	МП20А	МPS6563	КТ350А	SFT131	КТ501Е	2SA101	ГТ322В
GC516	МП20А	МPS-H37	КТ339А	SFT161	П423	2SA102	ГТ322В
GC517	МП20В	МPSL07	КТ363А	SFT187	КТ602А	2SA103	ГТ322В
GC518	МП20В	МPSL08	КТ363А	SFT212	ГТ703Г	2SA104	ГТ322В
GC519	МП20В	МPS-U01	КТ807В	SFT213	ГТ703Г	2SA105	ГТ310Е
GC525	МП36А, МП35А	МPS-U01А	КТ807В	SFT214	П217	2SA106	ГТ310Е
GC526	МП36А, МП37А	МPS-U05	КТ807В	SFT223	МП20В	2SA107	ГТ310Д
GC527	МП36А, МП38А	МPS-U06	КТ807В	SFT238	П216	2SA108	П422
GCN55	МП20А	МPS-U07	КТ807А	SFT239	П217	2SA109	П422
GCN56	МП21Г	МPS-U51	КТ626А	SFT240	П217	2SA110	П422
GD160	П213В	МPS-U51А	КТ626А	SFT250	П217, ГТ701А	2SA111	П422
GD170	П213В	МPS-U55	КТ626В	SFT251	МП20А, МП39В	2SA112	П422
GD175	П213В	МPS-U56	КТ626В	SFT252	МП20А, МП39В	2SA116	ГТ310В
GD180	П214А	МSA7505	КТ907А	SFT253	МП20А, МП38В	2SA117	ГТ310Д
GD240	П213	NE1010Е-28	КТ913В	SFT306	МП39В	2SA118	ГТ310Д
GD241	П213	НКТ11	МГТ108Г	SFT307	КТ208В	2SA121	ГТ322В
GD242	П214А	НКТ73	МГТ108В	SFT308	КТ208В	2SA229	ГТ322В
GD243	П214А	OC25	П216	SFT316	П422	2SA223	ГТ322В
GD244	П215	OC26	ГТ703Д	SFT319	П416	2SA229	ГТ313А
GD607	ГТ404Г	OC27	ГТ703Г	SFT320	П416	2SA230	ГТ313А
GD608	ГТ404В	OC28	П217	SFT321	МП20А	2SA234	ГТ309В
GD609	ГТ404В	OC30	П201Э	SFT322	МП20В	2SA235	ГТ309В
GD617	П201АЭ	OC35	П217	SFT323	МП20В	2SA236	ГТ322В
GD618	П201АЭ	OC41	П29	SFT325	ГТ402И	2SA237	ГТ322В
GD619	П203Э	OC42	П29А	SFT351	МП39В	2SA246	ГТ305В
GF126	ГТ309Г	OC57	ГТ109А	SFT352	МП39В	2SA254	ГТ109Е
GF128	ГТ309В	OC58	ГТ109В	SFT353	МП39В	2SA255	ГТ109Д
GF130	ГТ309Д	OC59	ГТ109В	SFT354	П422	2SA256	ГТ322В
GF146, GF147	ГТ346А	OC60	ГТ109В	SFT357	П422	2SA257	ГТ322В
GF501	ГТ313В	OC70	МП40А	SFT358	П423	2SA258	ГТ322В
GF502	ГТ313А	OC71	МП40А	SFT377	ГТ404Ж	2SA259	ГТ322В
GF503	ГТ313В	OC75	МП40А, МП41А	SS106	КТ340В	2SA260	ГТ310А
GF504	ГТ313А	OC76	МП40А	SS108	КТ340В	2SA266	ГТ309Г
GF505	ГТ328В	OC77	МП26В	SS109	КТ340В	2SA267	ГТ309Г
GF506	ГТ328В	OC169	ГТ322В	SS120	КТ608А	2SA268	ГТ309Д
GF507	ГТ346В	OC170	ГТ322В, ГТ309Г	SS125	КТ608А	2SA269	ГТ309Д
GF514	ГТ322А	OC171	ГТ309Г	SS126	КТ608А	2SA270	ГТ309Г
	ГТ313В	OC200	КТ104Г	SS216, SS218	КТ375В	2SA271	ГТ309Г
GF515	ГТ322А	OC201	КТ104В	SS219	КТ375В	2SA272	ГТ309А
GF516	ГТ322А	OC202	КТ104В	Т143	КТ501К	2SA279	ГТ305В, П416Г

Relativity, stampato da Boringheri nel 1966, in edizione italiana, col titolo LA RELATIVITA' CON LE QUATTRO OPERAZIONI e che penso sia tuttora reperibile in commercio. Questo volumetto è il frutto di una esperienza che Durell acquistò nello spiegare ad una classe di studenti la teoria della relatività, perciò è completamente diverso dagli altri numerosi libri scritti sullo stesso argomento.

Da chi desidera imparare la relatività, Durell non pretende la conoscenza della matematica superiore ma soltanto l'algebra e la geometria elementare. Con questi soli mezzi egli riesce a dare una esposizione di gran lunga più completa e chiara delle altre opere, escluse ovviamente quelle ad un livello più avanzato, arrivando fino al principio della equivalenza, discusso con estrema chiarezza e alla relatività generale.

È un libro che bisogna leggere attentamente con carta e matita a portata di mano, come dice il Prof. Luigi A. Radicati, nella sua prefazione al libro, per poter rifare i calcoli risolvere, gli esercizi e rispondere ai quesiti.

Alla fine di questa fatica però il lettore potrà dire di conoscere della relatività le cose fondamentali e di aver capito quali fenomeni essa spieghi e da quali esigenze essa sia nata.

Fig. R. AJELLO - Napoli Calcolatori scientifici tascabili

Attualmente la Hewlett & Packard ha messo in commercio due nuovi calcolatori scientifici programmabili, di dimensioni tascabili e che sono dotati di una memoria permanente a C-MOS, la qualcosa consente di mantenere dati e programmi intatti anche a calcolatore spento, come lei desidera. Si tratta dei modelli MP-19C e HP-29C, figura 6.

Con entrambi i calcolatori è possibile memorizzare i programmi più frequentemente usati nel calcolatore per averli sempre pronti all'uso quando è necessario, una caratteristica questa propria dei primi mastodontici calcolatori con memoria a nastri magnetici o degli attuali supporti di memoria esterni dei computer più sofisticati quali nastri, dischi, cassette etc..

Tutto ciò vale per i 98 passi di programma, per 16 dei 30 registri di memoria indirizzabili, per il contenuto del visore - registro X - e per il tipo di notazione.

In ciascuna delle 98 linee di programma è possibile memorizzare un'istruzione completa anche se per essa sono richiesti 4 tasti.

Questa copia di calcolatori ha dunque tutte le caratteristiche da lei richieste e

che posso così riassumere:

- 1°) salti condizionati e non.
- 2°) tre livelli di sottoprogramma.
- 3°) 8 test condizionati.
- 4°) indirizzamento indiretto.
- 5°) indirizzamento relativo.
- 6°) controllo diretto e indiretto delle operazioni sui registrati dati.
- 7°) decremento ed incremento automatici per la definizione dei cicli iterativi.
- 8°) pausa.
- 9°) 10 label per programmi e sottoprogrammi.

Inoltre la redazione e correzione del programma sono facilitate da molte possibilità come l'inserimento di un'istruzione aggiuntiva in qualunque punto del programma, la cancellazione di una o più istruzioni con ricompattamento automatico delle altre.

Inoltre l'HP-19C ha anche una stampante termica che scrive permanentemente dati, risultati, listati e quindi aiuta molto nella stesura degli stessi programmi.

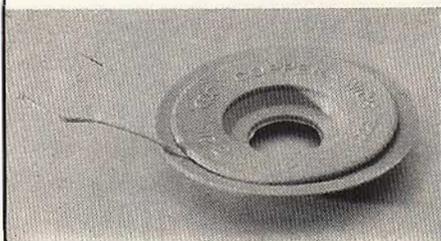
Ulteriori notizie può richiederle a mio nome, e così altri lettori interessati a questo argomento, a: HEWLETT-PACKARD ITALIANA S.p.A. - Via A. Vespucci, 2 - 20124 MILANO.

epcc

**CERCHIAMO
AGENTI-DISTRIBUTORI**

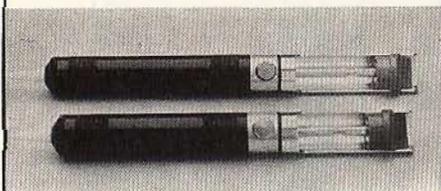
Treccia dissaldante COPPER WICK

- tipo 2 larghezza 1,25 mm.
 » 3 » 1,9 mm.
 » 4 » 2,5 mm.
 » 5 » 3,5 mm.



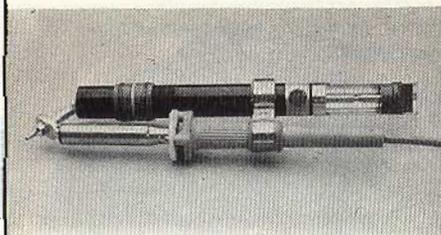
Aspiratore per dissaldare

- Mod. A lungh. 215 mm., Ø 20 mm., peso 80 g.
 Mod. B lungh. 195 mm., Ø 20 mm., peso 80 g.



Dissaldatore con pompa aspirante

Mod. DS-2B



Altri prodotti

- Punte saldanti Durotherm fungavita da 4,5 mm. a 21 mm. di diametro
- Saldatore da 15 W a 800 W
- Dissaldatori ad aria compressa
- Dissaldatori con pompa a vuoto
- Cassette porte C.S.
- Distributori C.I.
- Inseritori C.I.
- etc.

Chiedere cataloghi completi

ELME PRODOTTI CHIMICI S.A.S.
 Via Arosio, 4
 20148 MILANO

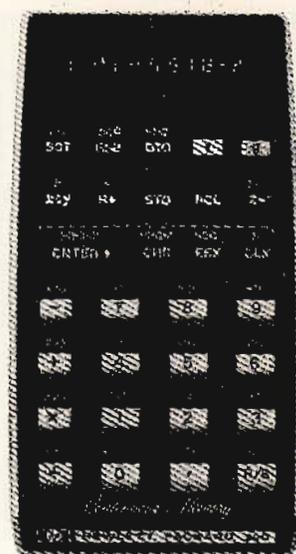
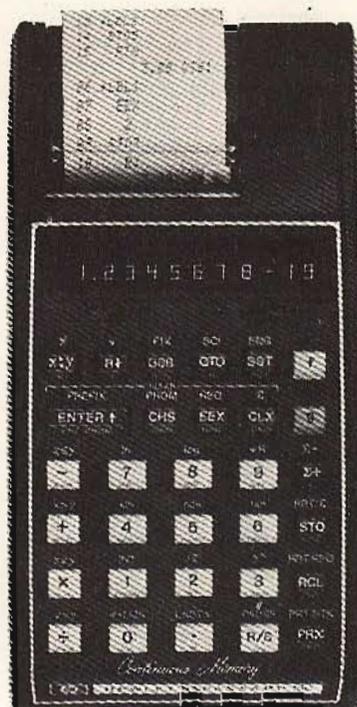


Fig. 6 - I due ultimi calcolatori scientifici tascabili della Hewlett-Packard. Il modello HP-19C con stampante termica ed il modello HP-29-C.

**RICHIEDENTI DIVERSI
Radiodiffusione e Televisione**

I principali standard colore usati nelle nazioni europee sono i seguenti: Albania Secam III, Arabia Saudita PAL, Austria PAL, Belgio PAL, Bulgaria Secam III, Cecoslovacchia Secam III, Danimarca PAL, Finlandia PAL, Francia Secam III, Germa-



Fig. 7 - Immagine televisiva trasmessa dalle stazioni della PIK di Cipro.

nia RF PAL, Germania RDT Secam III, Grecia Secam, Inghilterra PAL, Islanda PAK, Italia PAL, Lussemburgo Secam IV, in VHF PAL, Monaco Secam, Norvegia PAL, Olanda PAL, Polonia Secam III, Spagna PAL, Svezia PAL, Svizzera PAL, Ungheria Secam III.

Paesi extraeuropei: Australia PAL, Algeria PAL, Barbado NTSC, Bermude NTSC, Brasile PAL/M, Canada NTSC, Cina PAL (Secam), Columbia PAL/M, Cuba NTSC, Egitto (Secam), Filippine NTSC, Giappone NTSC, Haiti Secam, Hawai NTSC, Hongkong PAL, Iran Secam, Kuwait PAL, Libano Secam, Messico NTSC, Nigeria PAL, Nuova Zelanda PAL, Rep. Dominicana NTSC, Reunion Secam, Siria PAL, Surinan PAL/M, Tailandia PAL, Taiwan NTSC, Tunisia Secam, URSS Secam, USA NTSC, Venezuela PAL/M Zaire Secam.

In figura 7 l'immagine televisiva trasmessa da Cipro (Radiophonikon Idryma Kyproy; P.O. Box 4824 Nicosia). In figura 8 monoscopio irradiato dalle stazioni TV di Ryukyu Is (Pkinawa Television Broadcasting Ltd, Okinawa Is; Ryukyu). Un'altra immagine del Giappone in figura 9 (Nippon Hoso Kyokai, 221 Jannan, Shibuya-ku Tokyo).



Fig. 8 - Una delle tante immagini irradiate dalla TV delle isole Ryukyu, Okinawa.

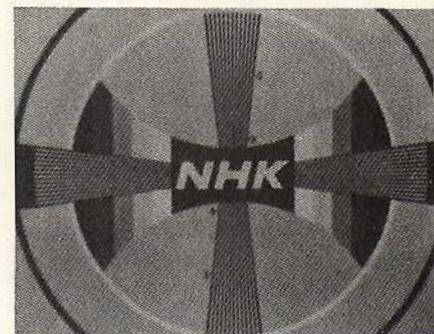


Fig. 9 - Immagine televisiva delle stazioni giapponesi della NHK.

Sinclair PDM35 Digital Multimeter

Il multimetro digitale per tutti

Grazie al Sinclair PDM35, il multimetro digitale è ormai alla portata di tutti, esso offre tutte le funzioni desiderate e può essere portato dovunque perché occupa un minimo spazio.

Possiede tutti i vantaggi del mod. DM2 digitale: rapida esatta lettura, perfetta esecuzione, alta impedenza d'ingresso.

Il Sinclair PDM35 è "fatto su misura" per chiunque intende servirsene.

Al suo studio hanno collaborato progettisti specializzati, tecnici di laboratorio, specialisti in computer.

Che cosa offre

Display a LED.
Numero cifre 3 1/2
Selezione automatica di polarità
Definizione di 1 mV e 0,1 μ A (0,0001 μ F)
Letture dirette delle tensioni dei semiconduttori a 5 diverse correnti
Resistenza misurata fino a 20 Mohm
Precisione di lettura 1%
Impedenza d'ingresso 10 Mohm

Confronto con altri strumenti

Alla precisione dell'1% della lettura nel PDM35 corrisponde il 3% di fondo scala degli altri strumenti simili. Ciò significa che il PDM35 è 5 volte più preciso.

Il PDM35 risolve 1 mV contro circa 10 mV di analoghi strumenti: la risoluzione di corrente è oltre 1000 volte più elevata.

L'impedenza d'ingresso del PDM35 è 10 Mohm, cinquanta volte più elevata dei 20 kohm di strumento simile alla portata di 10 V.

Il PDM35 consente la lettura esatta. Abolisce gli errori nell'interpretazione di scale poco chiare, non ha gli errori di parallasse.

E si può definire una bassissima corrente, per esempio 0.1 μ A, per misurare giunzioni di transistor e diodi.

TENSIONE CONTINUA				
Portata	Risoluzione	Precisione	Sovraten. ammessa	Impedenza d'ingresso
x 1 V	1 mV	1,0% \pm 1 Cifra	240 V	10 M Ω
x 10 V	10 mV	1,0% \pm 1 Cifra	1000 V	10 M Ω
x 100 V	100 mV	1,0% \pm 1 Cifra	1000 V	10 M Ω
x 1000 V	1 V	1,0% \pm 1 Cifra	1000 V	10 M Ω
TENSIONE ALTERNATA				
Portata	Risoluzione	Precisione	Sovraten. ammessa	Risposta di frequenza
x 1000 V	1 V	1,0% \pm 2 Cifre	500 V	40 Hz - 5 kHz
CORRENTE CONTINUA				
Portata	Risoluzione	Precisione	Sovracc. ammesso	Caduta di tensione
x 0,1 μ A	0,1 nA	1,0% \pm 1 μ A	240 V	1 mV per Cifra
x 1 μ A	1 nA	1,0% \pm 1 Cifra	240 V	1 mV per Cifra
x 10 μ A	10 nA	1,0% \pm 1 Cifra	240 V	1 mV per Cifra
x 100 μ A	100 nA	1,0% \pm 1 Cifra	120 V	1 mV per Cifra
x 1 mA	1 μ A	1,0% \pm 1 Cifra	30 mA	1 mV per Cifra
x 100 mA	100 μ A	1,0% \pm 1 Cifra	500 mA	1 mV per Cifra
RESISTENZA				
Portata	Risoluzione	Precisione	Sovraten. ammessa	Corrente di misura
x 1 k Ω	1 Ω	1,5% \pm 1 Cifra	15 V	1 mA
x 10 k Ω	10 Ω	1,5% \pm 1 Cifra	120 V	100 μ A
x 100 k Ω	100 Ω	1,5% \pm 1 Cifra	240 V	10 μ A
x 1 M Ω	1 k Ω	1,5% \pm 1 Cifra	240 V	1 μ A
x 10 M Ω	10 k Ω	2,5% \pm 1 Cifra	240 V	0,1 μ A

Indicazione automatica di fuori scala.

La precisione è valutata come percentuale della lettura.

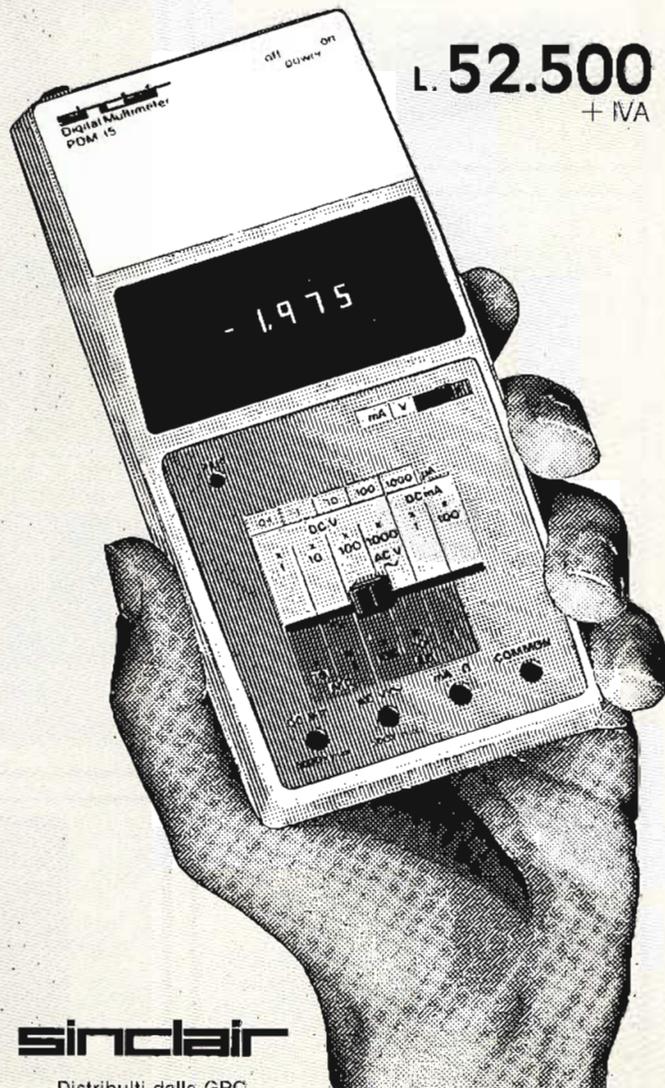
Le portate di resistenze permettono di provare un semiconduttore con 5 gradini, a decadi, di correnti.

Coefficiente di temperatura < 0,05/°C della precisione

Zoccoli standard da 4 mm per spine sporgenti

Alimentazione batteria da 9 V o alimentatore

Dimensioni: 155x75x35



sinclair

Distribuiti dalla GBC

A

accessori

Bandridge



Pulisci dischi "Bandridge" Mod. AC10

In feltro vellutato, trattato con soluzione antistatica, pre-pulisce i dischi con sicurezza ed efficacia.

2 scorrevoli laterali a molla permettono il ricarica del liquido nel feltro

RA/4300-00



Confezione per la protezione dei registratori a cassetta "Bandridge"

Mod. AC41

Contiene tutto il necessario per mantenere efficienti le parti in movimento di un registratore a cassetta.

La confezione comprende:

- 1 Stich di pulitura e lucidatura delle testine, dei capstan e dei nastri
- 1 Flacone di liquido pulisci nastro
- 1 Caricatore per la pulizia delle testine

SS/0703-09



Liquido pulisci puntine e dischi "Bandridge" Mod. AC12

Liquido antistatico da usarsi con il pulisci disco mod. AC10 e il pulisci puntine mod. AC11

RA/4304-00



Confezione spray pulisci dischi "Bandridge" Mod. AC14

La confezione comprende:

- 1 spugna di pulizia dei dischi
- 1 spazzolino per togliere la polvere dalle puntine
- 1 liquido spray per dischi

RA/4306-00



Liquido antistatico spray per dischi "Bandridge" Mod. AC15

Flacone di liquido antistatico spray da usarsi come ricambio nella confezione mod. AC14

RA/4308-00



Pulisci-dischi "Bandridge" Mod. AC16

Cuscinetto in velluto finissimo con impugnatura in plastica.

Da usarsi con il liquido di pulitura mod. AC12

RA/4310-00



Asciugatore dei dischi e pulisci puntine "Bandridge" Mod. AC 17

La confezione comprende:

- 1 cuscinetto in velluto
- 1 spazzolino pulisci-puntine
- 1 flacone di liquido di pulitura

RA/4312-00



Presca per dischi "Bandridge" Mod. AC18

In feltro morbidissimo, rende facile e sicuro la rimozione dei dischi, senza graffiare e insudiciare la superficie

RA/4314-00



**Braccio pulisci-dischi "Bandridge"
Mod. AC21**

Elegante braccio in alluminio cromato, rullino in velluto e spazzolina di pulitura. Montato su base che può essere permanentemente attaccata oppure mobile. Migliora la riproduzione dei dischi e riduce il consumo delle puntine

RA/4316-00

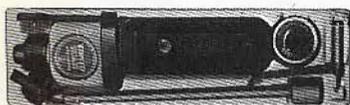
**Confezione pulisci dischi-puntine e testine magnetiche "Bandridge"
Mod. AC102**

Utilissimo completo per la pulizia dei dischi puntine, testine e nastri.

La confezione comprende:

- 1 Braccio in alluminio cromato, rullino in velluto e spazzolina di pulitura del disco.
- 1 Base di fissaggio del braccio
- 1 Feltro pulisci disco con impugnatura in plastica
- 1 Spazzolino pulisci puntine
- 1 Flacone per la pulitura dei dischi e puntine
- 1 Caricatore con nastro speciale per la pulitura delle testine
- 1 Stick pulisci testine e nastri
- 1 Flacone per la pulitura dei nastri e delle testine

RA/4322-00

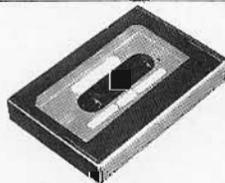


**Confezione pulisci dischi e puntine "Bandridge"
Mod. AC100**

Comprende:

- 1 Braccio in alluminio cromato, rullino in velluto e spazzolina di pulitura del disco
- 1 Base di fissaggio del braccio
- 1 Feltro pulisci disco con impugnatura in plastica
- 1 Spazzolino pulisci puntina
- 1 Flacone per la pulitura delle puntine

RA/4318-00



**Cassetta pulisci testine "Bandridge"
Mod. AC40**

Con speciale nastro per la pulizia delle testine magnetiche dei registratori a cassetta

SS/0703-07



**Liquido pulisci nastro "Bandridge"
Mod. AC31**

Da abbinare per l'uso con il liquido mod. AC30 o altri coadiuvanti di pulitura del nastro

SS/0800-04



**Confezione pulisci dischi e puntine "Bandridge"
Mod. AC101**

Comprende:

- 1 Feltro pulisci disco con impugnatura in plastica
- 2 spazzolini per la pulitura delle puntine
- 1 Presa per rimuovere i dischi senza graffiarli e insudiciarli
- 1 Flacone per la pulitura dei dischi e delle puntine

RA/4320-00



**Pulisci puntine "Bandridge"
Mod. AC11**

Serve per togliere la polvere e la sporcizia dalle puntine dei fonorivelatori. Completo di spazzolino

RA/4302-00



**Dispositivo taglianastri "Bandridge"
Mod. AC43**

Adatto per il taglio dei nastri da 1/4" e normali da cassetta composto da:

- 1 blocco guida nastro
- 1 lametta di taglio tagli a 45° e 90°

SS/0820-02



**Custodia per cassetta "Bandridge"
Mod. AC45**

Materiale: ABS

SS/0703-00



**Liquido pulisci-testine magnetiche e capstan "Bandridge"
Mod. AC30**

Liquido di pulitura per togliere immediatamente la sporcizia dalle testine e dai capstan

SS/0800-02



**Dispositivo per il giuntaggio di nastri "Bandridge"
Mod. AC32**

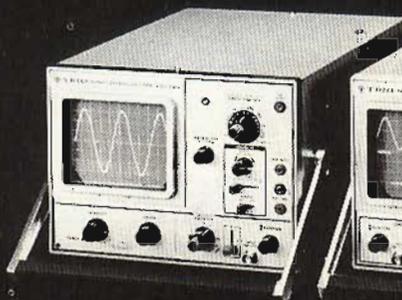
Rende semplice il giuntaggio e la rifinitura dei nastri.

SS/0820-04



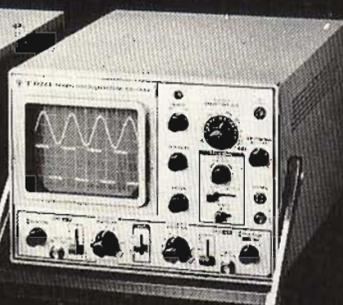
TRIO

TRIO-KENWOOD CORPORATION



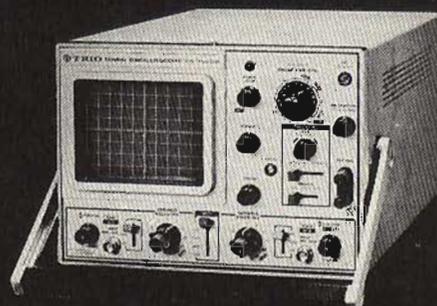
Modello CS-1559

- cc-10 MHz/10 mV
- Monotraccia, 8 x 10 cm
- Trigger automatico



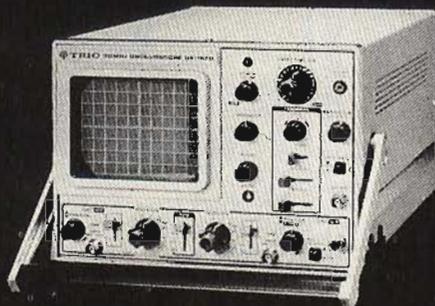
Modello CS-1562

- cc-10 MHz/10 mV
- Doppia traccia, 8 x 10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y



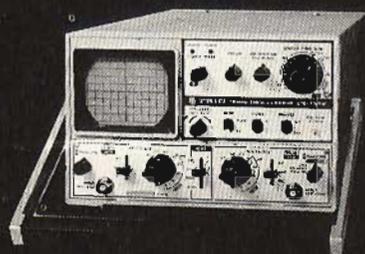
Modello CS-1560A

- cc-15 MHz/10 mV
- Doppia traccia, 8 x 10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1570

- cc-30 MHz/5 mV
- Doppia traccia, 8 x 10 cm
- Trigger automatico e ritardato
- Funzionamento X-Y e somma



Modello CS-1352

- cc-15 MHz/2 mV
- Portatile - alm. rete, batteria o 12 V cc
- Doppia traccia, 3" (8 x 10 div)
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione

i piccoli GIGANTI

Sono arrivati anche in Italia i "piccoli Giganti". Sono gli oscilloscopi professionali TRIO KENWOOD (ditta specializzata in oscilloscopi da 30 anni). "Giganti" nelle prestazioni e nella affidabilità, "piccoli" nel prezzo e per la compattezza. I "piccoli Giganti" sono giapponesi e lo si vede ... anche dal loro attraente "design" unito alla semplicità e logicità dei comandi. Per ora la famiglia è composta da 4 collaudatissimi esemplari (venduti a centinaia di migliaia in tutto il mondo)

a cui si aggiunge il nuovo nato, l'eccezionale portatile CS-1352. Per acquistare un ottimo oscilloscopio TRIO-KENWOOD ad un prezzo accessibile a tutti (e **comunque inferiore alla concorrenza**) rivolgetevi alla VIANELLO che ne garantisce l'assistenza con i suoi laboratori di MILANO e ROMA.

Da oggi il mercato degli oscilloscopi non è più lo stesso di prima perchè ... sono arrivati i "piccoli Giganti".

AGENTE
ESCLUSIVO
PER L'ITALIA

VIANELLO

Sede: 20122 MILANO - Via Luigi Anelli 13 - Telef. (02) 54.40.41 (5 linee)
Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Garusalemme 97 - Tel. 7576941/250

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica «Rassegna della stampa estera».

Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.

Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 315275 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

PREAMPLIFICATORE PER MICROFONO «ELECTRET» (Da «Elektor» - N° 32 1977)

Molto spesso, i microfoni devono essere collegati ad un sistema di amplificazione attraverso diversi metri di cavo schermato. Dal momento che l'uscita di un microfono è molto debole (solitamente dell'ordine di alcuni millivolt), si verificano molto spesso perdite piuttosto pronunciate, e ciò a prescindere dal fatto che un cavo di grande lunghezza può introdurre una certa quantità di rumore.

Ebbene, a questi inconvenienti è possi-

bile porre rimedio installando direttamente nell'involucro del microfono un minuscolo preamplificatore, come è appunto quello che viene descritto in questa occasione.

Lo schema è illustrato alla figura 1, ed implica l'impiego di due soli transistori, e di pochi componenti che servono per allestire un sistema di amplificazione di tipo convenzionale.

La tensione di alimentazione è prevista al valore di 9 V, e viene inserita tramite l'interruttore generale S1.

Il segnale fornito dal microfono viene applicato alla base di questo stadio al valore ideale. R1 costituisce invece il carico che viene applicato direttamente all'uscita del microfono, allo scopo di equalizzarne le caratteristiche di impiego.

Il collettore di T1 è collegato direttamente alla base di T2, mentre l'emettitore di T2 fa capo alla linea di alimentazione positiva, tramite R7, in quanto si tratta di un transistor di polarità opposta.

L'emettitore di T1 ed il collettore di T2 sono a loro volta collegati direttamente tra loro, e fanno capo alla linea negativa di alimentazione attraverso R3.

Il segnale amplificato si presenta ai capi della combinazione in serie tra la giunzione emettitore-collettore di T2 ed il resistore R3. Viene prelevato attraverso C5, e si presenta ai capi di R9, con l'ampiezza sufficiente a consentire l'inoltro all'amplificatore attraverso un cavo schermato di notevole lunghezza.

La costruzione di questo preamplifica-

tore è un'operazione che viene resa estremamente semplice usufruendo del circuito stampato le cui caratteristiche costruttive sono illustrate alla figura 2: come si osserva nella parte inferiore di questa figura, i componenti possono essere installati in posizione molto razionale, sistemando T1 e T2 direttamente a contatto uno con l'altro, grazie al particolare tipo di collegamento.

L'intera basetta misura pochi centimetri quadrati di superficie, e, tenendo conto che la batteria di alimentazione è del tipo normalmente usato per le piccole radio tascabili, appare evidente come l'intero complesso, costituito dal microfono, dal circuito stampato, dalla batteria e dall'interruttore generale, possa essere contenuto in un unico involucro, di aspetto corrispondente a quello di un normale microfono.

«SERVO TEST» A CIRCUITO INTEGRATO (Da «Le Haut Parleur» - Special Radiocommande» - N° 16 1977)

Il «servo-test» è un generatore di impulsi di larghezza variabile: i servo meccanismi di telecomando proporzionale di tipo digitale vengono appunto pilotati mediante impulsi di lunghezza variabile.

All'interno del circuito di comando del motore si dispone di solito di un dispositivo monostabile, il cui periodo è funzione della posizione del comando di uscita del

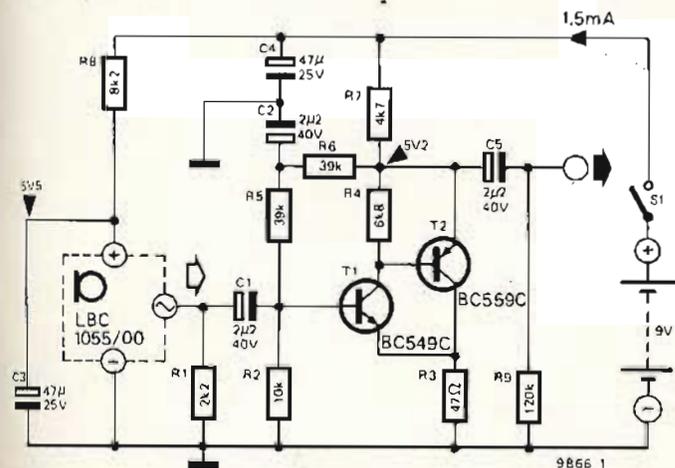


Fig. 1 - Il preamplificatore per microfono «electret» comporta una unità Darlington, una batteria di alimentazione e pochi altri componenti di tipo normale, e le sue dimensioni sono tali da consentire l'installazione direttamente all'interno del contenitore del microfono.

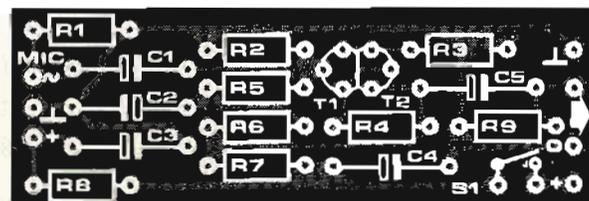
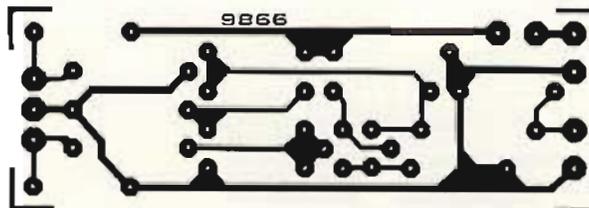


Fig. 2 - Metodo realizzativo del preamplificatore di cui alla figura 1, mediante un semplice circuito stampato di minime dimensioni.

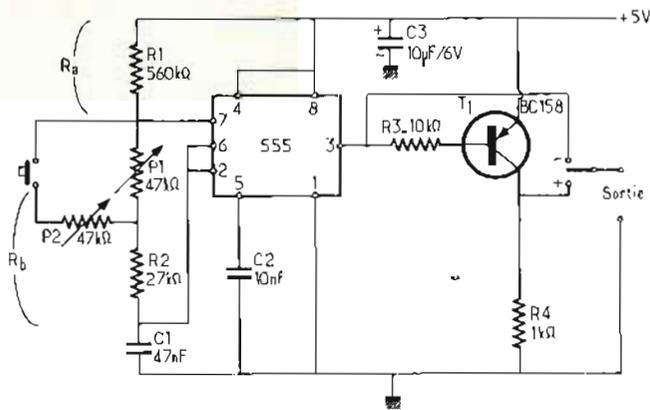


Fig. 3-A - Il «servo test» può essere realizzato impiegando un circuito integrato del tipo 555, ed un unico transistor del tipo BC 159.

servo-motore.

La sezione elettronica confronta questo periodo con quello di un segnale di ingresso, ed il segnale risultante dalla misura della differenza di durata viene amplificato per comandare il motore, che cambia la costante di tempo del monostabile interno, affinché il periodo di ingresso e quello del servo-dispositivo siano identici.

Per provare un dispositivo del genere è quindi necessario alimentare ed inviare all'ingresso un segnale identico a quello che gli verrà inviato dal decodificatore.

Ciò premesso, la figura 3-A rappresenta lo schema elettrico del dispositivo di prova: in esso si notano un multivibratore astabile, in grado di funzionare con due costanti di tempo: il condensatore C1 è comune ad entrambe.

R1, sommato al valore dei potenziometri P1, P2 ed R2, determina la distanza tra due impulsi, la cui durata dipende invece dal valore della combinazione tra P1, P2, R2 e C1.

Il pulsante mette il potenziometro P2 in parallelo a P1, per ridurre la costante di tempo, e quindi per provocare un movimento rapido, di ampiezza determinata, del servo-dispositivo.

La carica di C1 si presenta attraverso la somma $R_a + R_b$. La costante di tempo è quindi determinata mediante la formula

$$T_1 = 0,695 (R_a + R_b) C_1$$

La scarica del condensatore si verifica attraverso il terminale numero 7 del circuito integrato, e la costante di tempo

tiene conto dei valori RB e C1. La durata di T₂ può essere a sua volta calcolata mediante la formula.

$$T_2 = 0,695 (R_b) C_1$$

La costante di 0,695 dipende dalle caratteristiche intrinseche del circuito integrato.

L'impulso di comando del servo deve poter variare tra 0,8 e circa 2,5 ms. Per avere il valore di 2,5 ms, è necessaria una resistenza totale di 76,5 kΩ, e questo valore può essere ottenuto inserendo un resistore variabile da 50 kΩ in serie con un resistore fisso da 27 kΩ.

Il segnale presente all'uscita dell'unità integrata tipo 555 è disponibile sul terminale numero 3: si tratta di una tensione positiva, in quanto gli impulsi sono invece di polarità negativa.

Se è però necessario disporre di impulsi di polarità invertita, è possibile introdurre dietro all'uscita uno stadio invertitore. Si tratta praticamente di un amplificatore montato con emettitore comune, nel qual caso la base di T1 viene alimentata attraverso il resistore R3, che agisce da elemento limitatore.

Per la realizzazione di questo dispositivo si può ricorrere naturalmente all'impiego di una basetta di supporto, evitando la realizzazione di un circuito stampato: ci si potrà basare a tale scopo sul disegno di figura 3-B, che rappresenta la basetta di supporto ad otto strisce di rame, ciascuna delle quali comporta complessivamente sedici fori. Si noti che la striscia contrassegnata con la lettera C deve es-

sere interrotta in corrispondenza del quinto foro, mentre le strisce contrassegnate con le lettere D, E, F e G, devono essere tutte interrotte in corrispondenza dei fori 8 e 9.

La parte inferiore della stessa figura 3-B illustra il lato opposto della basetta di supporto, e permette quindi di identificare l'orientamento corretto di tutti i componenti, e le connessioni che devono essere eseguite nei confronti dei componenti esterni.

RICEVITORE PER RADIOCOMANDO DEL TIPO «PLL»

(Da «Le Haut Parleur» - Special Radiocommande» - N° 1619 77)

La tecnica dei circuiti integrati ha permesso di realizzare funzioni complesse, con un volume particolarmente ridotto: i circuiti integrati proposti per impieghi industriali o per radiocomunicazioni possono essere impiegati anche nel campo del radiocomando, come risulta evidente osservando appunto questa semplice apparecchiatura, che impiega un unico circuito integrato costituito da due unità uguali e simmetriche, oltre ad un solo transistor e ad alcuni elementi di tipo discreto (vedi figura 4-A).

La prima parte del ricevitore consiste in uno stadio rivelatore a super-reazione, che — in assenza del segnale alla frequenza portante — produce ovviamente un soffio particolare. Si tratta di un rumore parassita il cui spettro contiene un certo numero di frequenze. Tra di esse, ne esiste certamente qualcuna che rientra nel campo delle frequenze che il decodificatore è in grado di riconoscere.

E' quindi necessario disporre di un decodificatore in grado di fare la differenza tra questo rumore ed un segnale di tipo permanente. E' proprio uno dei problemi che vengono considerati nell'articolo che recensiamo.

La testa di ricezione a super-reazione è seguita da un amplificatore costituito da due unità operazionali, in grado di funzionare con una bassa tensione di alimentazione, del valore cioè di 4,5 V.

Il circuito accordato è costituito da L1 e da C1, e l'induttanza è regolabile, mentre il condensatore è di valore fisso. Il segnale ad alta frequenza arriva direttamente sul circuito accordato, ed il valore del condensatore di accoppiamento deve essere scelto in funzione della lunghezza dell'antenna, o più esattamente quest'ultimo parametro deve adattarsi al valore del condensatore.

Un'antenna troppo lunga smorza il circuito accordato, e rischia di impedirne il regolare funzionamento: per contro, una antenna troppo corta riduce la sensibilità dell'intero ricevitore, per cui è necessario ricorrere ad un compromesso.

C2 serve a sostenere le oscillazioni, e la frequenza di taglio della super-reazione viene determinata dal valore di C4 e da quello di R1.

Il circuito integrato doppio è del tipo TAA 861, e funziona con uscita di collettore aperto, ciò che impone l'impiego di un resistore di carico.

La compensazione della frequenza avviene internamente, e l'interesse di questo circuito integrato è che esso funziona

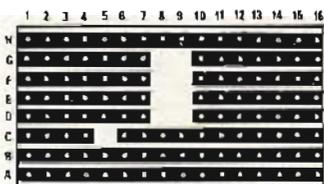
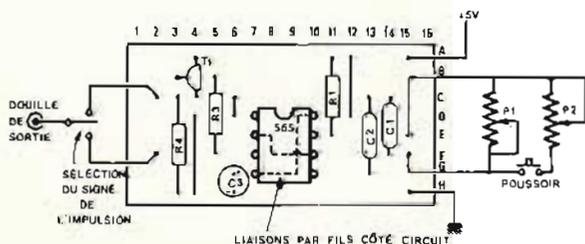


Fig. 3-B - Il semplice «servo-test» di cui alla figura 3-A può essere montato su di una basetta isolante a strisce di rame, usufruendo della disposizione dei componenti e del metodo di cablaggio qui illustrati. Si osservino i ponti di collegamento che è necessario predisporre tra le strisce A-D, C-D e D-H, rispettivamente in corrispondenza dei fori 3, 6 e 12.



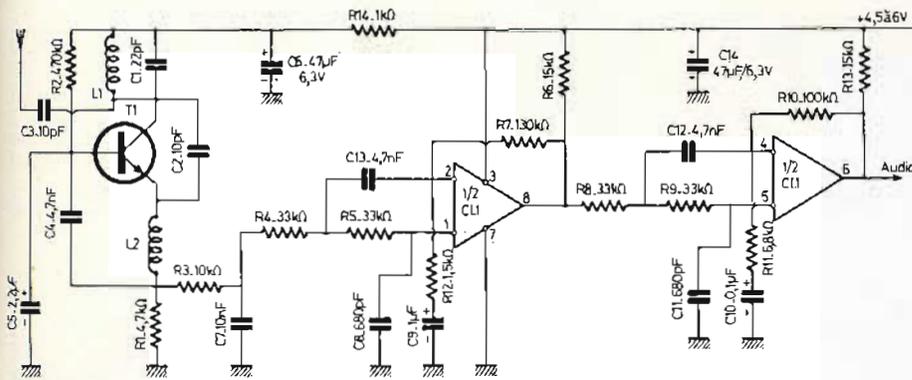


Fig. 4-A - Schema elettrico del ricevitore per radiocomando del tipo «PLL», le cui dimensioni ne consentono facilmente l'installazione a bordo di un modellino.

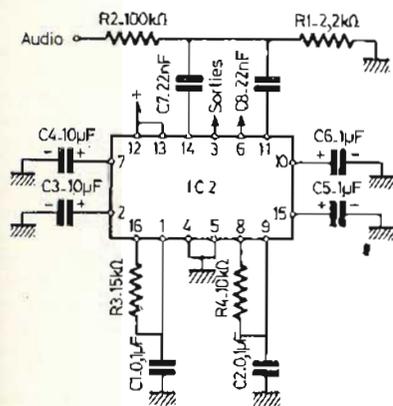


Fig. 4-B - Schema del decodificatore di tonalità dei comandi radiotrasmessi, mediante una unità del tipo 567.

perfettamente anche con una tensione di alimentazione ridotta, partendo da ± 2 V.

La figura 4-B rappresenta lo schema elettrico del decodificatore: si tratta di una unità del tipo PLL.

Un oscillatore interno fornisce una tensione di determinata frequenza, in assenza del segnale di ingresso. Nel caso che ci riguarda, è proprio la frequenza di modulazione del trasmettitore. Quando una tensione si presenta all'ingresso, un comparatore di fase entra in funzione per confrontare le fasi rispettive del segnale di ingresso e di quello dell'oscillatore.

La tensione di errore che ne deriva viene filtrata, e quindi inviata all'ingresso dell'oscillatore a controllo di tensione. Quest'ultimo viene comandato da una tensione, per cui — se la tensione di ingresso varia — la frequenza di uscita varia in modo proporzionale, ed il senso della variazione di frequenza è funzione della tensione applicata.

Si ottiene quindi l'asservimento della fase, e da ciò deriva appunto la possibilità di ottenere gli effetti di comando, in base al principio esposto.

L'articolo fornisce anche lo schema dettagliato del decodificatore a due vie, nonché i disegni costruttivi del circuito stampato per entrambe le unità, alcune fotografie e l'elenco completo dei componenti ed aggiunge lo schema elettrico di un decodificatore statico a basso consumo, che può essere usato, in alternativa.

TERMOSTATO ELETTRONICO PER ACQUARIO TROPICALE (Da «Le Haut Parleur» - N° 1621 1977).

Coloro che posseggono un acquario tropicale sanno per esperienza che una delle condizioni indispensabili affinché gli esseri viventi che nuotano nella vaschetta possano mantenersi in buona salute consista proprio nella costanza della temperatura, che deve avere un valore che si aggira intorno ai 22 °C.

Ebbene, con l'aiuto del dispositivo che viene descritto in questo articolo tale esigenza viene soddisfatta nel modo più razionale possibile, e certamente meglio che non con i termostati normalmente disponibili in commercio per questo tipo di impiego.

La figura 5 ne rappresenta lo schema elettrico: in esso vengono impiegati in totale tre transistori, di cui due di qual-

siasi tipo, purché appartenenti alla categoria «n-p-n», di debole potenza e per bassa frequenza, ed uno del tipo «p-n-p», di potenza sufficiente per controllare il funzionamento di un relè.

Un trasformatore, seguito dal ponte di diodi D1-D4, e dal condensatore di filtraggio C1, fornisce la tensione di alimentazione, che deve essere dell'ordine di 9 V.

La bobina del relè viene eccitata da una tensione continua di circa 6 V.

Il ponte che deve essere normalmente in condizioni di equilibrio è costituito da R1, P1, Th, nonché dalla combinazione in serie tra R6, R7 ed R8. Quest'ultima ha semplicemente il compito di fornire la soglia di riferimento, nel senso che provoca una controreazione positiva, e riporta una frazione della tensione di uscita verso l'ingresso, attraverso il partitore che esso forma con R9.

Th è un termistore il cui valore deve essere di 470 Ω alla temperatura ambiente, e deve diminuire con l'aumentare della temperatura. Esso si trova naturalmente immerso nel liquido la cui temperatura deve essere mantenuta costante, ed il funzionamento è del tutto intuitivo.

Regolando P1, il cui quadrante può essere tarato direttamente in gradi centigradi, è possibile predisporre il valore della temperatura dell'acqua in corrispondenza del quale il ponte si trova in equilibrio. Una volta stabilito tale valore, è chiaro che se esso diminuisce, la resistenza interna di Th aumenta, aumentando contemporaneamente la polarizzazione applicata alla base di T1. A causa di ciò si provoca uno squilibrio del ponte, che compromette le caratteristiche di polarizzazione dello stadio finale T3. Di conseguenza il relè si eccita, ed il suo scatto provoca la chiusura del contatto tra i punti R e T dello scambio, con un effetto di commutazione che determina il collegamento dell'elemento riscaldante, anch'es-

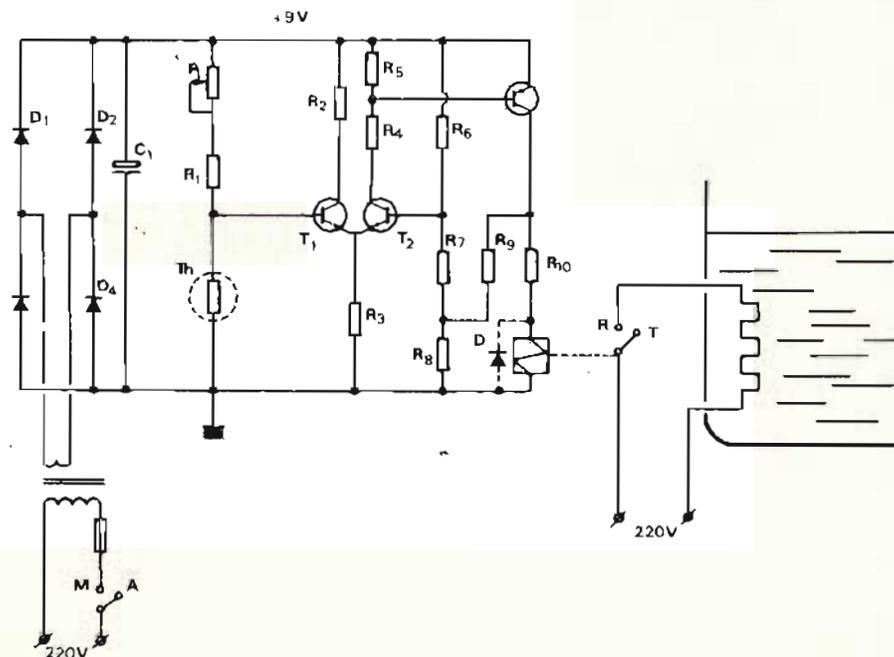


Fig. 5 - Circuito elettrico completo della sezione elettronica facente parte del termostato per mantenere rigorosamente costante la temperatura dell'acqua di un acquario tropicale.

UK642



REGOLATORE DI
LUCE
DA 200 W
UK 642

La principale caratteristica di questo utilissimo dispositivo elettronico, realizzabile mediante la scatola di montaggio UK 642, è di consentire la regolazione della luce elettrica, a seconda delle necessità, con la semplice rotazione di una manopola in un senso o nell'altro.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 220 ÷ 240 Vc.a.
Carico resistivo massimo
ammesso: 200 W
Temperatura ambiente max: 50°C
Regolatore di luminosità progres-
sivo manuale
Dimensioni: 80 x 58 x 36

UK642 - in Kit L. 7.500

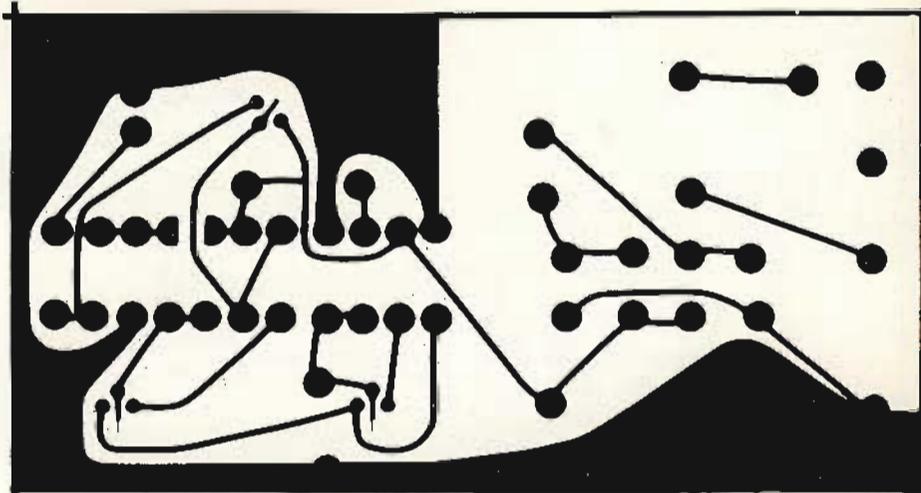


Fig. 6-A - Lato dei collegamenti in rame del circuito stampato, su cui è possibile montare i componenti facenti parte del termostato.

so immerso nel liquido, alla tensione alternata di rete a 220 V.

Il diodo D, collegato in parallelo alla bobina di eccitazione del relè, serve semplicemente per sopprimere gli impulsi di sovratensione che si presentano ai capi della bobina di eccitazione del relè stesso ogni qualvolta la tensione viene applicata o tolta, che possono provocare danni al circuito elettronico, ed effetti di saltellamento dei contatti elettrici.

L'elemento riscaldante deve avere naturalmente una potenza adeguata alla quantità di liquido di cui si desidera mantenere costante la temperatura, ed inoltre, quando lo si desidera, è sempre possibile applicare in parallelo ad esso, al di

fuori dell'acqua, una lampada al neon, con adeguato resistore in serie, che permetta di stabilire quando la resistenza di riscaldamento viene alimentata o meno.

Agli effetti della realizzazione non esistono difficoltà di sorta. Convien naturalmente ricorrere all'impiego di un circuito stampato, che può essere facilmente allestito usufruendo della disposizione dei collegamenti in rame illustrata alla figura 6-A. Una volta completata la basetta di supporto, sul lato opposto sarà possibile installare tutti i componenti nel modo riprodotto alla figura 6-B, rispettando naturalmente l'orientamento dei transistori e dei diodi.

Il potenziometro potrà essere installato

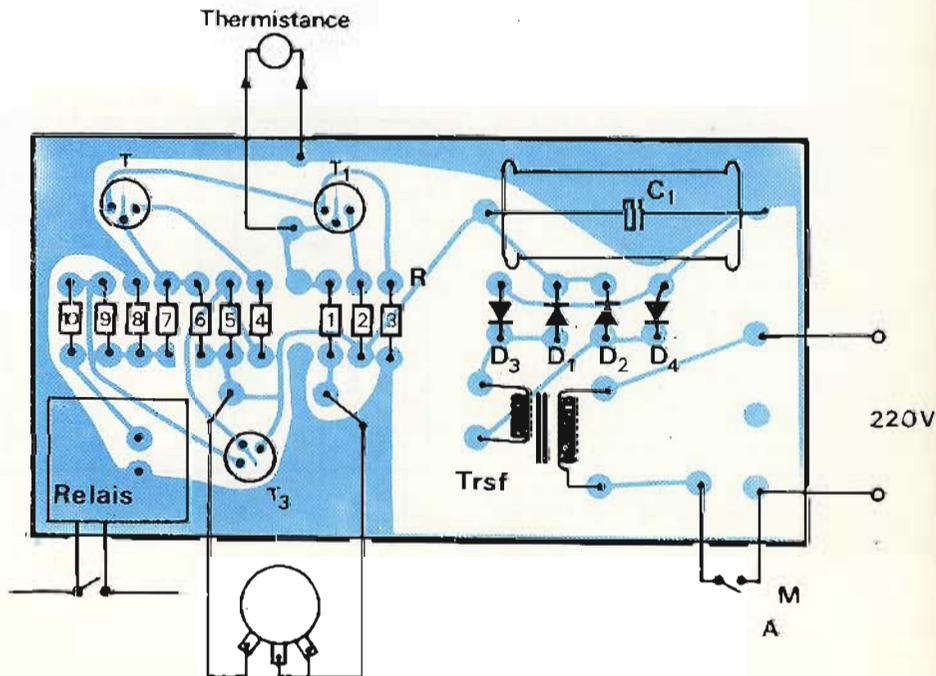


Fig. 6-B - I pochi componenti che costituiscono la sezione elettronica del termostato vengono tutti installati direttamente sul circuito stampato, ad eccezione del potenziometro per la regolazione della temperatura, dell'elemento riscaldante e dell'interruttore generale in serie al primario del trasformatore. La basetta di supporto prevede anche una linea bipolare per il collegamento al termistore, che deve essere immerso nel liquido.

al di fuori della basetta di supporto, e farà capo al pannello di comando del termostato elettronico consentendo così l'accurata regolazione della temperatura tramite l'apposito quadrante.

Per quanto riguarda infine l'installazione, la **figura 7** ne illustra più dettagliatamente il principio di funzionamento: essa mette in evidenza come l'elemento riscaldante deve essere immerso nel liquido, e come deve essere collegato alla rete a corrente alternata tramite il contatto in serie azionato dal relè. La figura mette anche in evidenza come deve essere predisposto il potenziometro P1, per consentire una adeguata regolazione della temperatura.

Per chi volesse realizzare questo semplice dispositivo, precisiamo i valori dei componenti che non sono riportati nello schema:

- R1 = 560 Ω
- R2/4 = 10 kΩ
- R3 = 1,8 kΩ
- R5 = 5 kΩ
- R6 = 8,2 kΩ
- R7 = 1 kΩ
- R8 = 470 Ω
- R9 = 68 kΩ
- R10 = 100 Ω

Tutti questi resistori possono essere da 0,5 W, con tolleranza del 10%.

C1 = 1.000 μF/16 V

T1/2 = 2N1711

T3 = 2N2905

D1/4 = Diodi rettificatori da 30 V/0,5 A

P1 = 10 kΩ a variazione lineare

T = Tensione secondaria 6,3 V, 2 A.

AVVISATORE DI PERICOLO PER AUTOMOBILI E MOTOCICLETTE (Da «Everyday Electronics» - VOL. 7 N° 4 1977)

Sebbene molte vetture e motociclette di nuovissima produzione siano già munite di serie di questo importante dispositivo, è chiaro che esistono ancora in circolazione numerosissimi modelli che ne sono invece privi: si tratta di un'apparecchiatura semplice ed economica, che — se usata tempestivamente — può a volte essere di grande utilità, ed impedire incidenti che possono invece verificarsi con estrema facilità in caso di «panne».

Praticamente, si tratta di un sistema che determina il lampeggio continuo di tutte e quattro le luci dell'indicatore di direzione, in modo da costituire un inequivocabile segnale di avvertimento che il veicolo è fermo sul ciglio della strada, evitando collisioni, tamponamenti, ecc.

Il dispositivo è stato presentato in modo tale da consentirne il funzionamento con una batteria di bordo di 12 V, anche quando l'interruttore generale di accensione della vettura o della motocicletta è completamente disinserito, e ciò proprio per permettere il suo funzionamento anche in mancanza delle chiavi di accensione.

La **figura 8** illustra in **A** la versione della elettronica adatta agli impianti con negativo a massa, ed in **B** la versione dello stesso circuito, adatta però all'installazione negli impianti con positivo a massa. Come si può rilevare, il circuito è

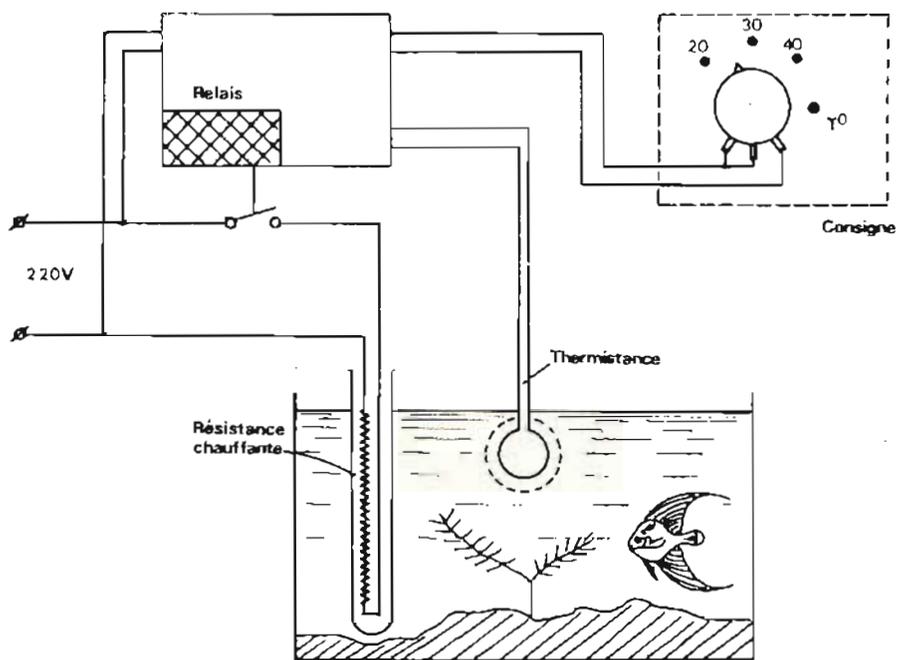


Fig. 7 - Collegamenti che è necessario eseguire tra l'elemento riscaldante, il termistore, il potenziometro di regolazione e la rete, agli effetti del regolare funzionamento del termostato elettronico per acquario tropicale.

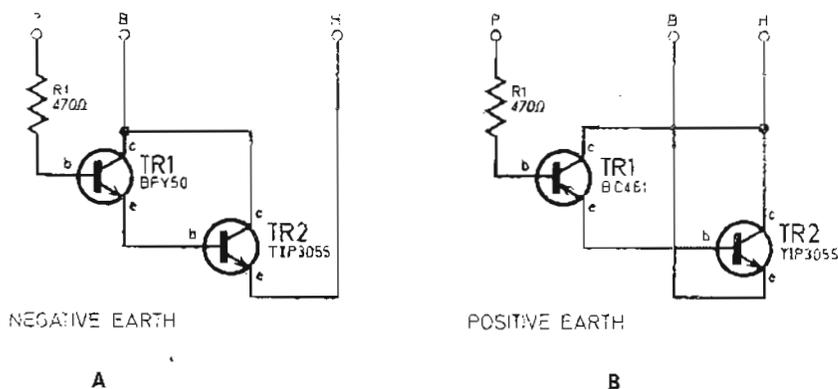


Fig. 8 - In «A» ed in «B» — rispettivamente — le versioni del circuito adatte ad un impianto di bordo con negativo e con positivo a massa.

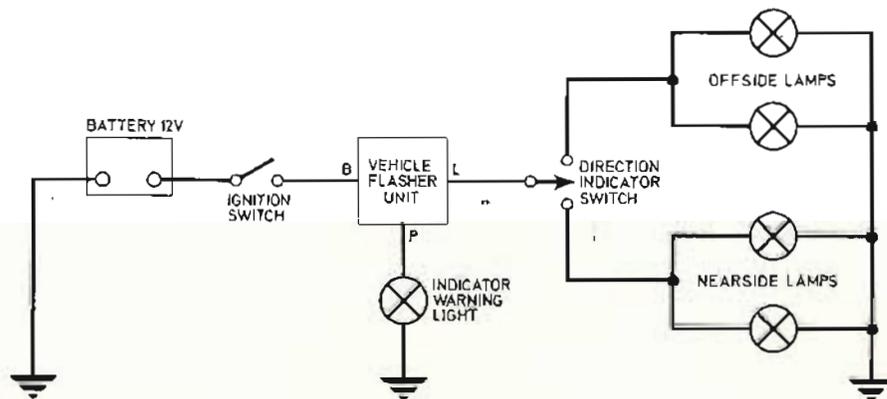


Fig. 9-A - Schema semplificato dell'indicatore tipico a lampeggio, adottato su alcuni tipi di vetture e di motociclette.

**UNITA' SUPPLEMENTARE
PER FOTO-«FLASH»**
(Da «Everyday Electronics» -
VOL. 7 N° 4 1977)

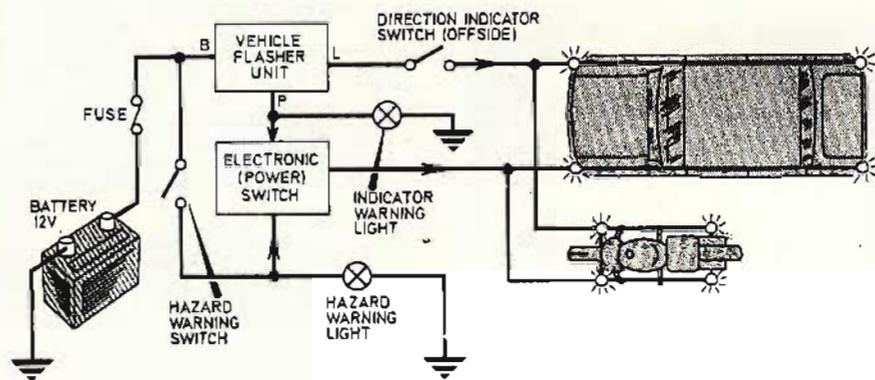


Fig. 9-B - Lo schema sintetizza in modo semplice e facilmente intuibile il principio di funzionamento del lampeggiatore di emergenza.

assolutamente identico, e l'unica differenza consiste nel fatto che nel primo caso si fa uso di transistori del tipo «n-p-n» (rispettivamente BFY50 per TR1, e TIP3055 per TR2), mentre, nel secondo caso, si fa uso di un transistor del tipo BC461 tipo «p-n-p» per TR1, mentre per TR2 il tipo rimane invariato.

In entrambi i casi, i due transistori costituiscono un circuito Darlington. Quando una debole corrente scorre attraverso la base di TR1, si ottiene una corrente di notevole intensità attraverso il circuito di emettitore di TR2. Il resistore R1 limita tale corrente ad un valore di sicurezza.

Ogni volta che l'impulso proveniente da P assume un potenziale elevato, la coppia Darlington entra in conduzione, per cui TR2 si comporta come un interruttore. Ogni volta che l'impulso diminuisce di ampiezza, si ottiene invece lo stato di interruzione, per cui la corrente che ali-

menta le lampade indicatrici viene meno.

La figura 9 rappresenta in A lo schema a blocchi del circuito che normalmente viene installato per questa funzione sulle automobili e sulle motociclette, ed in B rappresenta invece il suo attuale principio di funzionamento: per ottenere il regolare funzionamento dei segnalatori di pericolo, l'indicatore di direzione deve essere predisposto come quando si desidera svoltare a destra. Con questa operazione viene completato il circuito del lampeggiatore elettronico, che così si serve praticamente del dispositivo ad intermittenza contenuto sulla stessa vettura, per controllare il funzionamento di tutte e quattro le lampade indicatrici.

La realizzazione è molto semplice, come risulta attraverso i numerosi disegni e le fotografie che corredano l'articolo, e che chiariscono tutti i dettagli costruttivi e relativi all'installazione.

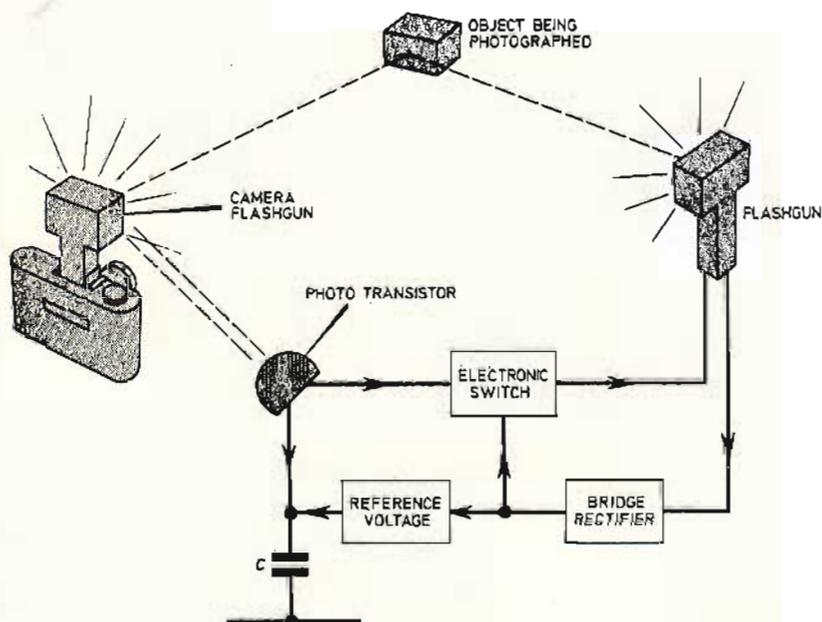


Fig. 10 - Schema illustrante il principio di funzionamento del «flash» supplementare, che viene azionato simultaneamente al lampeggiatore principale, per migliorare le riprese fotografiche interne.

Non sempre, quando si esegue una ripresa fotografica interna con l'aiuto di un «flash», si ottengono i risultati migliori, a causa di una inadeguata distribuzione dei raggi di luce. Esistono infatti dei casi in cui è necessario disporre almeno di un'altra sorgente di luce, per poter sopprimere effetti di ombra che comprometterebbero gravemente l'esito della fotografia.

Purtroppo — comunque — ogni macchina fotografica è munita di un solo raccordo attraverso il quale si ottiene la produzione del lampo di luce in corrispondenza della massima apertura dell'otturatore. Di conseguenza, quel comando non può essere impiegato per azionare simultaneamente due o più dispositivi «flash».

Tuttavia, grazie ad un particolare accorgimento elettronico, il cui principio è illustrato alla figura 10, questo problema può essere facilmente risolto.

La tensione elevata con corrente molto debole, che è normalmente disponibile nel circuito del «flash» principale, viene rettificata da un sistema di rettificazione a ponte. Con questo sistema si ottiene la polarità corretta della tensione che determina il funzionamento del commutatore elettronico.

Sempre in riferimento allo schema di principio di figura 10, il condensatore C si carica fino ad assumere tra i suoi elettrodi la cosiddetta tensione di riferimento «flash» principale raggiunge la fotocellula, costituita da un foto-transistore, il condensatore C si scarica rapidamente, fornendo la corrente necessaria. Questa corrente è di intensità sufficiente per determinare lo scatto di un commutatore elettronico, che — a sua volta — provoca il funzionamento del secondo lampeggiatore.

L'intero fenomeno si verifica quasi istantaneamente, nel senso che i due lampi di luce si verificano simultaneamente, vale a dire in perfetto sincronismo, per influire entrambi agli effetti dell'esposizione della pellicola.

La figura 11 rappresenta lo schema elettrico completo del dispositivo: i diodi compresi tra D1 e D4 costituiscono il ponte rettificatore al quale abbiamo accennato. I resistori R1, ed R2, unitamente al diodo D5, costituiscono un regolatore in parallelo, che limita la tensione che deve essere applicata all'elettrodo «gate» del rettificatore controllato al silicio tipo 2N1599.

La capacità C1 è necessaria per poter fornire la corrente che serve per provocare la conduzione nello stesso rettificatore controllato al silicio.

CR1 non è altro che un fototransistore, del tipo 2N5777, la cui superficie sensibile viene esposta direttamente alla luce proveniente dal lampo principale. Non appena questa luce si manifesta, attraverso l'emettitore di TR1 risulta disponibile un impulso di corrente, che, applicato al «gate» di CSR1 ne provoca il passaggio allo stato di conduzione.

In pratica, C1 si carica attraverso R1 ed R2, e continua a caricarsi finché non viene raggiunta la tensione critica del di-

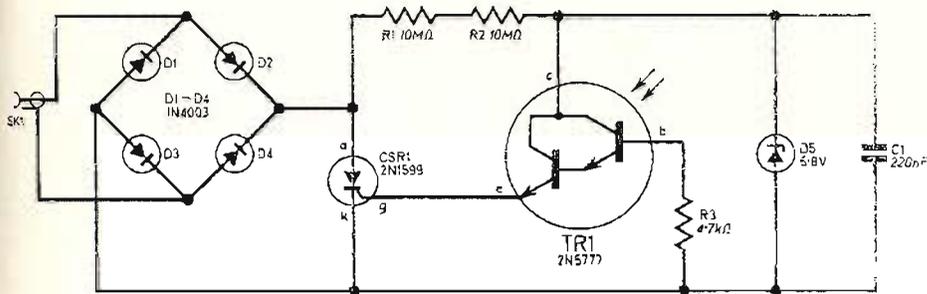


Fig. 11 - Schema elettrico completo dell'unità supplementare che viene impiegata collegandola al raccordo di innesco del secondo «flash», per ottenere un secondo lampo contemporaneamente al primo. La particolarità più interessante è che questo dispositivo funziona praticamente senza alimentazione, in quanto sfrutta direttamente quello del lampeggiatore.

duttori di autovetture, questo sistema presenta un unico inconveniente, che consiste in un elevato consumo di carburante. In effetti, il motore gira infatti a forte velocità, e sollecita quindi il «gicleur» del minimo, anche se l'acceleratore viene completamente lasciato libero.

Il dispositivo che viene descritto in questo articolo sopprime radicalmente questo inconveniente, bloccando l'alimentazione di carburante nei periodi di tempo in cui il freno viene utilizzato appunto come motore.

Lo schema di principio è illustrato alla figura 12-A, e si basa sull'impiego di cascata di due unità monostabili aventi costanti di tempo leggermente diverse, ma scelte con cura.

L'ingresso della prima unità riceve il segnale del distributore, precedentemente

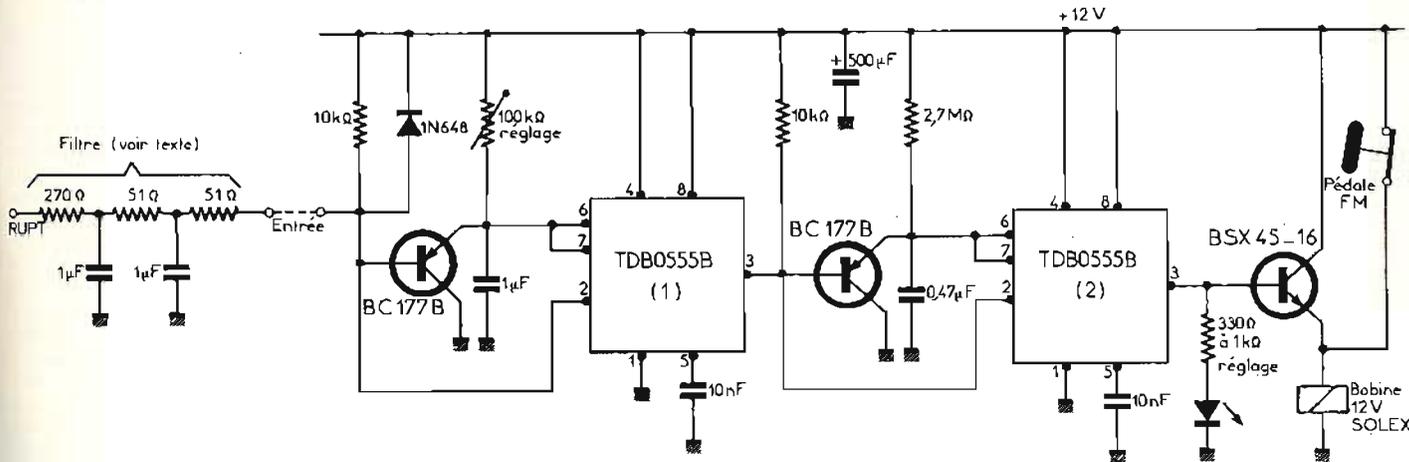


Fig. 12-A - Schema di principio del dispositivo elettronico che permette di interrompere la carburazione durante le lunghe discese, evitando così il consumo di carburante mentre il motore viene usato come freno.

do zener D5, di 6,8 V. Mentre C1 si carica, esso riceve una corrente di pochi microampère per circa un secondo. Non appena la luce del lampo principale viene percepita da TR1, la sua resistenza interna normalmente di valore molto elevato si riduce improvvisamente a poche centinaia di ohm. Questa variazione si verifica in un tempo estremamente breve, per cui C1 si scarica quasi istantaneamente attraverso TR1, e quindi attraverso il circuito «gate» del rettificatore controllato.

Dal momento che la carica di C1 viene neutralizzata così rapidamente, la corrente di scarica corrisponde a molte volte l'intensità della corrente di carica. E' quindi sufficiente per portare CSR1 in conduzione, in modo che quest'ultimo venga a costituire un percorso a bassa impedenza ai capi del raccordo contrassegnato SK1, al quale viene collegato il secondo «flash».

In definitiva, si tratta quindi di un dispositivo che funziona simultaneamente al primo «flash», e viene da questo pilotato, senza che sia necessario eseguire alcun collegamento diretto tra le due unità.

L'intero complesso è di semplice realizzazione, e lo spazio occupato è talmente ridotto che spesso, quando naturalmente è disponibile lo spazio necessario, è possibile installarlo direttamente all'interno dell'unità di illuminazione supplementare.

RISPARMIO DI BENZINA CON UN FRENO-MOTORE ELETTRONICO (Da «Radio Plans» - N° 362 1978)

L'impiego del motore come freno, facendolo funzionare cioè senza carburazione, costituisce un metodo molto efficace per rallentare un veicolo nelle discese, senza sottoporre ad uno sforzo notevole i freni meccanici.

Adottato quasi universalmente dai con-

filtrato. Se gli impulsi di ingresso si succedono con un ritmo superiore alla costante di tempo del primo circuito integrato tipo 555, la scarica prematura del condensatore da parte del transistor impedisce la produzione dell'impulso di uscita, come si osserva nel grafico di figura 12-B, che sintetizza le diverse fasi del funzionamento.

Con una frequenza inferiore al suddetto limite, è invece possibile che i cicli di temporizzazione vengano prodotti completamente, per cui si ottengono in uscita

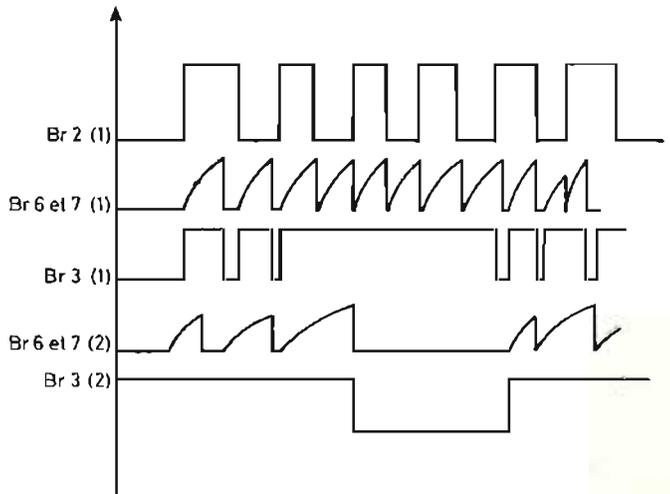


Fig. 12-B - Rappresentazione grafica dei segnali in gioco nel circuito di figura 12-A attraverso la quale è molto più facile comprendere il principio di funzionamento.

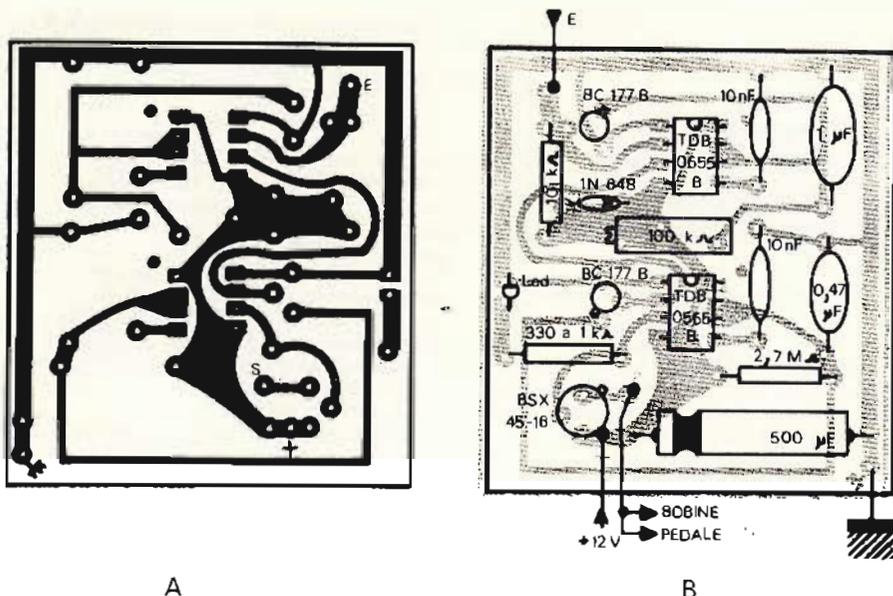


Fig. 13 - Lato dei collegamenti in rame (A) e dei componenti (B) della basetta a circuito stampato su cui può essere montato il dispositivo ausiliario per autoveicoli, di cui alla figura 12-A.

impulsi in serie.

Riassumendo, al di sotto di una certa velocità la prima metà del sistema è per così dire «trasparente» rispetto al segnale del distributore, ma, non appena questa velocità viene superata, interviene un fenomeno di bloccaggio.

La seconda unità monostabile ha il com-

pito di integrare gli impulsi che sono riusciti a passare, e di fornire quindi una tensione continua.

Quando la velocità supera il limite, la uscita commuta con un ritardo del medesimo ordine di grandezza della costante del secondo circuito integrato tipo 555. Per contro, la commutazione risulta quasi

immediata non appena viene raggiunto il limite dovuto ad un rallentamento (tramite la restaurazione dell'alimentazione, prima che il motore abbia avuto il tempo di ridurre la velocità di regime).

L'uscita di questo secondo circuito tipo 555 comanda un diodo fotoemittente, che serve da spiria durante la fase di regolazione, oltre ad un transistor di media potenza il cui carico è costituito dalla bobina percorsa da una corrente di circa 200 mA.

Per quanto riguarda la realizzazione di questo semplice dispositivo, viene suggerito come di solito l'impiego di un circuito stampato, che riproduciamo in A di figura 13 dal lato rame, ed in B dal lato componenti. La basetta può avere le dimensioni approssimative di mm 60 x 50, per cui può contenere praticamente tutti i componenti che fanno parte del circuito propriamente detto.

Osservando ancora lo schema elettrico di figura 12-A, si noterà che un commutatore a pulsante deve essere applicato direttamente al pedale di controllo dell'accelerazione, in modo tale da chiudere il contatto tra la linea positiva di alimentazione e l'emettitore dello stadio finale BSX45-16, ogni volta che il regime di rotazione del motore viene ridotto al minimo.

Naturalmente, per evitare che la carburazione venga interrotta anche nei momenti in cui si desidera che il motore mantenga la velocità di minima rotazione (ad esempio quando ci si ferma senza che il motore debba essere spento), è opportuno inserire un secondo interruttore comandato a mano, che permetta eventualmente di escludere il dispositivo quando non se ne desidera l'effetto di controllo.



ITALSTRUMENTI

DIVISIONE ANTIFURTO

Via Accademia degli Agiati, 53 - 00147 ROMA

Tel. 54.06.222 - 54.20.045 - 54.23.470

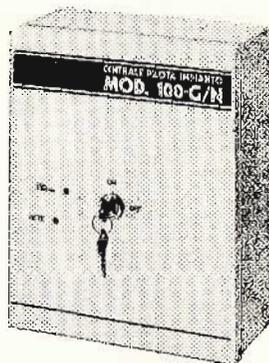


**LANCIO SPECIALE PRIMAVERA 1978
KIT PROFESSIONALE**

- Microonda SSM 0-33 mt. 10,5 GHz
- Centrale elettronica universale AVS 100 G/N
 - Tempi allarme, uscita, entrata, cb. 800 mA
 - Due visualizzatori LED
- Batteria ermetica ricaricabile GS 4,5 Ah - 12 V
- Sirena esterna a motore 12 V 40 W - 115 dB
- Otto contatti magnetici corazzati NC



- Chiave elettromeccanica
- mt. 20 cavo 4 x 0,35 con schermo
- Due vibratori



Il tutto per un totale di L. 195.000 + IVA - Garanzia 24 mesi

Per ordinazioni e prenotazioni solo alla nostra sede di ROMA:
ITALSTRUMENTI - Via Accademia degli Agiati, 53 - 00147 ROMA
Tel. 06/54.06.222 - 54.20.045 - 54.23.470

**ecco cosa
c'è su**

SPERIMENTARE

di maggio

- Microtrasmettitore FM
 - Filtro Crossover 3 canali
 - Mixer audio
 - Booster per la banda V^a TV
- e tanti altri articoli

Il primo (e l'unico)

MANUALE PRATICO DEL **RIPARATORE RADIO-TV**

LABORATORIO-STRUMENTI-ANTENNE-TV (A VALVOLE,
TRANSISTOR, CIRCUITI INTEGRATI, MODULARI) B/N E
COLORE-HI FI-CB E EMITTENTI LOCALI.

AMADIO
GOZZI

1^a EDIZIONE

JACKSON
ITALIANA
EDITRICE



Un libro veramente unico dedicato a tutti coloro che si interessano di radiotecnica pratica.

Il volume è stato redatto da Amadio Gozzi, un riparatore di ventennale esperienza che si è avvalso della consulenza di una equipe di tecnici specialisti in settori specifici.

Il MANUALE ha lo scopo di aiutare i tecnici radio-TV nell'espletamento del loro lavoro quotidiano e tutti coloro che hanno l'hobby della radiotecnica. Il MANUALE tratta tutta la problematica della assistenza radio-TV vista sotto il profilo eminentemente pratico.

Notevole spazio è comunque dedicato anche agli argomenti affini, quali l'HI-FI, la CB, le emittenti private radio-TV.

Molta attenzione è stata posta nello sviluppare argomenti di particolare attualità come il montaggio delle antenne, sia singole che centralizzate.

Il volume comprende 364 pagine - 19 capitoli -



237
illustrazioni in
b/n e a colori - 29 fra elenchi e tabelle - 15 prospetti e moduli vari - 4 dizioni.

I libri Jackson sono in vendita anche presso le migliori Librerie e tutte le Sedi G.B.C. in Italia.

Sconto 10% agli abbonati alle nostre riviste Sperimentare, Selezione Radio-TV, Millecanali, Elettronica oggi.

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Ritagliare (o fotocopiare), compilare e spedire a: JACKSON ITALIANA EDITRICE S.r.l. - P.le Maassari, 22 - 20125 MILANO
Inviatemi n° copie del Manuale del Riparatore Radio-TV
Pagherò al postino l'importo di L. 18.500 (abbonati 16.650) + spese di spedizione contrassegno. (I residenti all'estero sono pregati di inviare l'importo anticipato + L. 1.000 per spese).

Nome

Cognome

Via n°

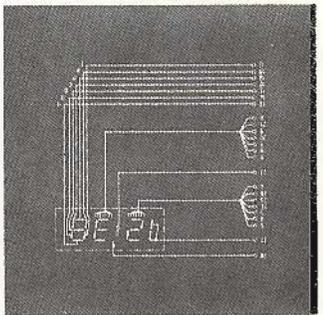
Città C.A.P.

Data Firma

ABBONATO

NON ABBONATO

1



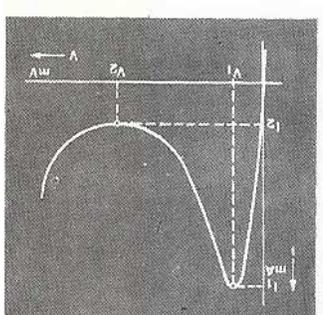
il libro degli orologi elettronici

di Horst Peika

176 pagine, pag. 176, L. 4.400

Horst Peika - Il libro degli orologi elettronici, pag. 176, L. 4.400

4



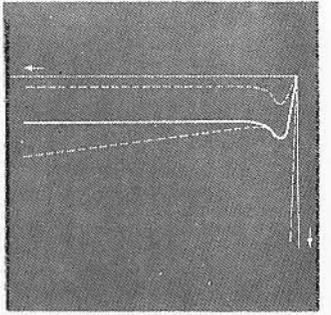
dizionario dei semiconduttori

di R. Böhm

178 pagine, pag. 178, L. 4.400

Böcher/Wiegelmann - Dizionario dei semiconduttori, pag. 178, L. 4.400

2



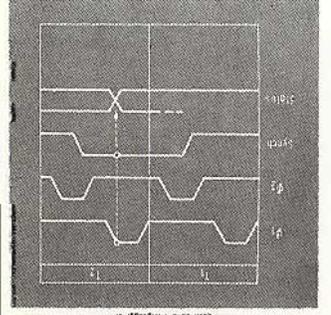
ricerca dei guasti nei radioricevitori

di Renardy/Lummer

112 pagine, pag. 112, L. 3.600

Renardy/Lummer - Ricerca dei guasti nei radioricevitori, pag. 112, L. 3.600

3



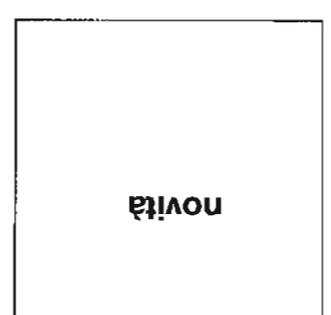
cos'è un microprocessore?

di Horst Peika

120 pagine, pag. 120, L. 3.600

Horst Peika - Cos'è un microprocessore, pag. 120, L. 3.600

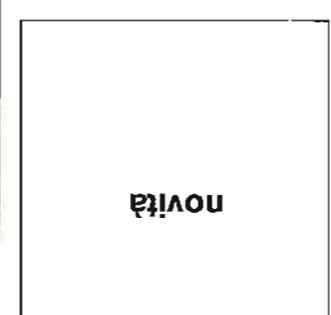
5



l'organo elettronico

R. Böhm - Le caratteristiche, i circuiti principali, le tecniche di costruzione ed i consigli per l'acquisto, pag. 156, L. 4.400

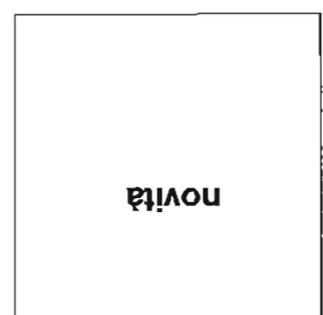
6



il libro dei circuiti hi-fi

Khone/Hors - Dall'acquisto critico di un impianto Hi-Fi alla sua realizzazione, pag. 154, L. 4.400

7



guida alla riparazione del televisore a colori

Bochum/Dögl - Un volume fotografico a colori con le riproduzioni dei guasti più frequenti e le relative cause, pag. 120



Sel. 5-78

1	2	3	4	5	6	7
---	---	---	---	---	---	---

QUANT. N. VOL.

NOME

COGNOME

VIA

CITTA

C.A.P.

FIRMA

DATA

ABBONATO

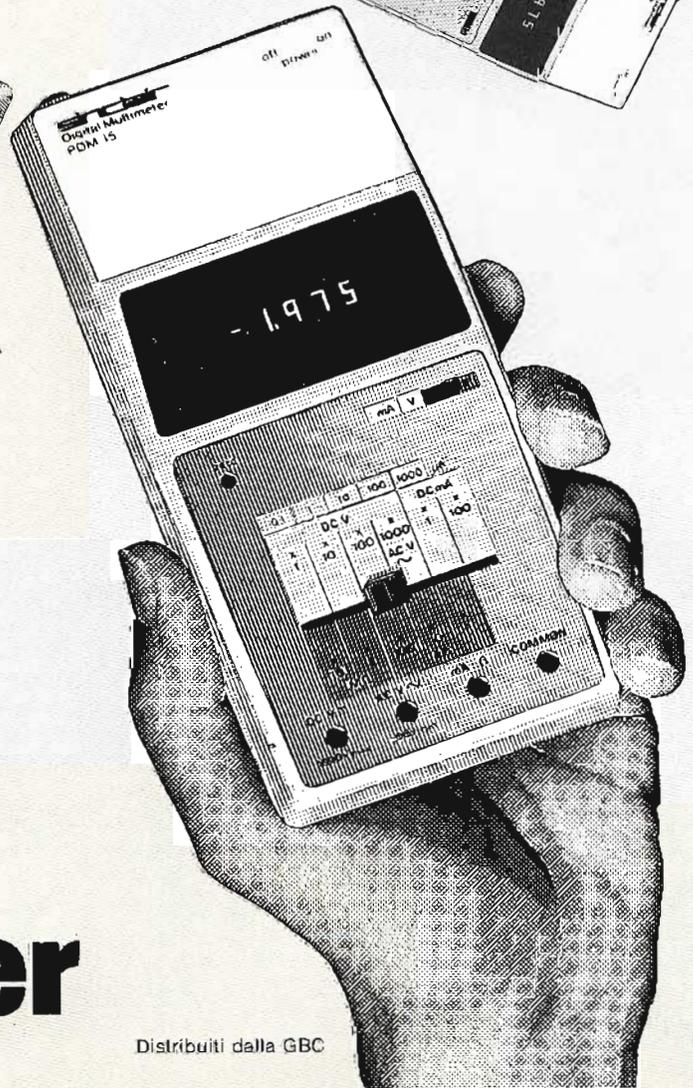
NON ABBONATO

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa o incollata su cartolina postale a: Selezione - Via Pelizza da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello Balsamo. Vi prego inviarmi i seguenti volumi. Pagherò in contassegno l'importo indicato + spese di spedizione.



£. 52.500
+ IVA

sinclair PDM 35 Digital Multimeter



Distribuiti dalla GBC

KS210

millivoltmetro a cristalli liquidi

Kutziuskit

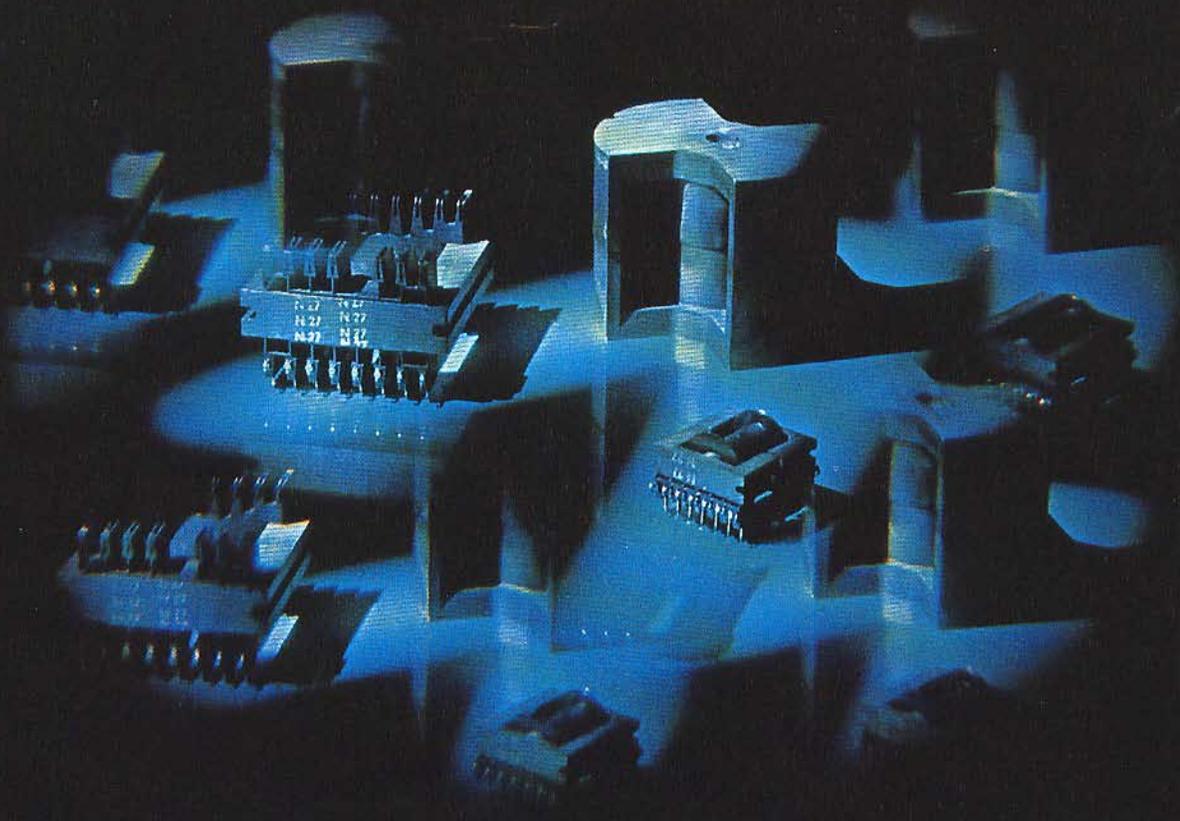
la *Kutziuskit* presenta:

Mini ricevitore FM KS100	L. 5.500
Mixer audio 2 canali KS130	L. 5.500
Level meter KS140	L. 10.900
Timer per tempilunghi KS150	L. 8.700
Timer fotografico KS160	L. 12.300
Radio microfono KS200	L. 7.300
Millivoltmetro a cristalli liquidi KS210	L. 53.000
Millivoltmetro a led KS220	L. 43.000
Orologio digitale KS400	L. 21.000

IVA COMPRESA

SIEMENS

nuovi nuclei in ferrite per alimentatori



Gli alimentatori a chopper contribuiscono in modo sempre più crescente a porre in risalto la tecnologia dell'alimentazione moderna di apparecchi elettronici, quali telescriventi, apparati radiodiagnostici, televisori e centralini di controllo.

Principio comune è un convertitore di tensione continua nel quale si sfrutta il fatto che, con l'aumentare della frequenza di commutazione, si può ridurre drasticamente il volume ed il peso dei trasformatori e dei relativi filtri. Al posto dei normali trasformatori con nuclei a lamierini di ferro si possono usare quelli con nuclei in ferrite di più facile produzione ed

essenzialmente più piccoli.

L'attuale tecnica circuitale è estremamente flessibile e consente in pratica la realizzazione di qualsiasi combinazione desiderata di tensione e corrente in uscita. Con il controllo sul tempo di commutazione si ottiene un'elevata precisione con un rendimento di oltre l'80%.

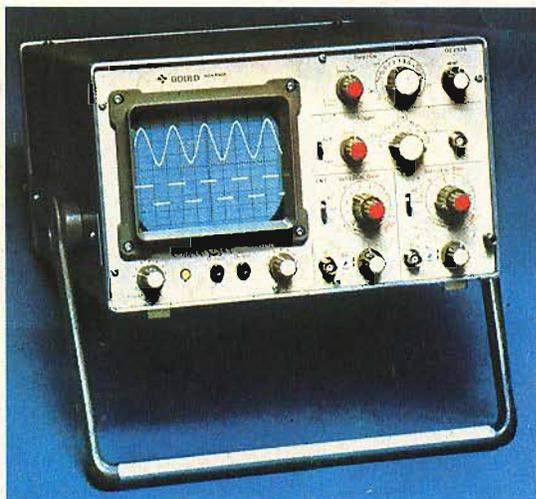
SIEMENS ELETTRA S.P.A.

Divisione componenti, apparecchiature e sistemi di misura - Reparto A 203

20124 Milano - via Fabio Filzi 25/A - tel. (02) 6248

componenti elettronici della Siemens

certi oscilloscopi da 15 MHz costano più di L. 800.000



La nostra alternativa
è il nuovo OS250B

 **GOULD ADVANCE**

L. 550.000

e lo garantiamo 2 anni

DC - 15 MHz
2 canali
sensibilità 2 mV/cm
schermo 8x10 cm
sincronismo TV
funzionamento x-y



Le Vostre esigenze si fermano a 10 MHz? La nostra alternativa è il nuovo OS245A, stessa qualità Gould Advance, stessa garanzia di 2 anni, ancora più conveniente: L. 435.000

La GOULD ADVANCE costruisce Oscilloscopi da oltre 15 anni. Ne ha già venduti decine di migliaia, esportandoli in tutto il mondo. Il motivo di tale successo? Negli Oscilloscopi GOULD ADVANCE si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo. Per tante esigenze, tanti modelli diversi:

- | | | | |
|----------------|---|----------------|---|
| OS245A | 10 MHz - 2 canali - schermo 8x10 div
sensibilità 5 mV/div - sincronismo TV
funzionamento x-y - molto compatto | OS1100 | 30 MHz - 2 canali - 8x10 cm - 1 mV/cm
trigger automatico - trigger delay
linea di ritardo - single sweep - x-y |
| OS250B | 15 MHz - 2 canali - schermo 8x10 cm
sensibilità 2 mV/cm - sincronismo TV
funzionamento x-y | OS3000A | 40 MHz - 2 canali - 2 basi dei tempi
trigger autom. - linea di ritardo - 8x10 cm
5 mV/cm (1 mV/cm fino a 10 MHz) |
| OS260 | 15 MHz - DOPPIO RAGGIO - EHT 10 KV
schermo 8x10 cm - sensibilità 2 mV/cm
funzionamento x-y | OS3300B | 50 MHz - 2 canali - 2 basi dei tempi
trigger autom. e composito - linea di ritardo
5 mV/cm (1 mV/cm fino a 10 MHz) |
| OS1000B | 20 MHz - 2 canali - 8x10 cm - 5 mV/cm
trigger automatico - linea di ritardo
sincronismo TVL e TVF - x-y | OS4000 | Uno strumento innovativo:
OSCILLOSCOPIO A MEMORIA DIGITALE
1024x8 bit - intervallo minimo 550 ns |

TUTTI I MODELLI HANNO CONSEGNA PRONTA

Per maggiori informazioni, offerte, dimostrazioni TELEFONATE O
SPEDITE IL TAGLIANDO A LATO al Distributore esclusivo per l'Italia:

elettronucleonica s.p.a.

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

MILANO - Piazza De Angeli 7 - tel. (02) 4982451
ROMA - Via G. Segato 31 - tel. (06) 5139455

Aprile 1978 - Prezzi e caratteristiche tecniche potranno essere modificati senza preavviso.

elettronucleonica S.p.A.

TAGLIANDO VALIDO PER

- avere una dimostrazione del Modello
- ricevere un'offerta del Modello
- ricevere il catalogo dettagliato del Modello

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo