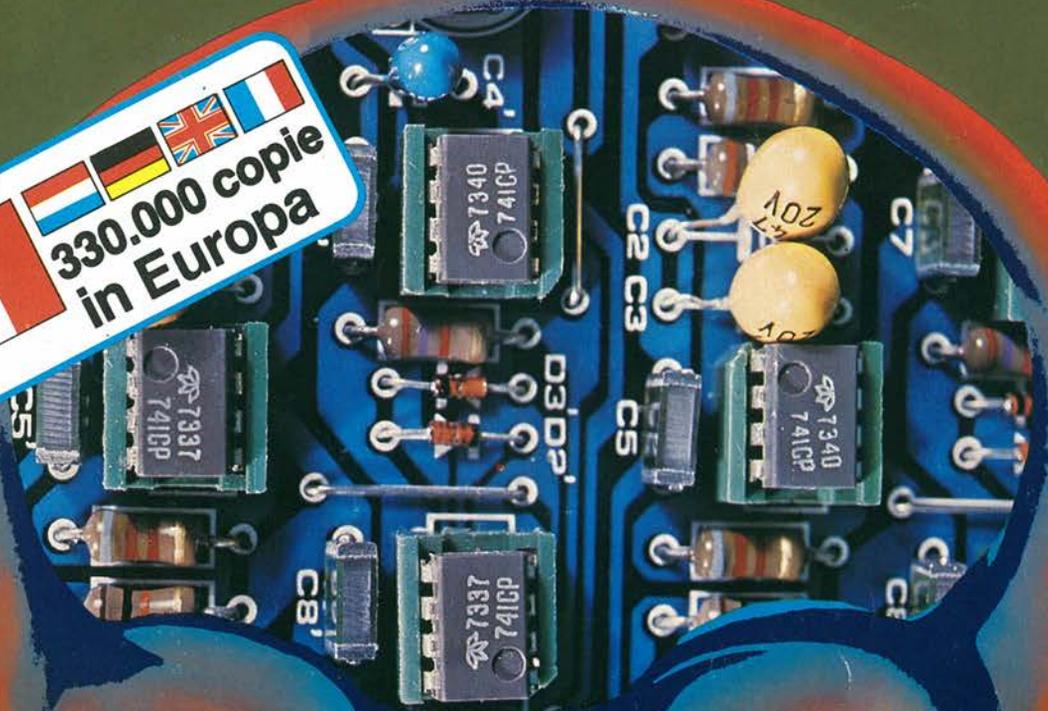


elektor

n° 1
giugno 1979
L. 2.000

elettronica - scienza tecnica e diletto



le fotografie
di Kirlian
preco:
preamplificatore
generatore
di funzioni
riduttore
del rumore
mini-phasing
tachimetro
per la bicicletta

MICROCOMPUTER SU SCHEDA SINGOLA

AIM 65

AIM 65:

il microcomputer che ha nella sua grande versatilità d'impiego il suo maggior pregio: sistema di sviluppo, controllo di processo, tester, terminale, sistema di istruzione... e poi basta solo un po' di fantasia per trovare altre mille utili applicazioni.

Anche il prezzo è quanto mai interessante!

L'AIM 65 è completo di: stampante caratteri ASCII 20 colonne - display 20 caratteri ASCII - interfaccia per due audio cassette e TTY - tastiera completa di tipo terminale - 1 K o 4 K byte RAM - bus espandibile esternamente.

Firmware: - monitor - debugger (trace, break points) - assembler - disassembler - text editor - basic.

Dott. Ing. Giuseppe De Mico s.p.a.

20121 MILANO

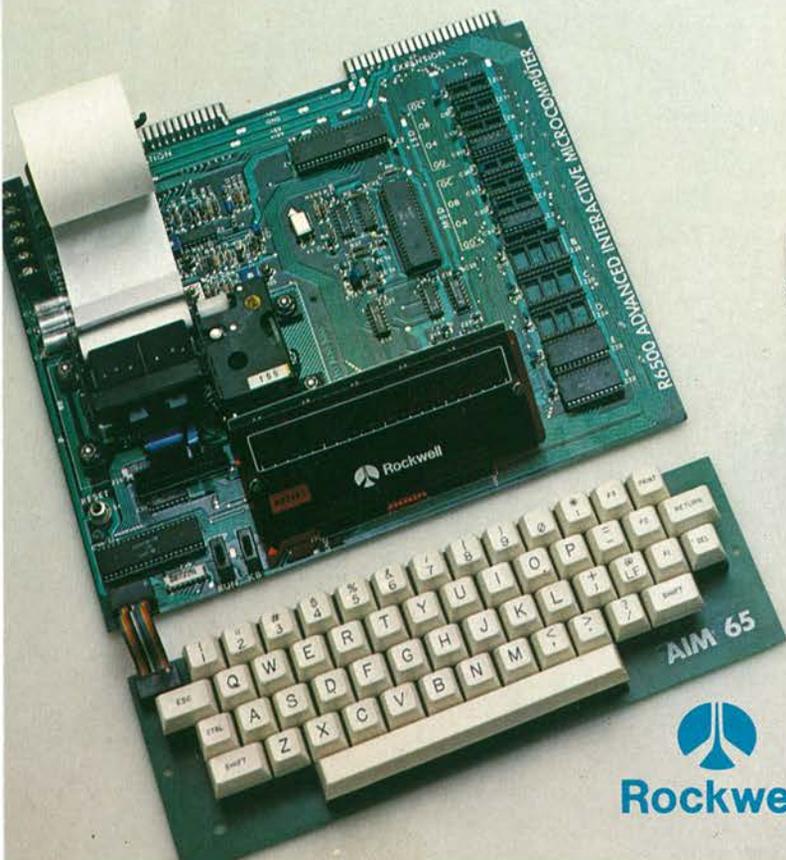
Via Manzoni, 31

Tel. (02) 653131 - Telex: 312035

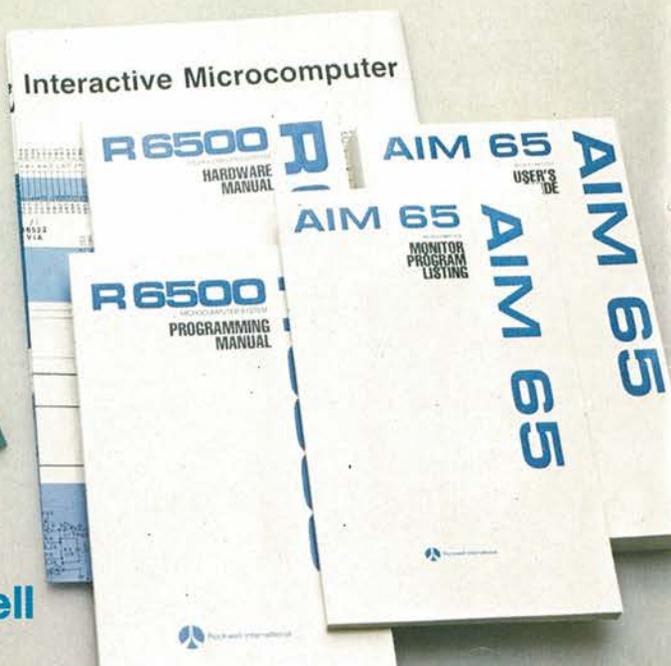
Teleg.: Twinrapid

Uffici regionali:

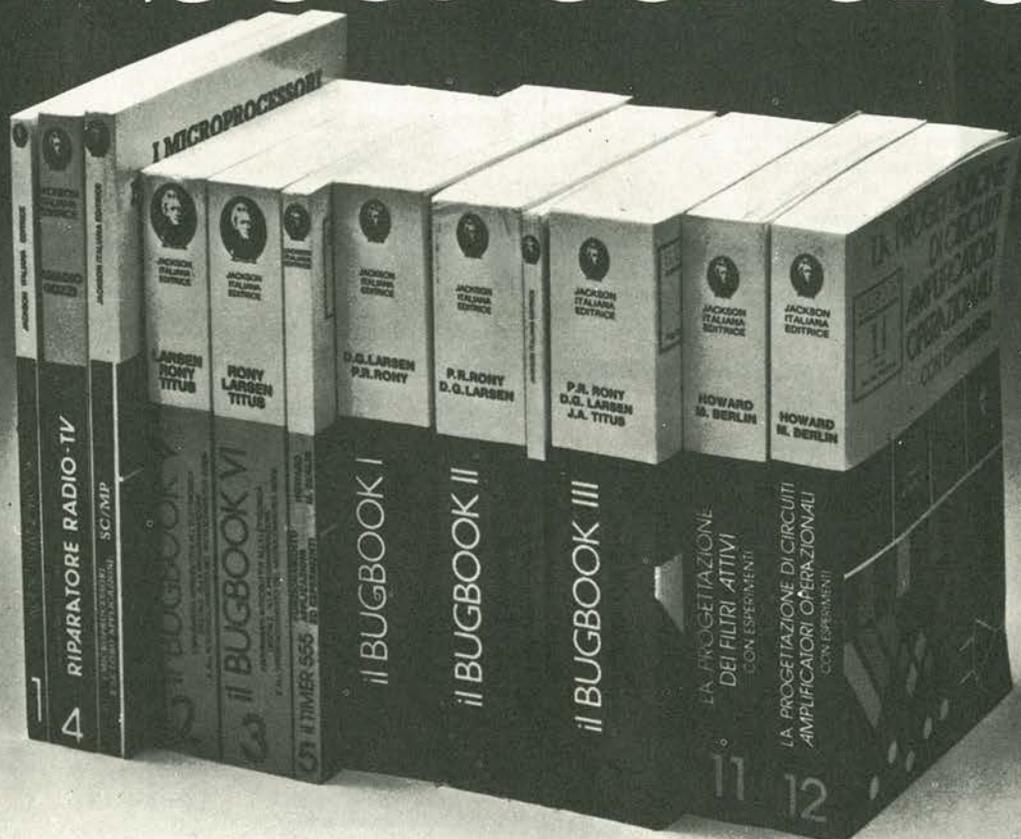
Roma/Torino/Bologna/Padova




Rockwell



i "best-sellers"



AUDIO HANDBOOK

Un manuale di progettazione audio con discussioni particolari e progetti completi.
L. 9.500 (Abb. L. 8.550)

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

Un autentico strumento di lavoro. Fra i numerosi argomenti trattati figurano: il laboratorio. Il servizio a domicilio. Antenne singole e centralizzate. Riparazione dei TV b/n e colore. Il ricevitore AM FM. Apparecchi e BF e CB. Strumentazione. Elenco ditte di radiotecnica, ecc.
L. 18.500 (Abb. L. 16.650)

SC/MP

Questo testo sul microprocessore SC/MP è corredato da una serie di esempi di applicazione e di programmi di utilità generale, tali da permettere al lettore una immediata verifica dei concetti teorici esposti e un'immediata sperimentazione anche a livello di realizzazione progettuale.
L. 9.500 (Abb. L. 8.550)

IL BUGBOOK V E IL BUGBOOK VI

Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione ed all'interfaciamento del microprocessore 8080A. I Bugbook V e VI costituiscono i primi veri testi organici a livello universitario sui microprocessori, con taglio nettamente sperimentale. Questi testi, oltre al Virginia Polytechnic Institute, sono utilizzati in corsi aziendali,

in seminari di aggiornamento tecnico e in scuole di tutto il mondo.

L. 19.000 ogni volume (Abb. L. 17.100)

IL TIMER 555

Il 555 è un temporizzatore dai mille usi. Il libro descrive circa 100 circuiti utilizzando questo dispositivo e numerosi esperimenti.
L. 8.600 (Abb. L. 7.750)

IL BUGBOOK I E IL BUGBOOK II

Strumenti di studio per i neofiti e di aggiornamento professionale per chi già vive l'elettronica "tradizionale", questi due libri complementari presentano esperimenti sui circuiti logici e di memoria, utilizzando circuiti integrati TTL. La teoria è subito collegata alla sperimentazione pratica, secondo il principio per cui si può veramente imparare solo quello che si sperimenta in prima persona.
L. 18.000 ogni volume (Abb. L. 16.200)

IL BUGBOOK II/A

Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzando il ricevitore/trasmittitore universale asincrono (Uart) ed il Loop di corrente a 20 mA.
L. 4.500 (Abb. L. 4.050)

IL BUGBOOK III

Questo libro fornisce una parola definitiva sull'argomento "8080A" divenuto ormai un classico nella letteratura

tecnica sui microprocessori. Da ogni parte, sia da istituti di formazione che da varie case costruttrici, sono stati pubblicati manuali e libri di testo, ma nessuno raggiunge la completezza di questo Bugbook e, soprattutto, nessuno presenta l'oggetto "8080A" in un modo così didattico e sperimentale.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI

Tratta un argomento di notevole attualità, rendendolo piano e comprensibile a tutti. Le riviste di settore dedicano ampio spazio a questo aspetto dell'elettronica da oltre tre anni. Questo libro raccoglie tutto quanto è necessario sapere sui filtri attivi aggiungendovi numerosi esempi pratici ed esperimenti.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI

Gli amplificatori operazionali, in gergo chiamati OP-AMP, sono ormai diffusissimi in elettronica. Il libro ne spiega il funzionamento illustrando alcune applicazioni pratiche e fornisce numerosi esperimenti. Le persone interessate all'argomento sono moltissime: dal tecnico esperto al semplice hobbista. Si tratta del miglior libro pubblicato nella materia specifica.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA Da inviare a Jackson Italiana Editrice srl - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano.

SCONTO 10% AGLI ABBONATI

Inviatemi i seguenti volumi pagherò al postino l'importo indicato più le spese di spedizione.

Pagamento anticipato senza spese di spedizione.

Nome _____

N — Audio Handbook L. 9.500 (Abb. L. 8.550)

Cognome _____

N — Manuale del Riparatore Radio-TV L. 18.500 (Abb. L. 16.650)

Via _____ N _____

N — SC/MP L. 9.500 (Abb. L. 8.550)

Città _____ Cap. _____

N — Bugbook V L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

Codice Fiscale _____

N — Bugbook VI L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

Data _____ Firma _____

N — Timer 555 L. 8.600 (Abb. L. 7.750)

N — Bugbook I L. 18.000 (Abb. L. 16.200)

N — Bugbook II L. 18.000 (Abb. L. 16.200)

N — Bugbook II/A L. 4.500 (Abb. L. 4.050)

N — Bugbook III L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

N — La Progettazione dei Filtri Attivi L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

N — La Progettazione degli Amp Op L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

elektor

anno 1°, n. 1

giugno 1979

Direzione e**Redazione:**Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Tel: 61.72.641 - 61.73.441**Editore J.C.E.****Direttore****responsabile:**

Ruben Castelfranchi

Redattore capo:

Bob W. van der Horst

Segretaria di**redazione:**

Marta Menegardo

Staff di redazione:J. Barendrecht, G. Dam, E. Day, B. Develter,
P. Holmes, E. Krempelsaner, G. Nachbar,
A. Nachtman, A. Pauptit, K. Walraven,
P. de Winter.**Abbonamenti:**

Patrizia Ghioni

Contabilità:

Franco Mancini - Maria Grazia Sebastiani

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979

Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70

Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:

Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano

Stampa: Elcograf - Beverate (Como)

Prezzo della rivista: L. 2.000

Numero arretrato: L. 3.000

Diritti di riproduzione

Italia : JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.

Francia : Societ  des Publications Elektor sarl, Le Douliou 59940 Estaires.

Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.

Germania: Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangel

Olanda : Elektuur B.V., 6190 AB Beek

DIRITTI D'AUTORE

La protezione del diritto d'autore   estesa non solamente al contenuto redazionale di Elektor ma anche alle illustrazioni e ai circuiti stampati. Conformemente alla legge sui Brevetti n  1127 del 29-6-39, i circuiti e gli schemi pubblicati su Elektor possono essere realizzati solo ed esclusivamente per scopi privati o scientifici e comunque non commerciali. L'utilizzazione degli schemi non comporta alcuna responsabilit  da parte della Societ  editrice.

Quest'ultima non   tenuta a rendere articoli che ad essa pervengono senza che vi sia stata una richiesta specifica.

Se la Societ  editrice accetta di pubblicare un articolo ad essa inviato, essa   in diritto di modificarlo e/o di farlo modificare a sue spese; la Societ  editrice   anche in diritto di tradurre e/o fare tradurre un articolo e di utilizzarlo per le sue diverse edizioni e attivit  dietro compenso conforme alle tariffe in uso presso la Societ  editrice stessa. Alcuni circuiti, dispositivi, componenti, ecc. descritti in questa rivista possono beneficiare dei diritti propri ai brevetti; la Societ  editrice non accetta alcuna responsabilit  per il fatto che ci  possa non essere menzionato.

ABBONAMENTI

Abbonamenti da luglio a dicembre 1979	Italia	Estero
	L. 10.000	L. 15.000
Abbonamenti annuali	L. 20.000	L. 30.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n  315275

CORRISPONDENZA

Per una pi  celere evasione della corrispondenza indicare sempre sulle buste una delle seguenti sigle:

DT = domande tecniche	P = pubblicit�, annunci
DR = direttore responsabile	A = abbonamenti
CI = cambio indirizzo	SR = segretaria di redazione
EPS = circuiti stampati	SA = servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzato per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:

Reina & C. - Via Ricasoli 2 - 20124 Milano - Tel: 803.101 - 866.191

Copyright   Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. 1979

1 decodifica

Cosa   un TUN?**Cosa   un 10n?****Cosa   l'ESP?****Cosa   il servizio QT?****Perch  la colpa di Elektor?****Tipi di semiconduttori**

Esistono spesso notevoli affinit  fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa.

  per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor a bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

UCEO, max	20 V
IC, max	100 mA
hfe, min	100
Ptot, max	100 mW
fT, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche

TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859, 2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diode Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
UR, max	25 V	20 V
IF, max	100 mA	35 mA
IR, max	1 �A	100 �A
Ptot, max	250 mW	250 mW
CD, max	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.

E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoch  similari, ma di qualit  migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo pu  essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' pu  essere anche letto indifferentemente  A 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e condensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omissi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p (pico)	= 10 ⁻¹²
n (nano-)	= 10 ⁻⁹
� (micro-)	= 10 ⁻⁶
m (milli-)	= 10 ⁻³
k (kilo-)	= 10 ³
M (menage-)	= 10 ⁶
G (giga-)	= 10 ⁹

Alcuni esempi:

Valori delle resistenze

2k7 = 2,7 k  = 2700  

470 = 470  

Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.

Valori di condensatori: 4 p7 =

4,7 pF = 0,000000000047 F

10n = 0,01  F

10⁻⁸ F

Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola   quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 k /V.

Tensione d'alimentazione

I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso,   possibile telefonare il luned  dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta   necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor** Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o miglioria a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.



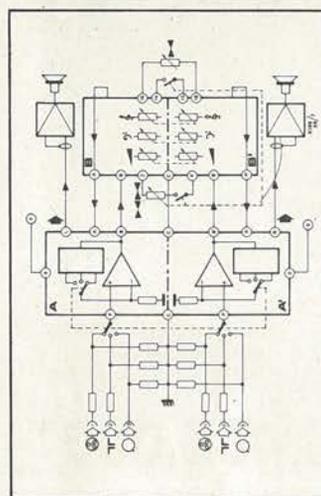
Generatore di funzioni semplice

Un apparecchio universale e utilissimo che offre a tutti gli appassionati autocostruttori un mezzo semplice ed efficace per il controllo delle loro realizzazioni. p. 6-27



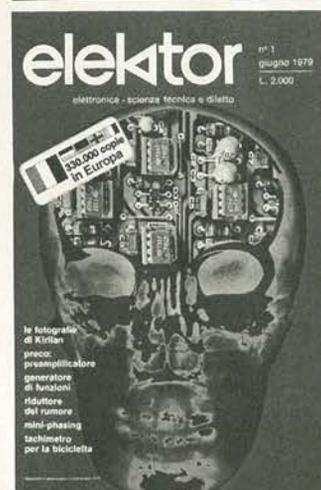
La fotografia di Kirlian

Questo sistema ha poco in comune con quello convenzionale. La pellicola viene esposta non con un procedimento ottico attraverso un sistema di lenti, ma ponendo l'oggetto da fotografare in contatto con la pellicola e sottoponendo l'insieme ad un campo elettrico alternato intenso. p. 6-45



Preco

Questo preamplificatore correttore offre prestazioni eccellenti con un costo ragionevole. L'apparecchio può essere posto in un contenitore separato consentendo di telecomandare il volume, il bilanciamento, i controlli di toni e l'intensità dell'effetto stereofonico. p. 6-4



Ciò che Elektor ha nella sua testa è espresso solo parzialmente in questa prima edizione. Non perdetevi il prossimo numero.

SOMMARIO

introduzione alla prima edizione	6-07
selektor	6-25
generatore di funzioni semplice	6-27
mini-phasing - R. Otterwell	6-34
Consente di ottenere effetti di phasing interessanti pur essendo caratterizzato da una notevole semplicità. La costruzione è economica richiedendo solo pochi e normali componenti.	
alimentatore stabilizzato a circuiti integrati	6-35
Esiste un circuito integrato aggiunto alla semplicità di questo tipo di regolatori il vantaggio supplementare di una tensione regolata variabile.	
tup-tun-dug-dus	6-40
preco 1 - T. Myrick	6-41
Preamplificatore e regolatore telecomandato.	
le fotografie di Kirlian	6-45
L'articolo descrive la costruzione di un apparecchio fotografico Kirlian sperimentale, poco costoso.	
simulatore di fischio a vapore	6-49
sintetizzatore di vaporiera	6-50
iniettore di segnali	6-52
riduttore dinamico del rumore	6-53
Il rumore di fondo dovuto al nastro magnetico è uno dei maggiori difetti dei registratori e specialmente di quelli a cassetta. Per questa ragione da qualche anno sono stati sviluppati diversi procedimenti atti a ridurre questo difetto.	
tachimetro per la bicicletta	6-59
sistema automatico per il cambio delle diapositive - W. Frose	6-61
Questo montaggio reagisce alla caduta di livello BF quando il commento si arresta per più di un secondo.	
regolatore di tensione-corrente per l'automobile	6-64
misure da manuale	6-65
generatore di toneburst IHF	6-70
indicatore dei difetti delle luci di bordo	6-71
mercato	6-72

certi oscilloscopi da 15 MHz costano più di L. 800.000

GOULD ADVANCE **nuovo** OS255 è l'alternativa

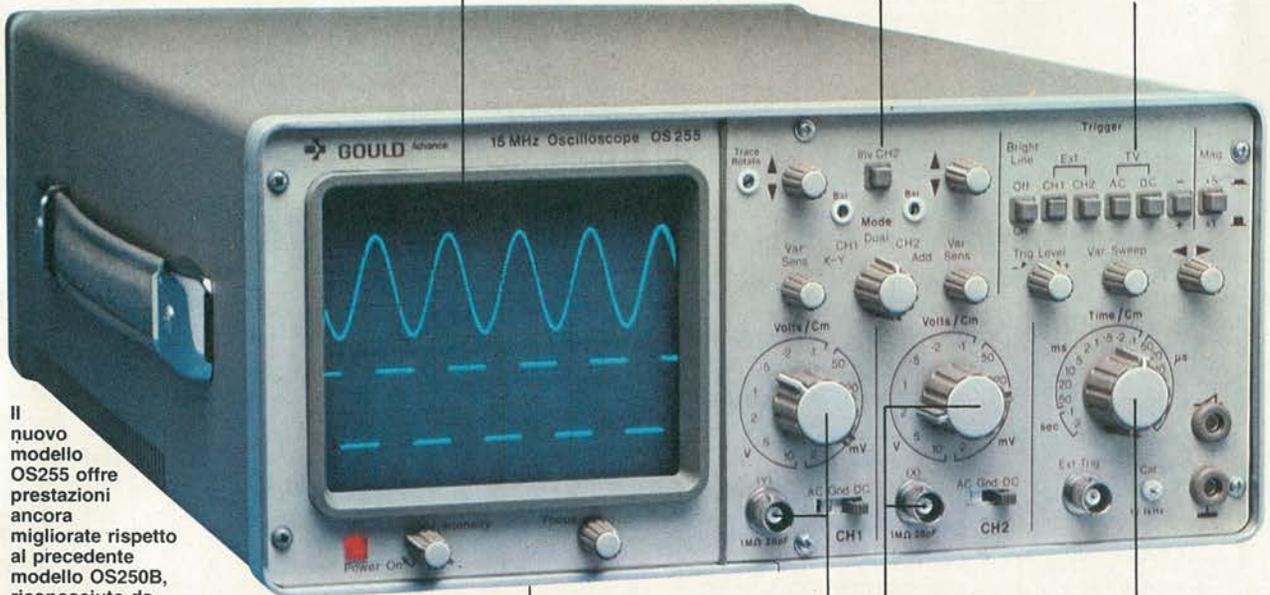
L. 595.000* e 2 anni di garanzia

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base



Il nuovo modello OS255 offre prestazioni ancora migliorate rispetto al precedente modello OS250B, riconosciuto da migliaia di utilizzatori il miglior oscilloscopio a 15 MHz per il suo ottimo rapporto prestazioni/prezzo.

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Se le Vostre esigenze si fermano a 12 MHz, il modello OS253 è l'alternativa: stessa qualità Gould Advance, stessa garanzia di 2 anni, ancora più conveniente **L. 495.000***

OS253	12 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - x-y
OS255	15 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - sinc. TV - x-y
OS260	15 MHz - doppio raggio 8x10 cm - 2 mV/cm - x-y
OS1000B	20 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - linea di ritardo



OS1100	30 MHz - 2 canali - 8x10 cm 1 mV/cm - trigger delay - x-y
OS3000A	40 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - 2 basi dei tempi
OS3500	60 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - 2 basi dei tempi
OS4000	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - 100µV/cm - 1µs

TUTTI I MODELLI HANNO CONSEGNA PRONTA

* Mag. 79 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs = Lire 1700 ± 2%



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via G. Segato, 31 - tel. (06) 51.39.455

elettronucleonica S.p.A.

EK 6/79

Desidero

- maggiori informazioni su gli Oscilloscopi
Gould Advance modello.....
- avere una dimostrazione degli Oscilloscopi
Gould Advance modello.....

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

introduzione alla prima edizione italiana

Ecco il primo numero di Elektor, una rivista che ha per vocazione la promozione dell'elettronica. Elektor è edita nei Paesi Bassi da oltre 19 anni; le versioni in lingua tedesca, inglese e francese contano rispettivamente 8, 4 e 1 anno d'esistenza. Questa edizione italiana rappresenta, quindi, il logico complemento delle edizioni già circolanti.

Laddove è pubblicata, l'approccio di Elektor alla materia elettronica è particolarmente apprezzato; infatti Elektor si cura di rispettare in ognuna delle sue edizioni le particolarità proprie a ciascun paese.

Da questo punto di vista vi è un sicuro dato di fatto che indica il successo raggiunto: oltre 330.000 copie vendute ogni mese ai lettori che comprendono tanto lo sperimentatore che il professionista dall'elettronica.

I montaggi che Elektor propone, impiegano componenti moderni, con una speciale inclinazione per gli IC, lineari e digitali più economici.

Proponendo realizzazioni pratiche, Elektor stimola i lettori a seguire da vicino ogni progresso in elettronica, dando tutte le possibili indicazioni divulgative a supporto.

I progetti esposti sono per la maggior parte elaborati nei laboratori di ricerca di Elektor, la rivista fornisce anche circuiti stampati, di insuperabile qualità che consentono una sicura realizzazione dei vari progetti.

La Redazione tiene ben conto delle disponibilità dei componenti suggeriti; se un tale apparecchio fa uso di un componente "ultimo nato", tutto viene attuato affinché il lettore possa reperirlo presso il suo fornitore abituale.

Nelle nazioni in cui Elektor è attualmente diffusa, questa politica

editoriale ha stimolato molti dettaglianti della componentistica a modernizzarsi, a modellare i loro acquisti verso componenti presentati nelle pubblicazioni di Elektor. In tal modo, si è avuta addirittura una evoluzione del mercato, certo benefica perché vertita al progresso da un lato e al diffondersi di materiali che hanno un prezzo ragionevole dall'altro. Elektor, d'altronde, volendo rimanere totalmente sovrana nei giudizi ed indipendente, non vuole dettare legge nel campo commerciale.

Si limita a suggerimenti del tutto disinteressati e non distribuisce componenti ma solo i circuiti di volta in volta previsti.

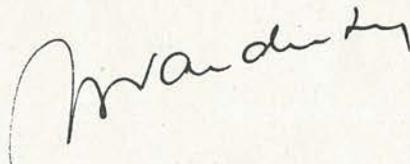
Elektor si sforza di seguire l'attualità da vicino; non solo propone, ma altresì tiene dovuto conto di eventuali critiche e suggerimenti.

Già da questo primo anno di vita Elektor uscirà mensilmente.

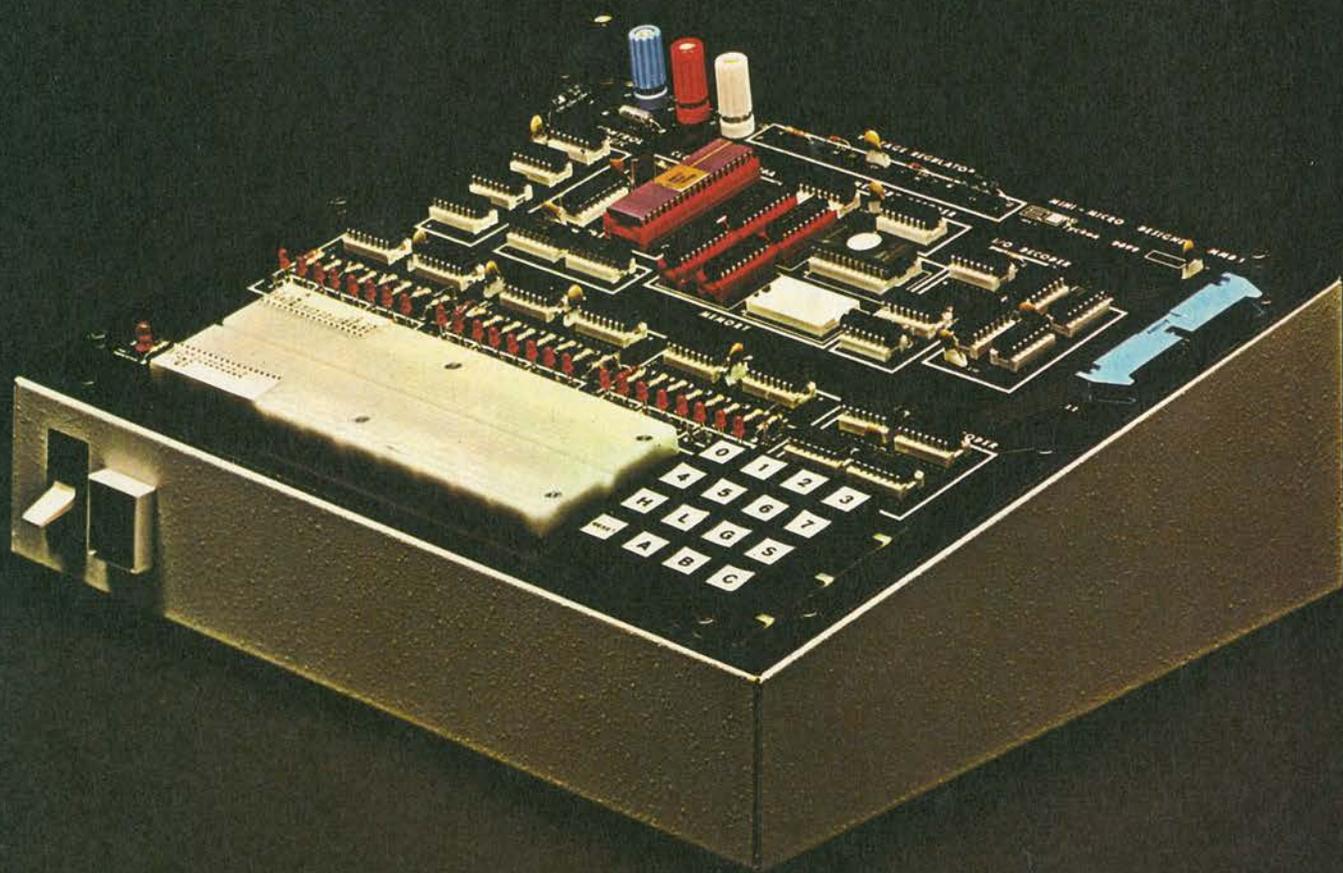
Il numero di Luglio/Agosto sarà un numero doppio e conterrà una straordinaria quantità di circuiti.

Parallelamente all'edizione della rivista, la J.C.E. curerà anche la versione italiana di una interessantissima serie di libri, realizzati dalla stessa redazione di Elektor, che hanno ottenuto un entusiastico accoglimento in tutta Europa.

Bob W. van der Horst
(capo redattore)



IL MICROGIGANTE DELL'ISTRUZIONE



MMD1

IL MICROCOMPUTER DEI BUGBOOKS



36016 THIENE (VI) - Via Valbella - cond. Alfa - Tel. 0445-34961
10122 TORINO - C.so Palestro, 3 - Tel. 011-541686



MICROLEM divisione didattica
MILANO

per la tua auto, accessori e...

Car-Box compact schermato
supporto estraibile

KC/2630-20



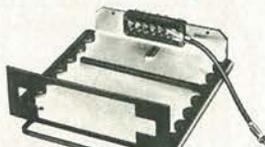
Car-Box lungo schermato
supporto estraibile

KC/2630-10



Supporto estraibile
per autoradio stereo lungo

KC/2630-00



Plancia estraibile da incasso
Mod. Transdin/170
per autoradio a norme DIN 75500
"Autosonik"
Dimensioni
dell'autoradio: 180 x 44 x 158

KC/2630-80

Plancia estraibile da incasso
Mod. Transdin/155
per autoradio a norme DIN 75500
"Autosonik"
Dimensioni
dell'autoradio: 180 x 44 x 135

KC/2630-90



Plancia estraibile per mangianastri
Composta da due piastre scorrevoli
una nell'altra che si uniscono
tramite una contattiera.

KC/2630-60



Plancia estraibile da incasso
Mod. 229
per autoradio a norme
DIN 75500 "TLM"
Dimensioni
dell'autoradio: 180 x 44 x 158

KC/2632-00



Condensatori passanti antidisturbo
A 1 terminale
Tensione di lavoro: 110 V

Capacità: 0,5 μ F KC/2150-00
Capacità: 2,2 μ F KC/2160-00



Condensatori passanti antidisturbo
A 2 terminali
Tensione di lavoro: 110 V

Capacità: 0,5 μ F KC/2170-00
Capacità: 2,2 μ F KC/2180-00



Soppressore per candele
Valore: 10.000 Ω
Tolleranza: \pm 20%

KC/2200-00

Confezione per schermaggio autovetture

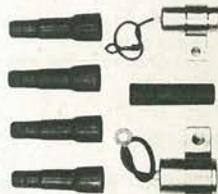
Comprende:
5 soppressori da 10.000 Ω
1 condensatore da 3 μ F - 300 V
2 condens passanti da 3 μ F - 300 V
1 foglio istruzioni per il montaggio

KC/2450-00

Confezione per schermaggio autovetture

Comprende:
1 condens da 1 μ F - 1 condens da 0,5 μ F
5 soppressori da 10.000 Ω
"Self-Service"

KC/2400-00



Condensatori passanti antidisturbo
A 2 terminali
Tensione di lavoro: 110 V

Capacità: 0,5 μ F KC/2170-00
Capacità: 2,2 μ F KC/2180-00



Antenna per autoradio
Fissaggio: a grondaia
Lunghezza cavo: 1.430
Lunghezza totale: 785
Inclinazione: variabile

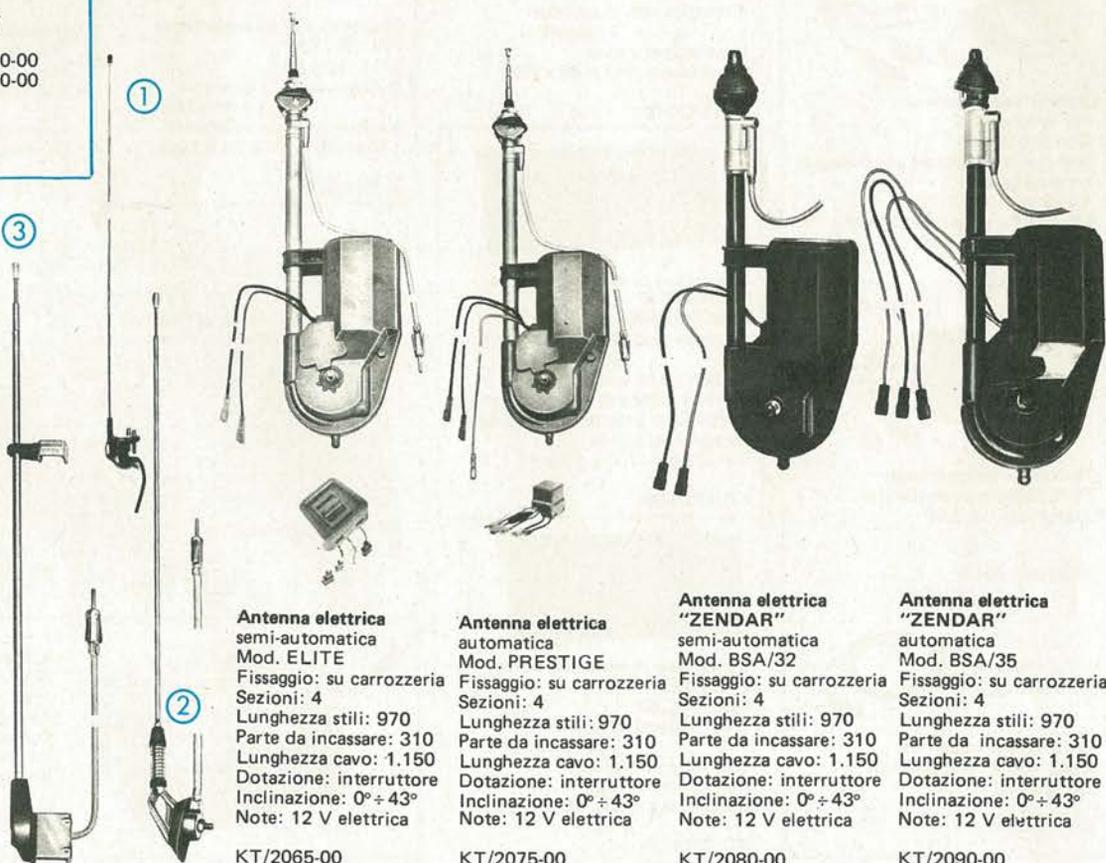
KT/1000-00

Antenna "ZENDAR"
per autoradio
Mod. BSA/21
Fissaggio: su carrozzeria
Lunghezza cavo: 2.100
Sezioni: 2
Lunghezza totale: 840
Inclinazione: 0° \pm 90°

KT/1170-00

Antenna per autoradio
Fissaggio: su carrozzeria
Lunghezza cavo: 1.530
Sezioni: 3
Lunghezza totale: 1.080
Inclinazione: fissa
Capacità: 65 pF

KT/1231-00



Antenna elettrica
semi-automatica
Mod. ELITE
Fissaggio: su carrozzeria
Sezioni: 4
Lunghezza stili: 970
Parte da incassare: 310
Lunghezza cavo: 1.150
Dotazione: interruttore
Inclinazione: 0° \pm 43°
Note: 12 V elettrica

KT/2065-00

Antenna elettrica
semi-automatica
Mod. PRESTIGE
Fissaggio: su carrozzeria
Sezioni: 4
Lunghezza stili: 970
Parte da incassare: 310
Lunghezza cavo: 1.150
Dotazione: interruttore
Inclinazione: 0° \pm 43°
Note: 12 V elettrica

KT/2075-00

Antenna elettrica
"ZENDAR"
semi-automatica
Mod. BSA/32
Fissaggio: su carrozzeria
Sezioni: 4
Lunghezza stili: 970
Parte da incassare: 310
Lunghezza cavo: 1.150
Dotazione: interruttore
Inclinazione: 0° \pm 43°
Note: 12 V elettrica

KT/2080-00

Antenna elettrica
"ZENDAR"
automatica
Mod. BSA/35
Fissaggio: su carrozzeria
Sezioni: 4
Lunghezza stili: 970
Parte da incassare: 310
Lunghezza cavo: 1.150
Dotazione: interruttore
Inclinazione: 0° \pm 43°
Note: 12 V elettrica

KT/2090-00

Antenna "ZENDAR"
per autoradio
Mod. BSA/28
Fissaggio: su carrozzeria
Lunghezza cavo: 1.150
Sezioni: 4
Lunghezza totale: 1.000
Inclinazione: 0° ÷ 43°
KT/1800-00

Antenna "ZENDAR"
per autoradio
Mod. BSA/28 GOLF
Fissaggio: su carrozzeria
Lunghezza cavo: 1.500
Sezioni: 4
Lunghezza totale: 1.000
Inclinazione: fissa a 20°
KT/1802-00

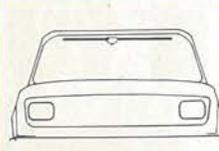


Antenna porta bollo
non amplificata
Lunghezza
cavo esteso: 1.500
KT/1025-00

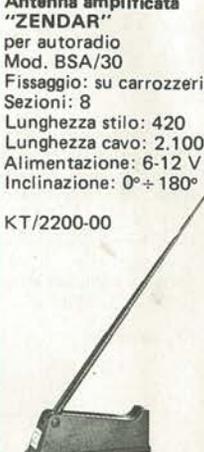
Antenna porta bollo
"ZENDAR"
amplificata
Mod. Z/302
Lunghezza
cavo esteso: 2.500
Alimentazione: 6-12 V
KT/1023-00



Antenna amplificata
"TEAM"
per autoradio
Mod. Hidden
Fissaggio: su parabrezza
Sistema
di amplificazione: 2 canali
Guadagno: 11-13 dB
Sezioni: 1
Lunghezza stilo: 700 ÷ 800
Lunghezza cavo: 2.150
Alimentazione: 6-12 V
Inclinazione: fissa
KT/2100-00



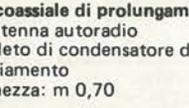
Antenna amplificata
"ZENDAR"
per autoradio
Mod. BSA/30
Fissaggio: su carrozzeria
Sezioni: 8
Lunghezza stilo: 420
Lunghezza cavo: 2.100
Alimentazione: 6-12 V
Inclinazione: 0° ÷ 180°
KT/2200-00



Cavo coassiale di prolungamento
Per antenna autoradio
Completo di condensatore di
bilanciamento
Lunghezza: m 3,50
KC/1110-00



Cavo coassiale di prolungamento
Per antenna autoradio
Completo di condensatore di
bilanciamento
Lunghezza: m 0,70
KC/1120-00



Confezione di cavetti
Per autoradio
Comprendente:
una piattina bipolare per collegare
un altoparlante
Lunghezza: m 0,70
Un cavetto di alimentazione
Lunghezza: m 0,70
KC/1080-00



Piattina di collegamento
Per altoparlante posteriore
Lunghezza: m 3,90
KC/1090-00



Cavo di alimentazione
Completo di portafusibile
Lunghezza: m 1,45
KC/1140-00



Miscelatore di bilanciamento
Per altoparlanti
Completo di manopola e di
morsetteria di collegamento
Potenza: 2 W
Valore: 25 Ω
KC/1670-00



Dispositivo di simulazione
quadrifonica "PLUMTEX"
Mod. 1 V
4 altoparlanti: 2 anteriori
2 posteriori
Regolazioni a slide
Dimensioni: 142 x 49 x 69
KC/1830-00



Dispositivo di controllo stereo
"PLUMTEX"
Mod. SSC-40S
4 altoparlanti: 2 anteriori
2 posteriori
Controllo del volume
Commutazione di esclusione degli
altoparlanti anteriori o posteriori
Regolazioni a slide
Dimensioni: 100 x 40 x 41
KC/1820-00



Dispositivo di controllo stereo
"PLUMTEX"
Mod. SSC-40
4 altoparlanti: 2 anteriori
2 posteriori
Controllo del volume
Regolazione a slide
Dimensioni: 100 x 40 x 42
KC/1810-00



Dispositivo di controllo per
autoradio "PLUMTEX"
Mod. CS-4
4 altoparlanti: 2 anteriori
2 posteriori
Regolazione con manopola
Dimensioni: 102 x 50 x 62
KC/1805-00



Dispositivo di bilanciamento
"PLUMTEX"
Mod. ASC-20
2 altoparlanti: 1 anteriore
1 posteriore
Regolazione con manopola
Dimensioni: 60 x 38 x 42,5
KC/1800-00



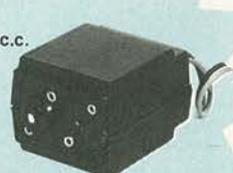
Commutatore per quattro
altoparlanti stereo "PLUMTEX"
Mod. SSS-1
Regolazione manuale per il
funzionamento da uno a quattro
altoparlanti
Separazione altoparlanti anteriori
e posteriori
Dimensioni: 60 x 38 x 34,5
KC/1825-00



Dispositivo di bilanciamento stereo
"PLUMTEX"
Mod. SSC-40B
4 altoparlanti: 2 anteriori
2 posteriori
Regolazione a slide
Dimensioni: 100 x 40 x 41
KC/1815-00

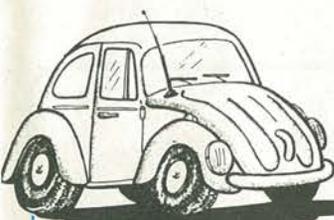


Riduttore di tensione
stabilizzato a uscite variabili
Tensione d'ingresso: 12 Vc.c.
Tensioni d'uscita: 6-7,5-9-12 Vc.c.
Corrente d'uscita: 0,5 A
Protezione automatica di
cortocircuito in uscita
Corredato di staffa di fissaggio
Utilizza i cavetti serie:
HT/4130-52 ÷ 62
Dimensioni: 75 x 55 x 45
KC/0500-00



Lampeggiatore elettronico
di emergenza "AMTRON"
Mod. UK 242 W
Alimentazione: 12 ÷ 14 Vc.c.
Portata max.: 2 x 5 A/200 V
Lampeggi minuto: 60
Dimensioni: 80 x 58 x 35
KC/3900-00





e... alta fedeltà



Amplificatore HI-FI stereo "ZENDAR"
Mod. PWB-30/30
Con comando di distanza by-pass
Potenza d'uscita: 30+30 W RMS su 4 Ω
22+22 W RMS su 8 Ω
Risposta di frequenza: 20 + 22.000 Hz
Densità: 0,15 W
Alimentazione: 12 Vc.c.
Assorbimento alla massima potenza: 5 A
Dimensioni: 152 x 90 x 45

KC/4040-00



Amplificatore stereo di potenza per autoradio "LYNN'S"
Mod. PB-6001
Comando per l'esclusione dell'amplificatore
Potenza d'uscita: 30+30 W su 4 Ω
Risposta di frequenza: 25 + 20.000 Hz
Assorbimento: 5 A
Impedenza: 4 - 8 Ω
Alimentazione: 13,5 Vc.c. negativo a massa
Dimensioni: 165 x 118 x 40

KC/5100-00



Amplificatore stereo di potenza per autoradio "LYNN'S"
Mod. PB-60
Comando per l'esclusione dell'amplificatore
Potenza d'uscita: 30+30 W su 4 Ω
Risposta di frequenza: 25 + 20.000 Hz
Assorbimento: 5 A
Impedenza: 4 - 8 Ω
Alimentazione: 13,5 Vc.c. negativo a massa
Dimensioni: 165 x 118 x 40

KC/5140-00



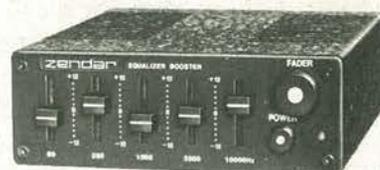
Amplificatore stereo di potenza per autoradio Mod. BS-01
Circuito automatico di accensione
Potenza d'uscita: 15+15 W RMS su 4 Ω
18+18 W RMS su 8 Ω
Risposta di frequenza: 30 + 20.000 Hz
Assorbimento: 5 A
Impedenza: 4 - 8 Ω
Alimentazione: 11 : 18 Vc.c. negativo a massa
Dimensioni: 180 x 99 x 55

KC/4100-00



Amplificatore stereo di potenza per autoradio "LYNN'S"
Mod. PB-6000
Circuito automatico di accensione
Potenza d'uscita: 30+30 W su 4 Ω
Risposta di frequenza: 25 + 20.000 Hz
Assorbimento: 5 A
Impedenza: 4 - 8 Ω
Alimentazione: 13,5 Vc.c. negativo a massa
Dimensioni: 165 x 118 x 40

KC/5120-00



Amplificatore equalizzatore per autoradio e mangianastri "ZENDAR"
Mod. EQB-30/30
Equalizzatore grafico a 5 bande
Miscelatore per controllo altoparlanti anteriori e posteriori
Amplificatore:
Potenza d'uscita: 15+15 W RMS su 4 Ω
Risposta di frequenza: 10 + 30.000 Hz
Distorsione armonica: <1%
Assorbimento alla massima potenza: 5 A
Alimentazione: 12 Vc.c. negativo a massa
Equalizzatore:
Comandi: a slitta
Frequenza di comando: 60 Hz, 250 Hz, 1 kHz, 3,5 kHz, 10 kHz
Gamma di comando: ± 12 dB
Dimensioni: 165 x 47 x 140

KC/4030-00



Amplificatore stereo di potenza per autoradio "AUTOSONIK"
Mod. Maxisound 1
Controllabile con i comandi dell'autoradio
Potenza d'uscita: 30+30 W RMS su 4 Ω
20+20 W RMS su 8 Ω
Risposta di frequenza: 20 + 30.000 Hz
Assorbimento alla massima potenza: 5 A
Alimentazione: 12 Vc.c. negativo a massa

KC/4010-00



Amplificatore stereo di potenza per autoradio "LYNN'S"
Mod. PB-600
Comando per l'esclusione dell'amplificatore e regolazione a slide dei toni alti e bassi
Potenza d'uscita: 30+30 W su 4 Ω
Risposta di frequenza: 25 + 20.000 Hz
Assorbimento: 5 A
Impedenza: 4 - 8 Ω
Alimentazione: 13,5 Vc.c. negativo a massa
Dimensioni: 165 x 118 x 40

KC/5130-00



Amplificatore stereo di potenza per autoradio "AUTOSONIK"
Mod. Maxisound 2
Con quadro comandi mobili ed orientabili
Potenza d'uscita: 30+30 W RMS su 4 Ω
20+20 W RMS su 8 Ω
Risposta di frequenza: 20 + 30.000 Hz
Distorsione armonica: 0,8%
Assorbimento alla max. potenza: 5 A
Alimentazione: 12 Vc.c. negativo a massa

KC/4020-00



Amplificatore stereo per autoradio e mangianastri
Mod. AU-692
Controllabile con i comandi dell'autoradio
Potenza d'uscita: 50+50 W RMS su 4 Ω
40+40 W RMS su 8 Ω
Risposta di frequenza: 20 + 20.000 Hz
Assorbimento a 40 W: 10 A
Alimentazione: 12 Vc.c. negativo a massa
Dimensioni: 250 x 67 x 180

KC/5000-00



Amplificatore equalizzatore stereo per autoradio e mangianastri
Mod. 303DX
Equalizzatore grafico a 7 bande
Miscelatore per controllo altoparlanti anteriori e posteriori
Amplificatore:
Potenza d'uscita: 20 + 20 W RMS su 4 Ω
Risposta di frequenza: 20 + 20.000 Hz
Alimentazione: 13,8 Vc.c.
Equalizzatore:
Comandi: a slitta
Frequenza di comando: 60 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 6 kHz, 15 kHz
Gamme di comando: ± 12 dB
Dimensioni: 157 x 145 x 44

KC/5300-00

NOVITÀ

Amplificatore equalizzatore stereo per autoradio e mangianastri "LYNN'S" Mod. EQB-230

Equalizzatore grafico a 5 bande
Miscelatore per controllo altoparlanti anteriori e posteriori
Amplificatore:
Potenza d'uscita: 15+15 W RMS su 4 Ω
Risposta di frequenza: 10 + 30.000 Hz
Alimentazione: 13,8 Vc.c.
Equalizzatore:
Comandi a slitta
Frequenza di comando: 60 Hz, 250 Hz, 1 kHz, 3,5 kHz, 10 kHz
Gamma di comando: ± 12 dB
Dimensioni: 165 x 47 x 144

KC/5200-00

Amplificatore equalizzatore stereo per autoradio e mangianastri "LYNN'S" Mod. EQB-7231

Equalizzatore grafico
Caratteristiche come il Mod. EQB-230
Cambiano solo le frequenze di comando
Dimensioni: 165 x 47 x 144

KC/5250-00

Amplificatore equalizzatore stereo per autoradio e mangianastri "LYNN'S" Mod. EQB-7230

Equalizzatore grafico a 7 bande
Caratteristiche come il Mod. EQB-230
Frequenze di comando: 60 Hz, 150 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 2,4 kHz, 6 kHz, 15 kHz
Dimensioni: 160 x 40 x 160

KC/5220-00

Custodia con altoparlante

In ABS nero

Potenza d'uscita: 2 W

Dimensioni altoparlante: 170 x 140 x 100

Completa di plancia di fissaggio



Colore	Impedenza	Codice GBC	Prezzo
grigio	8 Ω	KA/1610-00	
rosso	8 Ω	KA/1612-00	
rosso	4 Ω	KA/1624-00	



Custodia da portiera con 2 altoparlanti

In ABS nero

Potenza d'uscita: 10 W

Risposta di frequenza: 90 + 9.000 Hz

Impedenza: 4 Ω

Woofer: 100 mm

Tweeter: 70 mm

Dimensioni: 210 x 145 x 81

KA/1080-00



Custodia con altoparlante

In ABS nero

Suono direzionale

Potenza d'uscita: 7 W

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 150 x 140 x 146

KA/1690-00



Custodia con altoparlante ellittico

In legno pregiato

Potenza d'uscita: 5 W

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 250 x 105 x 90

KA/1770-00



Custodia con altoparlante

Mod. GR-6000

In ABS nero

Altoparlante con sospensione pneumatica

Potenza d'uscita: 20 W RMS

Impedenza: 4 Ω Dimensioni altoparlante: ϕ 126 mm

KA/1870-00



Custodia da portiera "AUTOSONIK"

Mod. Sonny/II

In ABS nero

Potenza d'uscita: 10 W

Risposta di frequenza: 80 + 15.000 Hz

Impedenza: 4 Ω

Woofer: 100 mm

Tweeter: 70 mm

Dimensioni: 192 x 114 x 65

KA/1081-00



Custodia con altoparlante HI-FI

Mod. 1092

In ABS nero

Particolarmente adatto per lunotto posteriore delle autovetture

Potenza d'uscita: 7 W

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 220 x 110 x 73

KA/1695-00



Custodia con altoparlante

Mod. BOX/HF

In ABS nero

Potenza d'uscita: 10 W

Risposta di frequenza: 100 + 12.000 Hz

Frequenza di risonanza: 150 Hz

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 160 x 124 x 151

KA/1800-00



Custodia con altoparlante "BANDRIGE"

Mod. Box-100

In ABS nero

Potenza d'uscita: 6 W RMS

Risposta di frequenza: 120 + 10.000 Hz

Frequenza di risonanza: 150 Hz

Impedenza: 4 Ω

KA/1900-00



Custodia a sfera

Mod. HG-473

In ABS nero

Con altoparlante direzionale

Potenza d'uscita: 5 W RMS

Impedenza: 4 Ω Dimensioni: ϕ 110 x 115 x 140

KA/1500-00



Custodia con altoparlante ellittico "BANDRIGE"

In ABS nera

Potenza d'uscita: 6 W RMS

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 180 x 80 x 75

KA/1700-00



Custodia con altoparlante "AUTOSONIK"

Mod. BOX/HF 8-17

In ABS nero

Potenza d'uscita: 10 W

Risposta di frequenza: 120 + 13.000 Hz

Frequenza di risonanza: 140 Hz

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 203 x 98 x 116

KA/1810-00



Box di altoparlanti

Mod. GR-8700

Custodia in ABS nero

a 2 vie composto da:

1 Woofer ϕ 126 mm2 Tweeter ϕ 50,8 mm

A sospensione pneumatica

Potenza d'uscita: 15 W RMS

Impedenza: 4 Ω

KA/1860-00



Custodia a sfera "BANDRIGE"

In ABS nero lucido

Con altoparlante direzionale

Potenza d'uscita: 6 W RMS

Risposta di frequenza: 190 + 12.000 Hz

Dimensioni: ϕ 110 x 120

KA/1650-00



Custodia con altoparlante

Mod. HR-32

In ABS nero

Potenza d'uscita: 3 W RMS

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 155 x 155 x 80

KA/1755-00



Custodia HI-FI "ZENDAR"

Mod. BX-100/2

a 2 vie composto da:

1 Woofer ϕ 101,5 mm1 Tweeter ϕ 71,1 mm

Potenza d'uscita: 15 W RMS

Risposta di frequenza: 60 + 19.000 Hz

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 185 x 110 x 90

KA/1850-00



Altoparlante da portiera "BANDRIGE"

Mod. CP-200

Con griglia in ABS nero

Potenza d'uscita: 20 W RMS

Risposta di frequenza: 90 + 15.000 Hz

Frequenza di risonanza: 90 Hz

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 150 x 150 x 56

KA/1042-00



Altoparlante da portiera "BANDRIGE"
 Mod. CP-100
 Con griglia in ABS nero
 Potenza d'uscita: 6 W RMS
 Risposta di frequenza: 120+10.000 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 140 x 140 x 57
 KA/1040-00



Altoparlante da portiera
 Con griglia in ABS nero
 Potenza d'uscita: 10 W
 Frequenza di risonanza: 125 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 143 x 143 x 45
 KA/1058-00



Altoparlante HI-FI da portiera "ZENDAR"
 Mod. 7814-Sinphony
 Con griglia in ABS nero
 Potenza d'uscita: 25 W
 Risposta di frequenza: 80+20.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 80 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 165 x 75
 KA/1067-00



Altoparlante coassiale HI-FI da portiera "ZENDAR"
 Mod. SP-160/2
 a 2 vie composto da:
 1 Woofer φ 133 mm
 1 Tweeter φ 50,8 mm
 Potenza d'uscita: 20 W RMS
 Risposta di frequenza: 60+20.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 90 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 165 x 78 KA/1125-00



Altoparlante da portiera "BANDRIGE"
 Con griglia in metallo nero.
 Potenza d'uscita: 6 W RMS
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 142 x 142 x 60
 KA/1050-00



Altoparlante HI-FI da portiera "AUTOSONIK"
 Mod. HF/100
 Con griglia in pelle
 Potenza d'uscita: 10 W
 Risposta di frequenza: 90+12.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 100 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 137 x 120 x 66
 KA/1062-00



Altoparlante HI-FI da portiera "AUTOSONIK"
 Mod. HI-FI/BR 10
 Con griglia di metallo
 Potenza d'uscita: 25 W
 Risposta di frequenza: 50+20.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 80 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 164 x 67
 KA/1100-00



Altoparlante HI-FI da portiera "ZENDAR"
 Mod. SP-130/C
 Bicono
 Potenza d'uscita: 10 W RMS
 Risposta di frequenza: 100+19.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 130 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 KA/1130-00



Altoparlante da portiera "BANDRIGE"
 Con griglia in metallo nero
 Potenza d'uscita: 12 W RMS
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 142 x 142 x 60
 KA/1052-00



Altoparlante HI-FI da portiera "AUTOSONIK"
 Mod. SP-140/C
 Potenza d'uscita: 15 W RMS
 Risposta di frequenza: 90+20.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 120 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 145 x 145 x 60
 KA/1064-00



Altoparlante HI-FI da portiera "AUTOSONIK"
 Mod. HI/Stereo 2
 Con griglia scamosciata
 Potenza d'uscita: 12 W
 Risposta di frequenza: 80+13.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 130 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 154 x 57
 KA/1110-00



Altoparlante coassiale HI-FI da portiera
 a 3 vie composto da:
 1 Woofer φ 138 mm
 1 Midrange φ 50,8 mm
 1 Tweeter φ 25,4 mm
 Potenza d'uscita: 15 W RMS
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 165 x 75
 KA/1140-00



Altoparlante da portiera
 Completo di griglia di finitura
 Compatibile per stereofonia
 Potenza d'uscita: 5 W
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 147 x 147 x 57
 KA/1057-00



Altoparlante HI-FI da portiera "ZENDAR"
 Mod. 7813-Fiamenco
 Con griglia in ABS nero
 Potenza d'uscita: 15 W
 Risposta di frequenza: 120+12.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 130 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 165 x 75
 KA/1066-00



Altoparlante HI-fi da portiera
 Mod. HD-697
 Altoparlante bicono
 Con griglia in ABS
 Potenza d'uscita: 10 W RMS
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 165 x 65
 KA/1115-00



Altoparlante HI-FI da portiera "BANDRIGE"
 Mod. CP-400
 Doppio cono pneumatico
 Con griglia in ABS nero
 Potenza d'uscita: 25 W RMS
 Risposta di frequenza: 85+18.000 Hz
 Frequenza di risonanza: 90 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: φ 160 x 60
 KA/1200-00



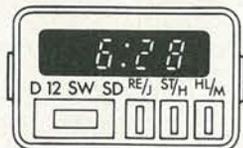
L'UNICO AL MONDO

RAWA 2000 X Band è un rivelatore radar ad elevata sensibilità, in grado di rivelare tempestivamente la presenza degli apparecchi radar per il controllo della velocità attualmente conosciuti in Europa.

- Diodo luminoso che segnala il funzionamento
- Avvisatore ottico tramite lampeggiatore rosso
- Avvisatore acustico con cicalino intermittente
- Temperatura di funzionamento: 0 : +60 °C
- Facile montaggio sul cruscotto o sul parabrezza senza disturbare la visuale
- Contenitore nero opaco antiriflesso e supporto antivibrazione con base autodesiva
- Cavo di alimentazione (+12 Vc.c./150 mA) con spinotto da inserire nell'accendisigari elettrico del cruscotto

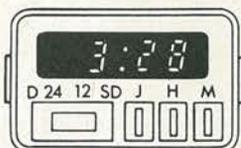
ZF/9999-00

OROLOGI DIGITALI AL QUARZO PER AUTO



Quadrante tempo SU-8
 Può indicare un sistema di 12 ore
 Ha una funzione solo minuti (regolazione zero). Ha tutte le funzioni di arresto a comando. Può regolare "ora:secondo:(minuto)" a zero e mantenerlo.
 Quadrante "ora:minuto" e "minuto:secondo" intercambiabili: Può accumulare un tempo intermittente.

ZF/9998-00



Quadrante tempo SU-7
 Digitale a tubi fluorescenti sistema a 12 e 24 ore, intercambiabili. Quadrante "ora:secondo" e "secondo:ora" intercambiabili. Ha una funzione solo minuti (con regolazione zero). Ha una funzione di regolazioni complete.

ZF/9997-00

STRUMENTI



Microammperometro
200 µA f.s.
Scala a zero centrale 1-0-1
TS/0121-00



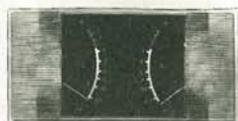
Microammperometro
200 µA f.s.
Scala in dB
TS/0141-00



Microammperometro
200 µA f.s.
Scala 0 : 10
TS/0177-00



Voltmetro
Scala 0 : 12 V
TS/0200-00



Strumento indicatore doppio
200 + 200 µA f.s.
Scala in dB
TS/0179-00



Serie volmetri da incasso
Mod. E51R

Portate	Codice GBC
0 ÷ 15 V	TS/0251-00
0 ÷ 30 V	TS/0253-00
0 ÷ 300 V	TS/0258-00



Serie amperometri da incasso
Mod. E51R

Portate	Codice GBC
0 ÷ 1 A	TS/0221-00
0 ÷ 4 A	TS/0224-00
0 ÷ 6 A	TS/0225-00
0 ÷ 10 A	TS/0226-00



Voltmetro digitale da pannello a
norme CEI
Mod. DV3
Portate in c.c.
999 mV (fondamentali)
9,99 V - 999 V (opzionali)
Fornibile per altre scale e misure
(Vc.c.-Vc.a.-Ac.c.-Ac.a.-Ω
Temperature)

TS/0260-00



Generatore AM-FM stereo "TES"
Mod. AF 1077
Frequenza: AM 140 kHz - 50 MHz
FM: 9,5-12 MHz e 85-110 MHz
Tensione d'uscita: 0,1 µV - 0,1 V
Impedenza: 75 Ω
Modulazione: interna-esterna
Sottoportante: 19 kHz e 38 kHz

TS/3187-00

NEW

Piega componenti
assiali "AMTRON"
In ABS antiurto
Passo di piegatura
da 7,5 a 17,5 mm
Completo di codice
a colori
LU/2980-00



Iniettore di segnali
"SHOMEI"
TS/2250-00

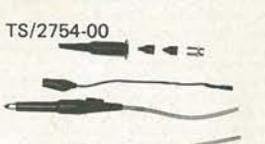
Sonda logica "SANSEI"
Misurazioni: DTL - TTL/C MOS
TS/2220-00



Sonda per oscilloscopio
commutabile "GREENPAR"
Mod. 88100
Attenuazione: 1 : 1 - 10 : 1



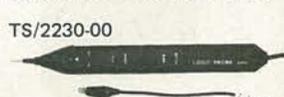
Sonda per oscilloscopio
"GREENPAR"
Attenuazione: 1 : 1



Sonda di tensione "STEINEL"
Tensioni c.c. e c.a.: 4,5 ÷ 380 V
Con visualizzazione a LED più
provacircuiti



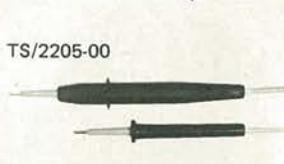
Sonda logica "SANSEI"
Con memoria
Misurazioni: DTL-TTL/C MOS



Sonda per oscilloscopio
"GREENPAR"
Mod. 88000
Attenuazione: 10 : 1



Sonda di tensione "STEINEL"
Tensioni c.c. e c.a.: 4,5 ÷ 380 V



Sonda di tensione "STEINEL"
Tensioni c.c. e c.a.: 6 ÷ 380 V
Con visualizzazione a LED



Questa pagina, e le cinque che la precedono sono estratte
da altre 160 di un ricchissimo catalogo.

Il volume completo dal titolo
"TUTTO PRIMAVERA"

può essere chiesto a:

GBC Italiana - Casella Postale 3988 - 20100 MILANO
Unendo Lire 500 anche in francobolli per le spese postali

G.B.C.
Italfona

HOMIC

**Presenta in Italia i computer personali
COMMODORE PET E RADIO SCHACK TRS-80
I PERSONALI ALL'AVANGUARDIA**



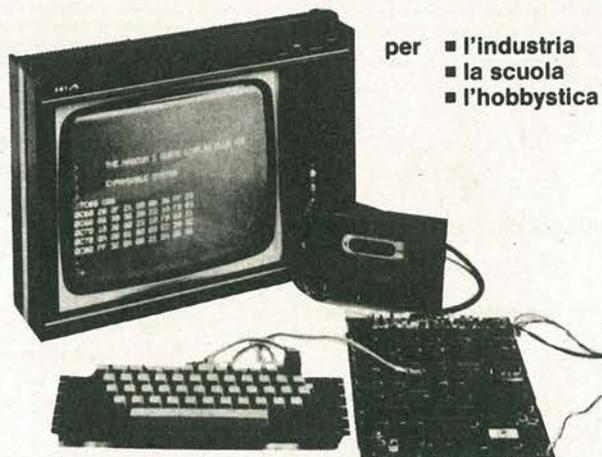
- Per la scuola
- Per il laboratorio
- Per il Club

**SWTPC 6800 il potente microsistema
operante in time-sharing**



- Per la gestione di piccole-medie aziende
- Per la istruzione programmata nella scuola e nei laboratori linguistici
- Per lavori scientifici

**NASCOM Z80 l'economico sistema in
KIT operante in assembler e basic**

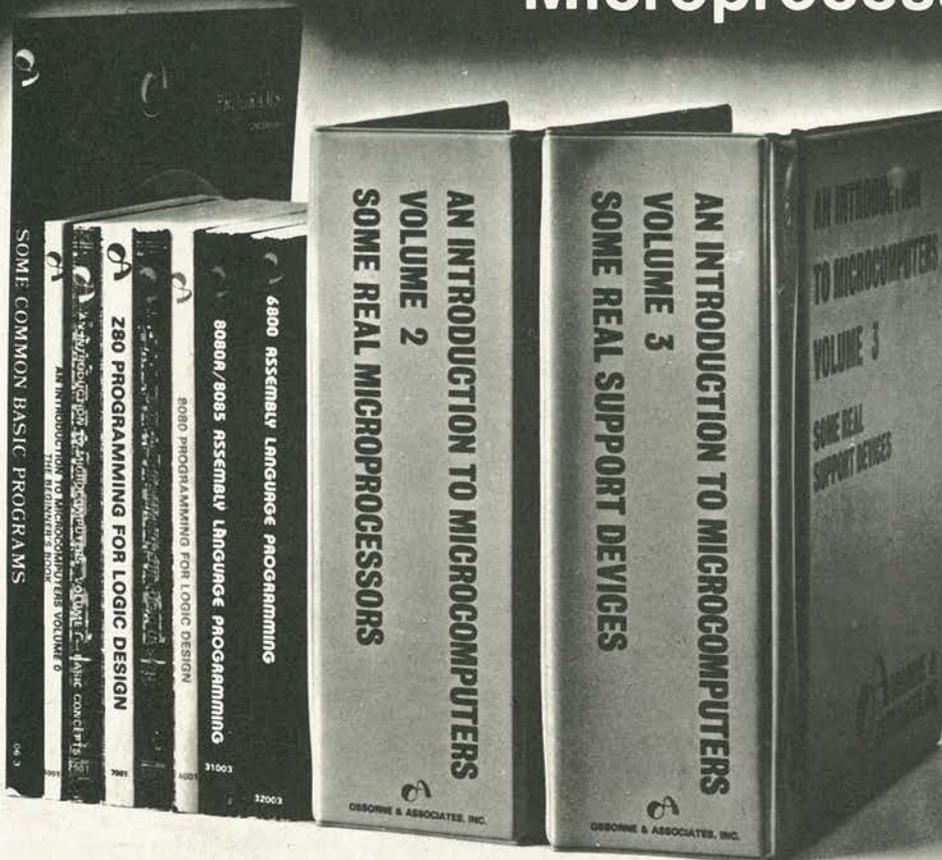


- per
- l'industria
 - la scuola
 - l'hobbistica

HOMIC

Bottega di dimostrazione: P.za de Angeli 3
Ufficio: via Dante, 9 Milano tel 809456

Microprocessor Books



Vol. 0 The Beginner's Book

Questo libro è dedicato ai principianti in assoluto. Chi ha visto i computer solo alla TV o al cinema può iniziare con questo libro che descrive i componenti di un sistema microcomputer in una forma accessibile a tutti. Il volume 0 prepara alla lettura del Volume 1.
circa 300 pagine L. 12.000 (Abb. L. 10.800)

Vol. 1 Basic Concepts

Il libro ha stabilito un record di vendita negli Stati Uniti, guida il lettore dalla logica elementare e dalla semplice aritmetica binaria ai concetti validi per tutti i microcomputer. Vengono trattati tutti gli aspetti relativi al microcomputer che è necessario conoscere per scegliere o usare un microcomputer.
circa 400 pagine L. 13.500 (Abb. L. 12.150)

Vol. 2 Some Real Microprocessors

Tratta in dettaglio tutti i maggiori microprocessori a 4-8 e 16 bit, disponibili sul mercato. Vengono analizzate a fondo più di 20 CPU in modo da rendere facile il loro confronto e sono presentate anche le ultime novità, come l'Intel 8086 e il Texas Instruments' 9940.
Oltre ai microprocessori sono descritti i relativi dispositivi di supporto.

Il libro è a fogli mobili ed è fornito con elegante contenitore. Questo sistema consente un continuo aggiornamento dell'opera.

circa 1400 pagine L. 35.000 (Abb. L. 31.500)

Vol. 3 Some Real Support Devices

È il complemento del volume 2. Il primo libro che offre una descrizione dettagliata dei dispositivi di supporto per microcomputers.

Fra i dispositivi analizzati figurano: Memorie, Dispositivi di I/O seriali e paralleli, CPU, Dispositivi di supporto multifunzioni, Sistemi Busses. Anche questo libro è a fogli mobili con elegante contenitore per un continuo aggiornamento. Alcune sezioni che si renderanno disponibili sono: Dispositivi per Telecomunicazioni, Interfacce Analogiche, Controllori Periferici, Display e Circuiteria di supporto.
circa 700 pagine L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

8080 Programming for Logic Design 6800 Programming for Logic Design Z-80 Programming for Logic Design

Questi libri descrivono l'implementazione della logica sequenziale e combinatoriale utilizzando il linguaggio Assembler, con sistemi a microcomputer 8080-6800-Z-80. I concetti di programmazione tradizionali non sono né utili né importanti per microprocessori utilizzati in applicazioni logiche digitali: l'impiego di istruzioni in linguaggio assembler per simulare package digitali è anch'esso errato.

I libri chiariscono tutto ciò simulando sequenze logiche digitali. Molte soluzioni efficienti vengono dimostrate per illustrare il giusto uso del microcomputer. I libri descrivono i campi di incontro del programmatore e del progettista di logica e sono adatti ad entrambe le categorie di lettori.
circa 300 pagine cad. L. 13.500 (Abb. L. 12.150)

8080A/ 8085 Assembly Language Programming 6800 Assembly Language Programming

Questi nuovi libri di Lance Leventhal sono "sillabari" nel senso classico della parola, del linguaggio assembler. Mentre con la serie Programming for Logic Design il linguaggio Assembler è visto come alternativa alla logica digitale, con questi libri il linguaggio Assembler è visto come mezzo di programmazione di un sistema microcomputer. Le trattazioni sono ampiamente corredate di esempi di programmazione semplice.

Un altro libro della serie, dedicato allo Z-80, sarà disponibile a breve termine.
circa 500 pagine cad. L. 13.500 (Abb. L. 12.150 cad.)

Some Common BASIC Programs

Un libro di software base comprendente i programmi che riguardano i più diversi argomenti: finanziari, matematici, statistici e di interesse generale. Tutti i programmi sono stati testati e sono pubblicati con i listing sorgente. Vengono inoltre descritte le variazioni che il lettore può apportare ai programmi.
circa 200 pagine L. 13.500 (Abb. L. 12.150)



OSBORNE & ASSOCIATES, INC.

Distributore esclusivo per l'Italia:



JACKSON ITALIANA EDITRICE srl

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA - Da inviare a Jackson Italiana Editrice s.r.l. - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano

Spedizione contrassegno più spese di spedizione Pagamento anticipato con spedizione gratuita.

Nome	Vol. 0 - The Beginner's Book	L. 12.000	(Abb. L. 10.800)
Cognome	Vol. 1 - Basic Concepts	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
.....	Vol. 2 - Some Real Microprocessors	L. 35.000	(Abb. L. 32.000)
Via	Vol. 3 - Some Real Support Devices	L. 20.000	(Abb. L. 18.000)
.....	8080 Programming for Logic Design	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
C.A.P.	6800 Programming for Logic Design	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Città	Z-80 Programming for Logic Design	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Data	8080A/8085 Assembly Language Progr.	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Firma	6800 Assembly Language Programming	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Codice Fiscale	Some Common Basic Program	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)

in vendita presso tutte le sedi G.B.C.

Abbonato

Non abbonato

SCONTO 10% PER GLI ABBONATI

MAX 100: frequenzimetro da 100 MHz a 8 cifre

NIENT'ALTRO FA COSÌ TANTO PER COSÌ POCO

(Lit. 177.000)*



- | | |
|--|---|
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di frequenza | : 20-100 MHz (disponibile un prescaler a 500 MHz) |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di indicazioni | : visualizzazione a 8 cifre |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di visibilità | : display a LED da 1.5 cm |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di accuratezza | : base tempi controllata a quarzo |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di semplicità | : completamente automatico |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di applicazioni | : frequenze audio, R.F., A.M., F.M., sistemi digitali... |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di portatilità | : completamente entrocontenuto |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di versatilità | : ingresso da sonda, passante R.F., antenna |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di flessibilità | : 4 possibili tipi di alimentazione |
| <input type="checkbox"/> il MASSIMO di affidabilità | : garantito un anno, come tutti gli strumenti forniti dalla |



Farnell Italia s.r.l.

Via Mameli, 31 - 20129 MILANO - Tel. (02) 7380645 - 733178

* (1 Sterlina — Lit. 1680 - IVA esclusa)



Distributori

MILANO	FRANCHI - Tel. (02) 2894967
TORINO	CARTER - Tel. (011) 592512 - 597661
GENOVA	ELI - Tel. (010) 581254 - 565572 - 565425
FIRENZE	PAOLETTI FERRERO - Tel. (055) 294974 - 296169
ROMA	SILV ELECTRONICS - Tel. (06) 8313092
SASSUOLO	HELLIS - Tel. (059) 804104
BOLOGNA	ZANIBONI - Tel. (051) 369897 - 368913
VERONA	A.P.L. - Tel. (045) 582633
TRIESTE	RADIO KALIKA - Tel. (040) 30341
CATANIA	ELECTRONICS DISTRIBUTION SICILIANA - Tel. (095) 682697

desidero:

- ricevere il nuovo catalogo C.S.C.
 acquistare n. _____ MAX 100.

pagamento tramite: assegno allegato
 contrassegno postale

Nome _____

Cognome _____

Indirizzo _____

Città _____

Tel. _____

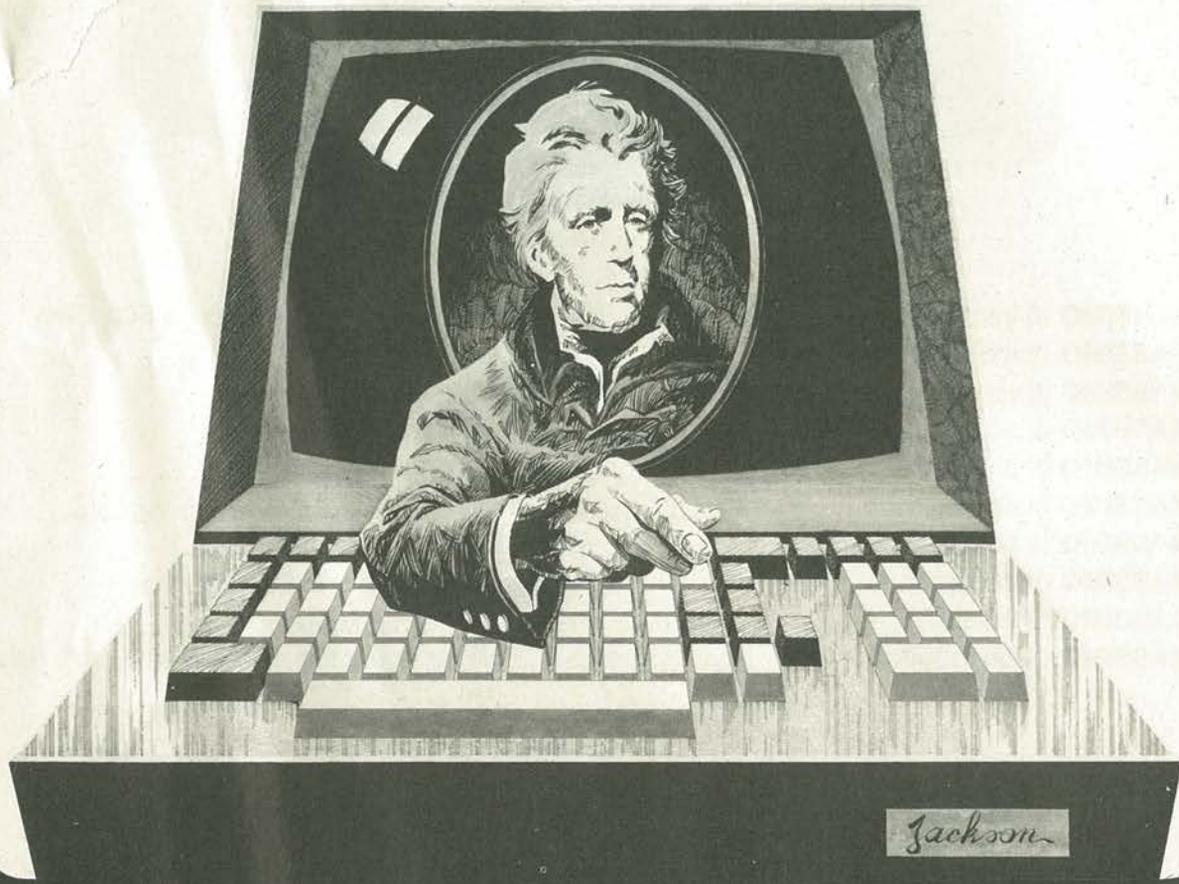
Firma _____

**ORGANIZZAZIONE
DELL'AMERICAN TRADE CENTER
E DEL GRUPPO EDITORIALE
JACKSON**

Bit 79

**Vieni alla 1^a rassegna
del microprocessore, home & personal computer
dal 6 al 9 giugno 79**

nei locali dell'American Trade Center, Via Gattamelata, 5 - Milano (zona Fiera Campionaria)



Bit 79 - TESSERA D'INGRESSO

Compili per cortesia questa scheda e la consegnni all'entrata

NOME COGNOME

AZIENDA/ENTE/STUDIO QUALIFICA

INDIRIZZO

MOTIVO DELLA VISITA

SETTORI DI MAGGIOR INTERESSE

- Sistemi per applicazioni scientifiche o industriali
- Microprocessori
- Informatica distribuita
- Stampanti
- Comunicazione dati
- Memorie di massa
- Personal & home computer
- Libri - Riviste tecniche
- Didattica

SETTORI DI ATTIVITA'

- Banche
- Assicurazioni
- Industrie
- Enti Pubblici
- Services (Software-houses)
- Attività commerciali
- Studente
- Varie
-

LIBRI • DOCUMENTAZIONE TECNICA • CORSI • SEMINARI • LIBRI • DOCUMENTAZIONE

Edelektron Edelektron Edelektron Edelektron Edelekt

edizioni tecnico-scientifiche
distribuzione e venditaorganizzazioni convegni,
seminari e corsi nelle nostre sedi
e presso le aziendedocumentazione tecnica
sviluppo software per microprocessori

20145 milano - italy

c.so sempione, 39

tel. 3493603-3185678
3185571-3490176**Vol. I - SISTEMI A MICROCOMPUTER - Fondamenti e struttura**

Contenuto: Sistemi di numeri e codici • numeri in varia base e loro conversione • codici - Richiami di logica • algebra di Boole • circuiti combinatori e sequenziali - Richiami di hardware • caratteristiche statiche • caratteristiche dinamiche - Tecnologie per circuiti integrati • le varie tecnologie e i parametri tipici • tecnologie per circuiti MOS e bipolari - Le memorie per microcomputer • classificazione e parametri tipici • le memorie a semiconduttore - Dal computer al microcomputer • computer, microcomputer e calculator • organizzazioni tipiche • cenni storici - Struttura base del microcomputer • i blocchi funzionali di base • i diversi partitioning fisici.

PREZZO LIRE 12.000 (IVA inclusa) + Lit. 1.000 per spese di spedizione.**Vol. II - SISTEMI A MICROCOMPUTER - La realizzazione**

Contenuto: Componenti tipici del microcomputer multi-chip • la CPU: il microprocessore • la memoria: ROM e RAM • l'Input/Output - Metodi di indirizzamento dei dati - Classi di istruzioni del microprocessore - Il software del microcomputer • software per lo sviluppo e software applicativo • linguaggi di programmazione e traduttori - Architettura di Input/Output • interfaccia logica e fisica tra microcomputer e mondo esterno • modalità di colloquio: Interrupt e DMA • circuiti di I/O - Strumenti di sviluppo per microcomputer • lo sviluppo del progetto • sistemi di sviluppo, l'ICE • analizzatori di stati logici - Criteri di scelta del microcomputer - Uno sguardo al futuro.

PREZZO LIRE 14.000 (IVA inclusa) + Lit. 1.000 per spese di spedizione.**Vol. III - SISTEMI A MICROCOMPUTER - I Componenti**

La più completa ed aggiornata panoramica «500 pagine» sui microprocessori e microcomputer oggi disponibili sul mercato, con le principali anticipazioni per tutto il 1979.

Contenuto: Sistemi con processor in un unico chip - Sistemi con CPU a 4 bit (Intel 4004/4040, PPS-4 ecc. ed i relativi componenti periferici) - Sistemi con CPU a 8 bit (Intel 8080/8085, Zilog Z-80, Fairchild F-8, Motorola 6800/6802, RCA Cosmac 1802 ecc., ed i relativi componenti periferici) - con la novità Motorola 6808/6809 - Sistemi con CPU a 12 bit (Intersil 6100) - Sistemi con CPU a 16 bit (Intel 8086, Zilog Z-8000, Motorola 68000, Texas 9900/9980, Fairchild 9440 ecc., ed i relativi componenti periferici) - con l'ultimissima novità Intel 8088 - Sistemi con Microcomputer in un unico chip - Microcomputer single chip (Intel 8048/8049, Intel 8041, Intel 8021/8022, Zilog Z-8, Motorola 6801, Mostek 3870/3872, Texas 9940 ecc. - con i futuri RCA Cosmac 1804, Intel 8051) - Sistemi con Processor a slice - Processor con parallelismo 1 (Motorola 14500) - Processor con slice a parallelismo 2 (Intel 3000) - Processor con slice a parallelismo 4 (AMD 2900, Motorola 10800, Fairchild Macrologic 9405 ecc.) - Glossario dei termini relativi a mini/micro computer.

Oltre 500 pagine - Prezzo Lit. 25.000 (IVA inclusa) + Lit. 1.500 per spese di spedizione. Disponibile.**Vol. II - APPLICAZIONE DEI MICROCOMPUTER****Le tecniche di progetto. Il microprocessore bipolare. La affidabilità**

Contenuto: Il sistema di sviluppo per i microcomputer a 8 bit • MDS-800: moduli standard e opzionali • il software di supporto: monitor del sistema, text-editor, assembler • esempi di applicazione - Linguaggi per microcomputer e loro traduttori • caratteristiche dei linguaggi e dei traduttori • linguaggio Assembly e traduttore assembler • il linguaggio ad alto livello PL/M e il suo compilatore - I microcomputer bit-slice 3000 • microprocessor con struttura «ICE SLICE»: la microprogrammabilità • configurazione di un sistema basato sulla serie 3000 • Il supporto software alla microprogrammazione • esempio di progetto - L'affidabilità • l'affidabilità: definizione e misure • l'affidabilità dei componenti, degli LSI, dei sistemi • calcolo e progetto dell'affidabilità. Formato cm 21 x cm 30. Pagine 350.

PREZZO LIRE 31.800 (IVA inclusa) + Lit. 2.000 per spese di spedizione.**Vol. I - MICROPROCESSOR E MICROCOMPUTER****Una completa panoramica introduttiva - Seconda edizione, completamente rifatta, aprile 1977**

Contenuto: Premessa con informazioni di mercato - Microprocessor e microcomputer: generalità - Microcomputer a 4 bit - La famiglia MCS-4/40 - Microcomputer a 8 bit - Le famiglie MCS-8 e MCS-80 - Esempi di sistemi hardware per lo sviluppo di progetti con microcomputer: Serie Intellec MDS e PROMPT 80/85 - Panoramica sui sistemi OEM - Appendice: Esempio di specifiche tecniche - Unità centrale 8080A - Famiglia di microcomputer 8048/8748/8035. Formato cm 21 x cm 30. Pagine 250.

PREZZO LIRE 27.000 (IVA inclusa) + Lit. 2.000 per spese di spedizione.**I LIBRI DI ELETTRONICA MODERNA****prossima
novità
assoluta****CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA****METODI DI INTERFACCIAMENTO ED INTERFACCIE SERIALI NEI SISTEMI ELETTRONICI**

disponibile dal 30 settembre 1979
- Il primo testo, in lingua italiana, completamente dedicato ai problemi dell'interfacciamento fra sistemi elettronici
- la prima guida ragionata ed approfondita delle interfacce standard di collegamento

• Affrancatura ordinaria a carico del destinatario da addebitarsi sul conto N. 6094. Presso l'ufficio postale di Milano ARR-Distr. (Aut. Dir. Prov. PT di Milano numero D188369 del 17-11-1978).

EDELEKTRON S.r.l.**CORSO SEMPIONE, 39
20145 MILANO**

LIBRI • DOCUMENTAZIONE TECNICA • CORSI • SEMINARI • LIBRI • DOCUMENTAZIONE



DISTRIBUZIONE TESTI ELETTRONICI SPECIALIZZATI E DI DIVULGAZIONE DELLE PIU' IMPORTANTI CASE EDITRICI ITALIANE E STRANIERE

FRANCO ANGELI - BORINGHIERI - ETAS LIBRI - ZANICHELLI - ecc.

MC GRAW-HILL - PRENTICE-HALL - WILEY - ACADEMIC PRESS - OSBORNE - ecc.

EDIZIONI BORINGHIERI

L'amplificatore operativo

Manfredi P.F., Maranesi P., Tacchi T., pag. 452 L. 25.000

Comunicazioni elettriche
Carassa F., pag. 578 L. 28.000

Dispositivi e circuiti elettronici
Millman J., Halkias C.C., pag. 820 L. 20.000

COLLANA DI INFORMATICA

Strutture linguaggi sintassi
Luccio F., pag. 216 L. 9.000

Introduzione alla simulazione discreta
Iazzeola G., pag. 328 L. 19.000

COLLANA QUADERNI DI ELETTRONICA

Teoria dei segnali determinati
Biglieri e Benedetto L. 5.000

La trasformazione di Laplace nell'analisi dei circuiti
Beccari C., pag. 168 L. 7.000

Teoria delle reti logiche: reti combinatorie
Luccio F., Grasselli A., pag. 124 L. 5.000

FRANCO ANGELI

EDIZIONI INFORMATICA-EDP

L'Assembler
Vitale E., pag. 164, 1978 L. 6.000

Esercitazioni di Assembler
Vitale E., Hernandez A., pag. 136 L. 4.500

Il Fortran. Teoria ed esercizi
Ridolfi P., pag. 168, 1978 L. 4.800

Applicazioni del Fortran
Ridolfi P., pag. 176, 1978 L. 4.500

Come programmare con il Fortran
Coen H., Ridolfi P., pag. 148, 1978 L. 4.000

Dizionario di informatica e degli elaboratori elettronici
M. Morelli, pag. 216, 1978 L. 5.000

Informatica
Morelli M., Giacomazza M., Vol. I: Sistemi di elaborazione, la logica della programmazione, il linguaggio RPG, pag. 312, 1978 L. 5.000

Vol. II: Le unità di archivio, il Fortran, l'Assembler, pag. 256, 1977 L. 5.000

Vol. III: L'elaborazione dei dati a distanza, i sistemi operativi, il Cobol pag. 288, 1977 L. 6.000

Come fare i diagrammi a blocchi
Wright A.C., pag. 88, 1978 L. 3.500

I Data Base. Organizzazione logica e realizzazione pratica
Lyon J.K., pag. 160, 1978 L. 5.000

Come programmare con il PL/1
Romano G., pag. 208, 1978 L. 5.000

Come programmare con il Cobol
Sarri G., pag. 132, 1977 L. 4.000

Come programmare con l'RPQ
A.C. Wright, pag. 178, 1978 L. 5.000

Elaborazione e trasmissione dei dati a distanza
Baroggi R., pag. 296, 1978 L. 10.000

I costi di elaborazione elettronica dei dati
Romeo Baroggi, pag. 217, 1978 L. 7.000

Manuale di documentazione per l'elaborazione dei dati
Gray M. London K.R., pag. 212, 1978 L. 6.000

Principi di progettazione dei compilatori
Gries D., pag. 566, 1978 L. 25.000

La fisica dei semiconduttori nella tecnologia moderna
Scifoni L., pag. 712 L. 20.000

ELECTRONICS BOOK SERIES

McGRAW HILL

- Microprocessors L. 12.000
- Applying Microprocessors L. 14.000
- Large Scale Integration L. 14.000
- Basic of Data Communications L. 18.000
- Circuits for Electronics Engineers L. 22.000
- Design Techniques for Electronics Engineers L. 22.000
- Memory Design: Microcomputer to Mainframes L. 18.000
- New Product Trends in Electronics L. 21.000
- Personal Computing: Hardware and Software Basics L. 16.000

COLLANA «QUADERNI DI INFORMATICA»

Tecnologia dell'elaboratore elettronico. Situazione attuale e prospettiva
Filippazzi F., pag. 288, 1977 L. 6.000

Il Basic. Teoria ed esercizi
Spolentini E., pag. 296, 1976 L. 7.000

Il Cobol. Teoria ed esercizi
Spolentini E., pag. 400, 1978 L. 10.000

Introduzione alla programmazione strutturata. Il caso del Fortran, Cobol e Assembler
Lanzarone G.A., Maocchi M., Polillo R., pag. 224, 1977 L. 6.500

Le prestazioni degli elaboratori elettronici: misura, valutazione, ottimizzazione
Ferrari D., Serazzi G., Zeigner A., pag. 535 L. 16.000

DOCUMENTAZIONE TECNICA

INTEL CORP - RCA SOLID STATE-HELWLETT PACKARD - ecc.

TUTTI I PREZZI SONO INCLUSIVI DI IVA - AGGIUNGERE L. 10.000 PER SPESE DI SPEDIZIONE PER ACQUISTO PUBBLICAZIONI COMPILARE IL "MODULO D'ORDINE" ALLEGATO

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

COMPILARE E RISPEDIRE SENZA AFFRANCATURA A: EDELEKTRON srl C.so Sempione, 39 20145 MILANO

COGNOME NOME COD. FISC.

DESIDERO RICEVERE QUANTO ORDINATO PRESSO LA DITTA:

DESIDERO RICEVERE QUANTO ORDINATO AL MIO DOMICILIO:

INDIRIZZO DITTA DATA

..... TEL. FIRMA

CODICE FISCALE DITTA

ALLEGANDO ASSEGNO ALL'ORDINE NON SI PAGANO LE SPESE DI SPEDIZIONE.

TITOLO PREZZO (IVA INCLUSA) SPESE SPEDIZ.

..... +

..... +

..... +

..... +

..... +

TOTALE LIRE

IN CONTRASSEGNO ALLEGO ASSEGNO N. PER LIRE

ORGANIZZAZIONE SEMINARI CORSI TEORICI-PRATICI DI ELETTRONICA AVANZATA

Per ulteriori informazioni, catalogo completo delle pubblicazioni e calendario dei corsi sui microprocessor scrivere a:

EDELEKTRON S.r.l.
C.so Sempione, 39 - 20145 Milano
oppure telefonare:
(02) 3493603-3185678
3185571-3490176



nuovo
LIRE 149.000 + IVA

DIMENTICA L'ANALOGICO

Il nuovo multimetro digitale FLUKE 8022A ha il prezzo di un buon tester analogico. Acquistando un Fluke avrai però uno strumento indistruttibile con funzioni, 24 scale, precisione controllata da un cristallo di quarzo e protezione totale anche nella scala degli ohms. Compatto, leggero, robusto il Fluke 8022A è completo di cavetti speciali di sicurezza per misure in alta tensione.

Misura resistenze, tensioni e correnti continue ed alternate e prova i diodi. Dimentica il tester analogico, non aspettare ulteriormente, regalati un Fluke digitale.

**Passa al Digitale
con FLUKE!**



Via Timavo 66, 20099 SESTO S. GIOVANNI (Milano)
Tel. (02) 2485233 - Telex 320346
Via Giuseppe Armellini 39, 00143 ROMA. Tel. (06) 5915553 - Telex 680356
Via Cintia Parco S. Paolo 35, 80126 NAPOLI - Tel. (081) 7679700

Ricevere un'offerta La visita di un Vs. Tecnico Essere inseriti nel Vs. mailing list.

NOME VIA CAP COGNOME
DITTA CITTÀ TEL.
REPARTO



EK 6/79

WESTON

multimetri digitali strumenti digitali da pannello

**NUOVO
PREZZO
L. 180.000**

CARATTERISTICHE GENERALI MOD. 6000

- **Polarità:** Automatica bipolare
- **Display:** 1999 con indicazione della polarità (12,7 mm LCD)
- **Memorizzazione della lettura:** La chiusura interruttore sull'apposita sonda inserita agli ingressi "HOLD" e "COM" fissa a tempo indefinito la lettura (sonda in opzione)
- **Sonda per misure di temperatura**
- **Alimentazione:** 2 pile da 9 V
- **Avvertimento bassa carica pile:** Lampeggiamento della lettura durante le ultime 10 ore di funzionamento
- **Indicazione di fuori portata:** Visualizzazione "1888" con "1" e "888" alternati
- **Peso:** 625 grammi pile comprese
- **Dimensioni:** 178 × 146 × 58 mm.



Caratteristiche	Tensioni continue	Tensioni alternate	Corrente continua	Corrente alternata	Resistenze
Risoluzione	100 microvolt	100 microvolt	100 microAmpere	1 microAmpere	0,1 ohm
Portata massima	1000 Volt	1000 Volt	10 Ampere	10 Ampere	20 Megaohm

RAPPRESENTANZA ESCLUSIVA PER L'ITALIA:

metron

Viale Cirene, 18 - 20135 Milano - tel. 54.62.641 - tlx 312168 METRON I
Via C. Lorenzini, 12 - 00137 Roma - tel. 82.72.841
Via Beaumont, 15 - 10138 Torino - tel. 54.30.12 - 54.64.36

ORDINE D'ACQUISTO

VI PREGO DI INVIARMI CONTRASSEGNO N.
MULTIMETRI DIGITALI WESTON AL PREZZO DI L. 180.000

SIGNOR

INDIRIZZO

FIRMA DATA

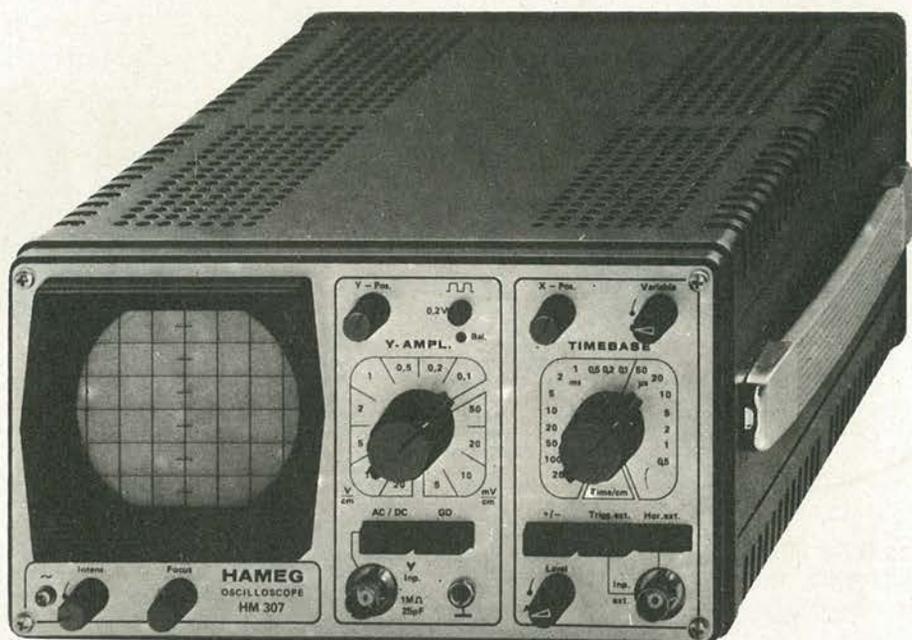
HAMEG HM 307

L'oscilloscopio portatile triggerato da 3"
ora in offerta speciale

a

340.000* Lire

(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 ÷ 0,15 µs/cm in 18 passi
- Trigger: automatico manuale
- Sensibilità del trigger: 3 mm (2 Hz ÷ 30 MHz)

TAGLIANDO VALIDO PER



- Offerta e caratteristiche dettagliate oscilloscopi HAMEG
- Ordinanza di n. oscilloscopi HM307 completi di sonda 1 : 1 a 340.000* Lire IVA 14% compresa + spese di spedizione. Pagamento contrassegno.

Nome Cognome

Ditta o Ente Tel.

Via CAP

Validità 30/6/79 per parità Marco Tedesco 1 DM = 454 ± 3%



TECNICHE ELETTRONICHE AVANZATE S.a.s.

20147 MILANO - VIA S. ANATOLONE, 15 -
TEL. 41.58.746/7/8
00187 ROMA - VIA SALARIA, 1319
TEL. 69.17.058/69.19.376
INDIRIZZO TELEGRAFICO: TELAV - MILANO -
TELEX: 39202

EK 6/79

DP
E

 p.zza Bonomelli, 4
 20139 MILANO
 Tel. (02) 5693315

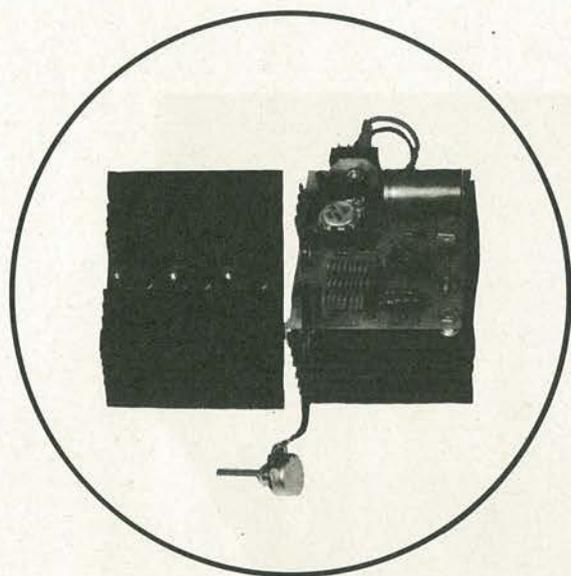
 DISTRIBUZIONE PRODOTTI ELETTRONICI
 PER USO HOBBISTICO CIVILE INDUSTRIALE

ALIMENTATORI STABILIZZATI PROFESSIONALI SENZA TRASFORMATORE

o con trasformatore a richiesta (prezzo fuori listino)

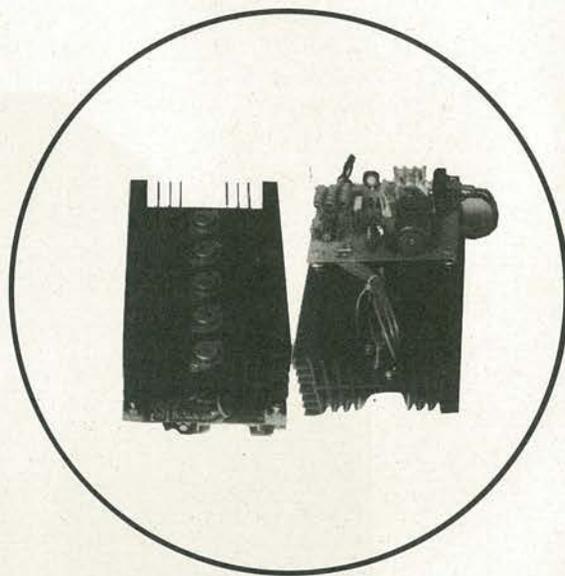
ALIMENTATORI PROFESSIONALI FINO A 20A

PREZZI A RICHIESTA



Mod. 3 - Volt da 0,7 a 30 - carico max 6,5 A corrente lavoro 5 A autoprotetto contro i cortocircuiti.

L. 45.000



Mod. 4 - Volt da 0,7 a 30 - carico max 15 A corrente lavoro 10 A autoprotetto contro i cortocircuiti.

L. 59.000

TRANSISTORI DI TRASMISSIONE E MODULI PILOTA

2N 3866	VHF 1 W	L. 1.200	PT 9381	VHF 100 W	L. 53.000
2N 4427	VHF 2 W	L. 1.500	PT 9382	VHF 175 W	L. 95.000
2N 6080	VHF 4 W	L. 8.200	PT 9383	VHF 150 W	L. 88.000
2N 6081	VHF 15 W	L. 9.800	PT 9733	VHF 50 W	L. 25.000
2N 6082	VHF 25 W	L. 16.300	PT 9783	VHF 80 W	L. 35.000

(I prezzi indicati sono IVA esclusa)

N.B. - Per altri materiali si prega fare richiesta specifica. Non si accettano ordini inferiori alle L. 10.000; oltre alle spese di spedizione che assommano a L. 3.000. Il pagamento si intende anticipato almeno per il 50%. Non si accettano ordini telefonici da privati.

CATALOGO A RICHIESTA L. 1.000.
CATALOGO PER RADIATORI L. 1.000.

Per la zona di SAN REMO
rivolgersi alla ditta TUTTA ELETTRONICA
corso FELICE CAVALLOTTI 181 - Tel. (0184) 83554

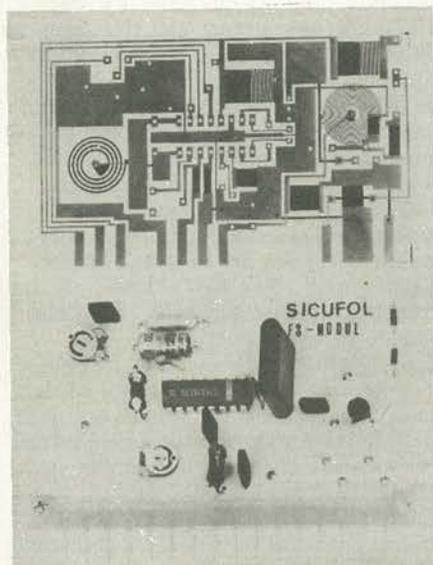
SELEKTOR

Componenti passivi stampati

Un metodo nuovo di produrre condensatori, elementi induttivi e resistenze su foglio plastico è stato messo a punto dalla Ditta Siemens. Il procedimento, definito "Sicufol" prevede la realizzazione di tali parti in forma assolutamente piatta. Le zone che formano gli elementi, tramite una lavorazione a forma rettangolare, di spirale o serpeggiante, determinano la capacità l'induttanza o la resistenza. La prima applicazione pratica dei moduli realizzati con questa tecnologia è stata nei televisori.

Il principio "Sicufol" è basato su di un rapporto che consiste in un foglio plastico costituito da un polimero di Teflon, che è prima di tutto metallizzato tramite il deposito di rame sulle superfici, su lunghezze di centinaia di metri. Gli elementi resistivi ed i condensatori sono poi formati depositando opportuni strati di nichel-cromo.

I circuiti si formano incidendo le metallizzazioni. Gli avvolgimenti sono stampati direttamente sul rame, a completamento dei moduli. Al termine del procedimento, strati di materiale isolante depositi in superficie assicurano sia la protezione definitiva che un certo rinforzo.



In contrasto con le tecniche convenzionali di trattamento, nel "Sicufol" gli elementi sono formati su ambedue le superfici del foglio, mediante la doppia deposizione del rame e del nichel-cromo. Componenti circuitali accessori, come potenziometri, filtri e circuiti integrati, sono inseriti con operazioni successive; con la loro applicazione si ha il circuito "Sicufol" completo.

I progettisti hanno dedicato particolare attenzione all'ottenimento di coefficienti termici e di umidità molto bassi, nei confronti delle resistenze. Il Costruttore dichiara che le fluttuazioni misurate sono tutte, senza eccezioni, inferiori allo 0,5.

I coefficienti termici sono comunque minori per le zone formate con una lega di cromo con una percentuale compresa tra il 53% ed il 58%: mediamente si ha un valore più piccolo di 10 ppm/K. Gli strati che comprendono il 20% di cromo e l'80% di nichel, hanno un coefficiente di temperatura di 600 ppm/K. Gli utilizzatori del "Sicufol" hanno a disposizione una gamma notevolmente ampia di valori R, C ed L per i loro circuiti. La resistenza di superficie può essere compresa tra 20 e 300 Ohm, con la possibilità di accrescerla sino a 300 volte, per mezzo della lavorazione a tratto serpeggiante. La possibilità di dissipazione delle resistenze così ottenute è dell'ordine di 0,5W/cm².

I condensatori che impiegano il foglio plastico in forma di dielettrico, hanno una capacità di superficie pari a 150 pF/cm². Infine, elementi induttivi maggiori di 10 µH possono essere formati impiegando due tracce spiraliformi posizionate una "sopra" l'altra, sulle due superfici del supporto plastico. In tal modo, si può raggiungere la quadruplicazione dell'induttanza. E' possibile effettuare passaggi metallizzati, attraverso il film di supporto, quindi anche tracce circuitali molto complesse sono fattibili senza molti problemi, il che stimola al progetto di apparecchiature nuove di ogni tipo. In più, i conduttori in rame sono saldabili, anche con bagni ad onda dalla temperatura di 300 °C stabilizzata. Tutte queste caratteristiche, assicurano la massima flessibilità d'impiego del "Sicufol".

Per ulteriori informazioni le aziende interessate possono scrivere al seguente indirizzo:

Siemens AG
Zentralstelle für Information
Postfach 103
D-8000 München 1
Federal Republic of Germany

Energia dallo spazio

Sebbene possa sembrare vagamente fantascifico, è possibile trarre dallo spazio l'energia necessaria per le applicazioni domestiche ed industriali sulla Terra. Il problema è se sul piano economico la conversione sia conveniente. Attualmente uno studio-pilota cerca di rispondere all'interrogativo. Se la risposta sarà positiva, si avranno, alla fine del secolo, gigantesche stazioni spaziali orbitanti attorno alla terra che fungeranno da "centrali elettriche". Avranno dimensioni nell'ordine di vari chilometri e saranno costituite trasportando nello spazio i materiali necessari tramite veicoli-navetta avanzatissimi. I pannelli solari che sono in elaborazione attualmente, nei prossimi dieci anni saranno le pietre miliari di

questa evoluzione, che già si annuncia (sul profilo dei mezzi impiegati) con lo Space Shuttle, il pubblicizzato "quasi-aeroplano" in grado di fare la spola tra la Terra e le basi orbitanti.

In quest'ottica si colloca il contratto tra l'E.S.A. (European Space Agency) ed il Dynamics Group Electronic and Space System di Bristol, che sta sviluppando un enorme pannello solare che misura 33 metri quadri (365 piedi quadrati) ed è in grado di fornire l'energia di 4 KW necessaria per alimentare un telescopio della NASA.

In aggiunta, un sistema alleggerito flessibile da 6 KW è in fase di sviluppo e servirà per i satelliti da telecomunicazione del prossimo decennio, mentre vi sono concrete idee per aumentare la potenza dello Space Shuttle, impiegando moduli solari dalla potenza di ben 60 KW.

A livello di proposta, esiste già un modello-base di centrale elettrica spaziale della potenza di 500 KW; quest'ultimo, può rappresentare un modulo per il successivo sviluppo di stazioni spaziali produttrici di energia della potenza di 2 MW (Mega Watt) che, ove le condizioni economiche siano rispettate, potrebbe essere il prototipo di generatore di energia da trasferire alla Terra.

Per ulteriori informazioni le aziende interessate possono scrivere al seguente indirizzo:

British Aerospace Dynamics Group,
Filton House,
Bristol,
England.

Controllo µP per organi da chiesa.

Un controllo di registri a microprocessore è stato recentemente inserito nell'organo della chiesa di S. Lorenzo, a Norimberga, che vanta 600 anni di vita. Il sistema, conosciuto come "Registronik", si deve a due progettisti della Siemens Gerätewerk, di Erlangen e controlla 138 registri.

Sino a quaranta registri e relative combinazioni possono essere posti in memoria e richiamati istantaneamente, cosicché, se si programma un concerto, l'organista rimane libero di concentrare la propria attenzione sulla musica, trascurando la manovra dei pedali e degli



SELEKTOR

spartiti. Il sistema di controllo è molto compatto ed i testi relativi sono raggruppati in un pannello non più grande di un taccuino. Il sistema elettronico controllato è posto in un armadietto metallico sistemato in una camera attigua. L'organo, in precedenza era equipaggiato con un sistema elettromeccanico che combinava quattro registri, ed impiegando metodi del genere, il passaggio a quaranta combinazioni, avrebbe occupato più spazio dello strumento stesso. Si pensa che il bellissimo organo di Norimberga, che è secondo solo a quello di Passau, nella Germania Ovest, così equipaggiato, possa servire per dei concerti dalla grande suggestione, capaci di attrarre moltissimo pubblico.

Giroscopio Laser

La Ditta Ferranti sta sviluppando un giroscopio non più meccanico, bensì a Laser da incorporare nei sistemi di navigazione inerziale. Lo scopo dello studio, prima di tutto è realizzare un sistema adatto agli aerei da trasporto, ma se le prove che si stanno conducendo saranno positive, il nuovo giroscopio potrà essere adattato anche all'impiego su aerei da combattimento, migliorando i relativi piloti automatici. L'attenzione dei progettisti si è spostata sul Laser perchè, potenzialmente, questo può dar luogo ad un sistema più robusto ed anche più semplice di quello meccanico a massa rotante utilizzato ancora oggi. Il pregio della maggiore semplicità, non solo si traduce in un investimento minore iniziale, all'installazione, ma anche in un numero di interventi per revisioni di gran lunga inferiori, quindi in un costo di utilizzo sensibilmente minore. Normalmente, i giroscopi sono montati su di uno snodo biassiale (gimbal) che consente ogni movimento, ed anche i giroscopi Ferranti prodotti sino ad ora hanno questo tipo di supporto, ma il

nuovo modello Laser evita le finissime meccaniche relative; il delicato fissaggio non serve; il "gyro" può essere fisso pur mantenendo le caratteristiche di robustezza e di servizio continuo più che accurato che sono necessarie.

Il funzionamento del nuovo indicatore è interessante; del tutto nuovo. Come si vede nella figura, il dispositivo ha una pianta triangolare, ed è costituito da un unico blocco di ceramica vetrificata, nel quale sono ricavate tre cavità principali dalla sezione circolare. Le tre costituiscono i vertici di un triangolo piano. Uno specchio è posizionato in angolo (mirror) e la ceramica vetrificata scelta, avendo un basso coefficiente di dilatazione, assicura che lo specchio resti allineato con le altre cavità in qualunque condizione di funzionamento.

Per assicurare il funzionamento Laser, la cavità principale è riempita da miscela elio-neon. Un catodo e due anodi sono posizionati tra i vertici, come si vede. Il funzionamento Laser è eccitato mediante la scarica che avviene tra questi elettrodi. Come risultato, si hanno due onde elettromagnetiche coerenti, una che gira attorno alla cavità in senso orario, e l'altra che gira in senso antiorario. Ora, se il dispositivo è fatto ruotare meccanicamente in un'asse perpendicolare al piano delle cavità, un'onda si trova a dover percorrere qualcosa di simile ad un percorso più lungo, e l'altro più corto. Con un detector sistemato accanto allo specchio riflettore, la frequenza della propagazione dell'onda che si stende in una direzione, in tal modo sembra crescere e l'altra diminuire. La differenza tra le due frequenze, è direttamente proporzionale alla velocità di rotazione della camera sull'asse perpendicolare, e può essere rivelata dal detector sotto forma di impulsi che, in conclusione, sono proporzionali al movimento rotatorio. In pratica, si ha un segnale che dipende dal rapporto di rotazione e così il sistema ha

le tipiche caratteristiche del classico giroscopio aeronautico, pur se il Laser surroga la massa in movimento. I maggiori problemi tecnici che devono ancora essere minuziosamente risolti da questo tipo di strumento sono i seguenti:

- la linearità negli impulsi di uscita alle rotazioni angolari estremamente basse (le due onde tendono a "stabilizzarsi a vicenda" in queste condizioni).
- la difficoltà di mantenere in una produzione industriale l'accuratezza meccanica necessaria in uno strumento così raffinato.

Malgrado i due punti sfavorevoli, basandosi sui risultati che il programma di ricerca scaturisce, si può prevedere che nella metà degli anni '80 il giroscopio Laser possa essere incorporato nei sistemi di navigazione detti "strap-down". Per eventuali ulteriori informazioni, le aziende interessate possono scrivere al seguente indirizzo:

*Inertial Systems Department,
Ferranti Limited,
Silverknowes,
Ferry Road,
Edinburgh, EH4 4AD.*

Piccolissime induttanze

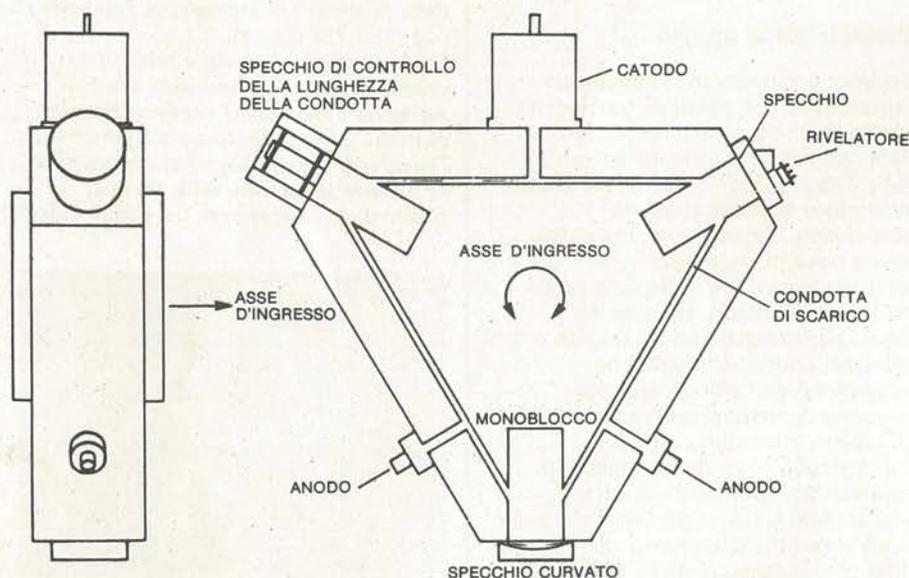
Una nuova gamma di induttanze su base ceramica prodotta dalla Steatite Insulation Ltd, è tanto miniaturizzata che se non passa attraverso la cruna di un ago, può essere però facilmente inserita in ogni IC del tipo "thick film". Queste microbobine hanno una impronta di progetto assolutamente nuova, desunta dalla tecnologia dei sistemi ibridi, ed offrono una induttanza fissa, precisa. Con delle dimensioni nominali di solo 2,5 mm per 2,5 mm, per 1,9 mm, si hanno valori che corrono tra 4 nH ed 1 µH. La tolleranza relativa è $\pm 5\%$ sui valori più bassi e 10% sugli altri.

Dal punto di vista costruttivo, le bobine sono sostituite in un solo strato, ed un nuovo procedimento fa sì che i terminali degli avvolgimenti possano essere saldati direttamente alle superfici metallizzate esterne dei "rochetti". E' facile assemblarle con altre parti nei microcircuiti, ed il costruttore assicura che i fluidi diossidanti normali non le danneggiano.

Valori più grandi di quelli indicati sono allo stato di annuncio; sembra anche che in seguito saranno prodotte delle bobine subminiaturizzate del valore variabile, ottenuto facendo uso di nuclei da regolare.

Per ulteriori informazioni, le aziende interessate possono scrivere al seguente indirizzo:

*Steatite Insulation Ltd,
Hagley House,
Hagley Road,
Birmingham, B16 8QW,
England.*



generatore di funzioni semplice

La maggior parte dei generatori di funzioni disponibili in commercio mostrano un chiaro inconveniente: rappresentano un investimento considerevole per l'appassionato autocostruttore che, contrariamente al riparatore radio-elettronico, per esempio, non utilizzerà probabilmente mai a fondo tutta la gamma di possibilità offerte da uno strumento realizzato per i professionisti.

Per questa ragione, il circuito descritto di seguito, che impiega un circuito integrato specialmente concepito per i generatori di funzioni del tipo XR 2206, è stato concepito cercando di trovare il giusto mezzo tra prezzo e prestazioni. Anche se non rappresenta il "non plus ultra" nel campo della sofisticazione, lo strumento offre una larga gamma di forme d'onda, è molto semplice da costruire e da calibrare ed è facile da impiegare. Il generatore di funzioni, può fornire, tramite opportune commutazioni, forme d'onda d'uscita sinusoidali, quadre, triangolari, a dente di sega o degli impulsi rettangolari. È munito di una scala di frequenze dall'andamento lineare che copre la gamma da 9 Hz a 220 kHz. Oltre ad uno stadio d'uscita speciale che assicura un'impedenza ridotta "out"; esso dispone di tre gamme calibrate di tensione erogata: 0 - 10 mV, 0 - 100 mV e 0 - 1V (efficace).

Il circuito può essere calibrato senza l'aiuto di un oscilloscopio, e la sua concezione compatta permette di montarlo facilmente in un contenitore adatto.

Lo XR 2206

Il circuito impiega un circuito integrato concepito proprio per generatori di funzioni, del tipo XR 2206 (Exar), del quale la figura 1 mostra le connessioni e lo schema a blocchi interno. Il nucleo principale di questo IC è un oscillatore comandato dalla tensione detto VCO (in effetti si tratterebbe piuttosto di un oscillatore comandato dalla corrente e "CCO", anche se nel foglio di caratteristiche del costruttore è indicato come VCO). La frequenza dell'oscillatore è definita dal valore di capacità e di resistenza esterne, C_{ext} ed R_{ext} . Una corrente di comando, I_f , è commutata per mezzo di un commutatore di intensità integrato verso una delle due uscite di corrente (terminali

Il generatore di funzioni è un apparecchio universale ed utilissimo che dà modo al costruttore di verificare il funzionamento delle proprie realizzazioni. È quindi un elemento praticamente indispensabile, nella strumentazione basilare di tutti gli appassionati di autocostruzioni.

7 oppure 8) dell'IC, secondo lo stato logico del selettore d'ingresso (terminale 9), rendendo possibile una modulazione a varianti preordinate della frequenza (FSK).

L'uscita del VCO è connessa ad un transistor integrato il cui collettore è accessibile sull'uscita di sincronizzazione (reoforo 11).

Tale uscita fornisce una forma d'onda impulsiva rettangolare. In più, il segnale del VCO fornisce la base necessaria per generare dei segnali realizzati nelle sezioni moltiplicatore e convertitore sinusoidale. I terminali da 13 a 16 permettono di regolare la purezza delle sinusoidi (tasso di distorsione) e la simmetria. Il livello continuo del segnale di uscita può essere regolato tramite il terminale 3.

Le onde sinusoidali, triangolari e a dente di sega sono tamponate da uno stadio separatore, poi portate all'uscita a bassa impedenza, sul reoforo 2.

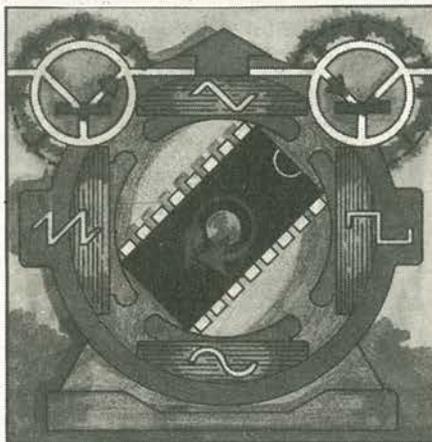
L'ampiezza dei segnali sinusoidali/triangolari può variare linearmente in seguito ad una tensione di comando applicata all'ingresso AM (terminale 1) dell'IC). Ciò rende possibile la modulazione in ampiezza del segnale dell'oscillatore.

La tensione disponibile tra i reofori 7 ed 8 (connessione in corrente) è stabilizzata a 3V (valore tipico) all'interno del circuito integrato. Poiché questa tensione di riferimento presenta un coefficiente di temperatura molto ridotto (6×10^{-5} V/°C), la stabilità in temperatura dell'oscillatore resta ugualmente molto buona.

La corrente di comando I_f può variare tra 1 μ A e 3 mA; tuttavia, la migliore stabilità in temperatura è ottenuta nella gamma compresa tra 15 μ A e 750 μ A. La frequenza del VCO è definita da questa corrente I_f e dal valore della capacità esterna C_{ext} , essendo, la corrente di controllo, regolata per mezzo della resistenza R_f connessa tra i terminali 7 ed 8 e la massa. L'equazione per il ricavo della frequenza è la seguente:

$$f = \frac{I_f}{3 C_{ext}} \quad (\text{Hz, A, F})$$

$$f = \frac{1}{R_{ext} C_{ext}}$$



Il risultato della funzione precedente mostra che il grafico della frequenza in funzione del valore R_{ext} non è lineare ma esponenziale (si veda la figura 2, curva a). Sarà possibile ottenere un responso approssimativamente lineare per mezzo di un potenziometro antilogaritmico. Tuttavia, con un minimo d'ingegnosità sarà possibile far variare linearmente l'intensità di controllo, di modo che la scala delle frequenze risulti egualmente lineare (si veda la figura 2, curva b). Tale risultato, può essere ottenuto come ora diremo. Vi è sul terminale 7 del circuito integrato una tensione costante di 3V. La corrente che circola da questo reoforo alla massa è direttamente proporzionale alla frequenza d'uscita; in tal modo, una variazione lineare della corrente causerà ovviamente una variazione lineare della frequenza.

Vediamo nella figura 3 che questa variazione di corrente è ottenuta per mezzo del partitore di tensione costituito da R4, P1, P6 ed R7.

I valori delle parti del sistema, sono scelti in modo tale da far variare la tensione U_f presente al cursore del P1 tra 0,3V e 2,8V. Questo valore determina la caduta di tensione ai capi della R5 ($= 3V - U_f$) e, in accordo con la legge di Ohm, la corrente I_f che l'attraversa, quindi il valore della frequenza. Poiché esiste una relazione lineare tra la caduta di tensione e la corrente, è possibile ottenere, con l'impiego di un potenziometro lineare, una graduazione lineare della regolazione della frequenza:

$$I_f = \frac{3V - U_f}{R_5}, \text{ quindi}$$

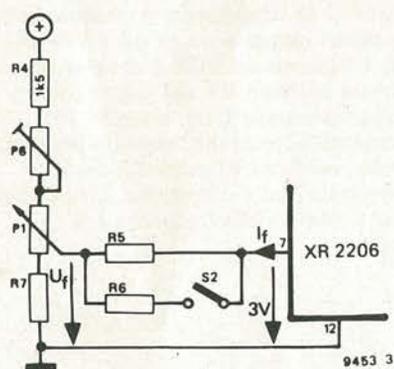
$$f = \frac{3V - U_f}{3 \times R_5 \times C_{ext}} \text{ (Hz, V, } \Omega, \text{ F)}$$

Allorché l'interruttore S2 è chiuso, supponendo che R5 sia uguale ad R6, la corrente di controllo è raddoppiata, il che provoca il raddoppio della frequenza del segnale generato dal VCO.

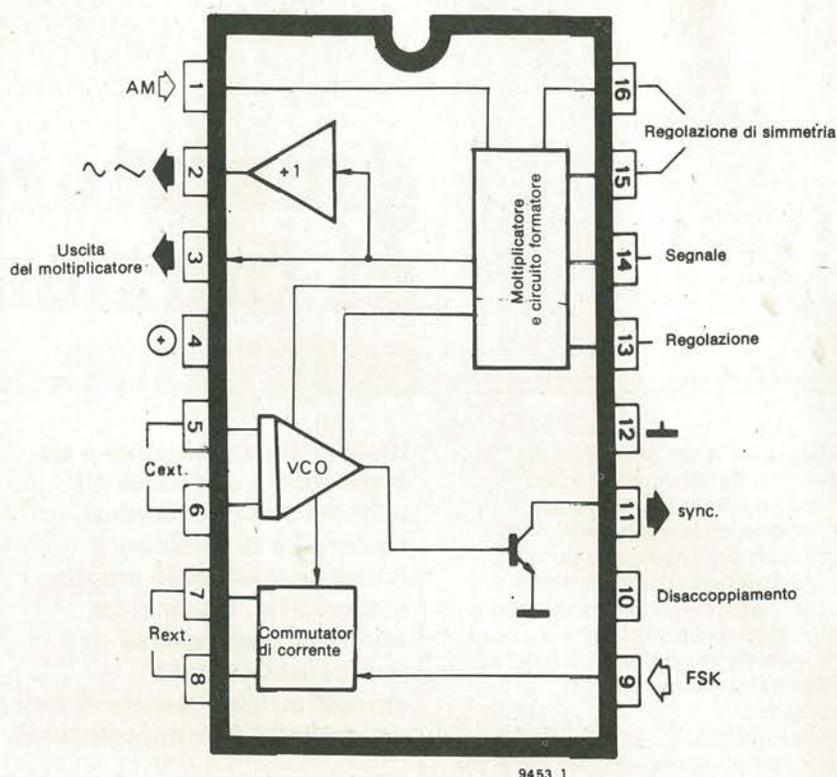
La gamma di regolazione del P1 permette di far variare la frequenza su poco più di una decade, per esempio da 9 Hz a 110 Hz.

La regolazione fine si effettua tramite P6.

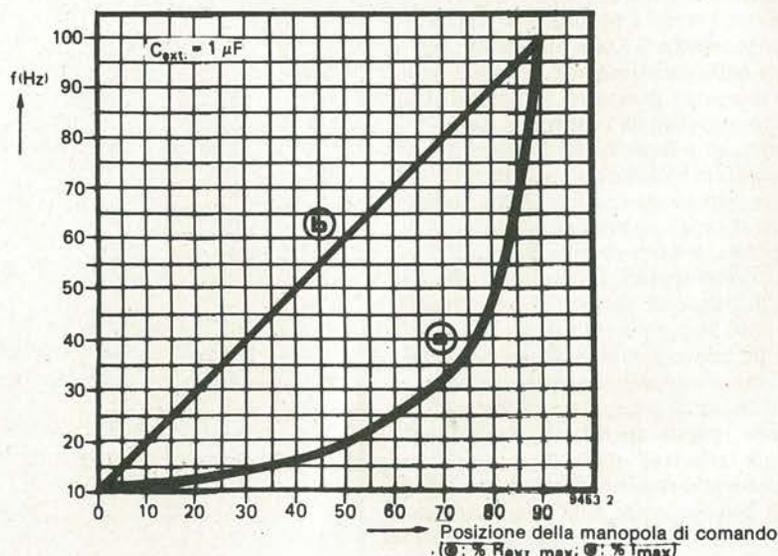
3



1



2



Il generatore

La figura 4 riporta lo schema completo del generatore. Il terminale 2 serve come uscita per i segnali di forma sinusoidale, triangolari ed a denti di sega, mentre i segnali quadri e gli impulsi rettangolari sono disponibili al reoforo 11.

I condensatori da C1 a C4 sono le capacità esterne che stabiliscono la frequenza (Cext). La commutazione tra le diverse gamme si effettua per mezzo di S1; C5, C6 e C12 sono condensatori di disaccoppiamento.

Il divisore di tensione R1/R2 dimezza l'alimentazione e tramite il reoforo 3 serve a regolare il livello della componente continua del circuito integrato.

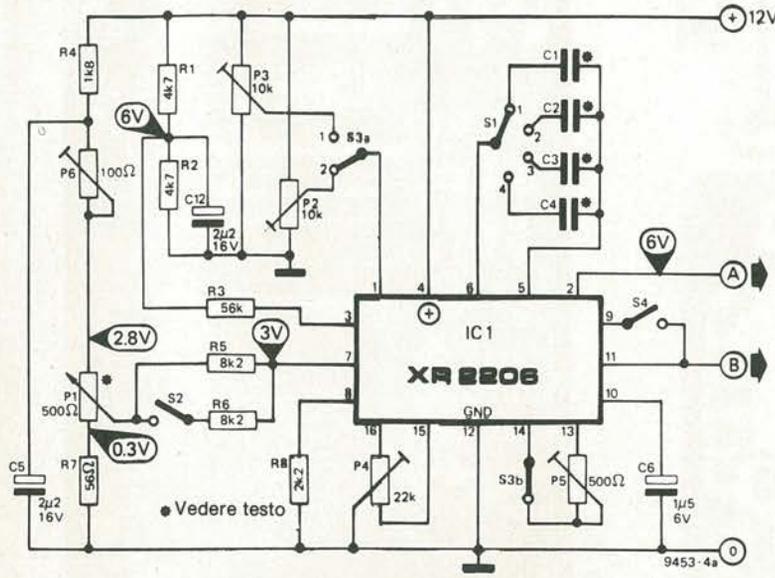
Ne risulta che la tensione continua

presente sul reoforo 2 è analogamente

$$\frac{U_b}{2} = 6V.$$

Si può far variare l'ampiezza del segnale di uscita tramite P2 e P3. La regolazione si effettua separatamente per le onde sinusoidali (P2) e quelle triangolari o a dente di sega (P3), di modo che i valori da picco a picco delle tre tensioni siano le stesse; il deviatore S3a effettua la commutazione tra P2 e P3. La simmetria delle onde di forma triangolare e sinusoidale può essere aggiustata per mezzo del potenziometro P4, mentre si può far variare il tasso di distorsione per mezzo del P5. La commutazione tra i segnali di forma sinusoidale e triangolare si effettua per mezzo di S3b. Allorché l'interruttore S4 è chiuso, sull'uscita A

4a



S1	C	f [Hz]	S2 fx2 [Hz]
1	1 μ F	9...110	18...220
2	100nF	90...1100	180...2200
3	10 nF	0,9...11 kHz	1,8...22 kHz
4	1 nF	9...110 kHz	18...220 kHz

Figura 1. Schema a blocchi dell'interno del circuito integrato generatore di funzioni XR 2206

Figura 2. La principale caratteristica di questo generatore di funzioni è la linearità della scala delle frequenze che aumenta considerevolmente la facilità d'impiego.

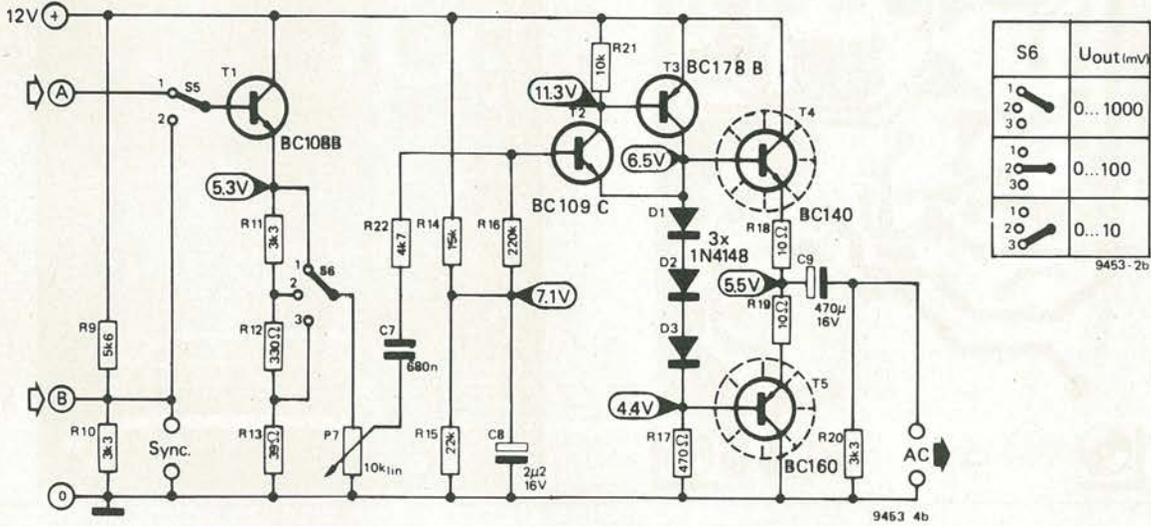
Figura 3. Con lo XR 2206, questa configurazione parziale del circuito permette di ottenere una scala delle frequenze a graduazione praticamente lineare.

Figura 4a. Circuito elettrico completo del settore generatore di funzioni.

Figura 4b. Lo stadio d'uscita garantisce al generatore una impedenza d'uscita bassa, e permette di regolare con precisione la tensione d'uscita.

Figura 4c. L'alimentazione è basata su di un regolatore di tensione integrato.

4b



S6	U _{out} (mV)
1 2 3	0...1000
1 2 3	0...100
1 2 3	0...10

appare un segnale a dente di sega. La sorgente di intensità integrata si commuta allora tra i reofori 7 ed 8 ad una cadenza eguale alla frequenza dei segnali quadri presenti all'uscita B, il che equivale ad una modulazione "automatica" per cambio di livello della frequenza.

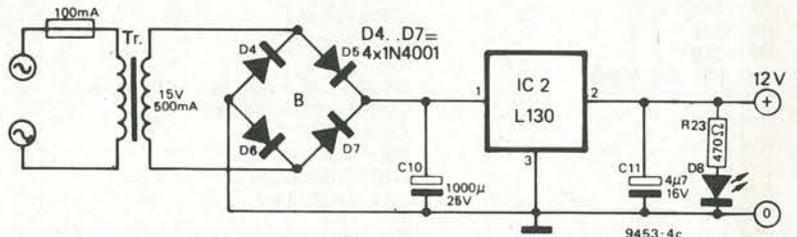
La pendenza del fianco posteriore del segnale è determinata dal valore di R8, che non deve essere inferiore ad 1 k Ω .

Lo stadio d'uscita

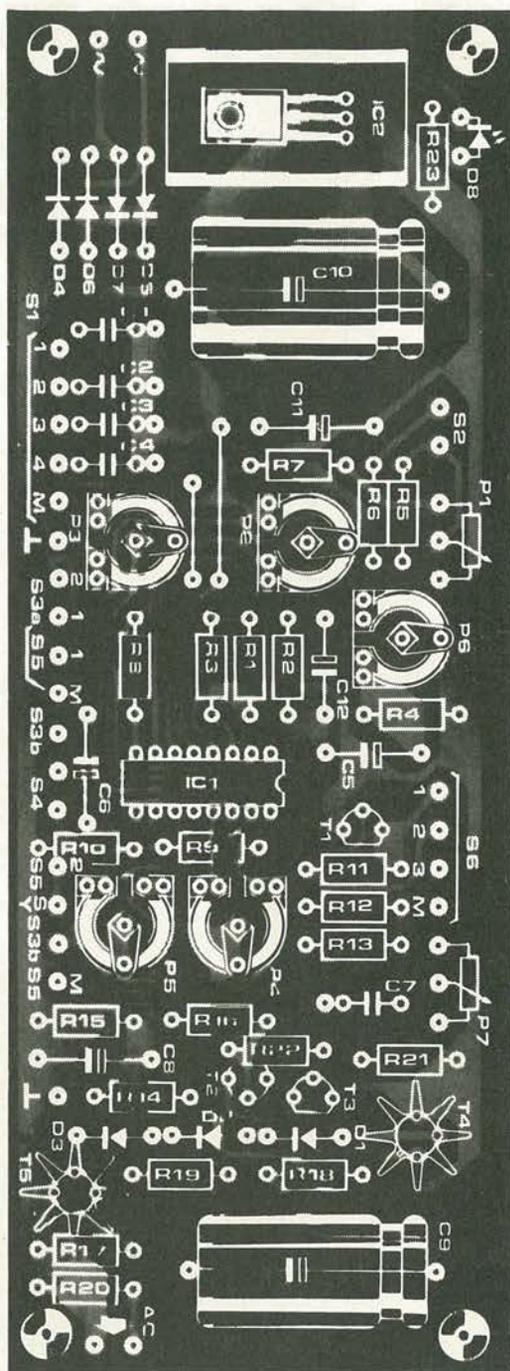
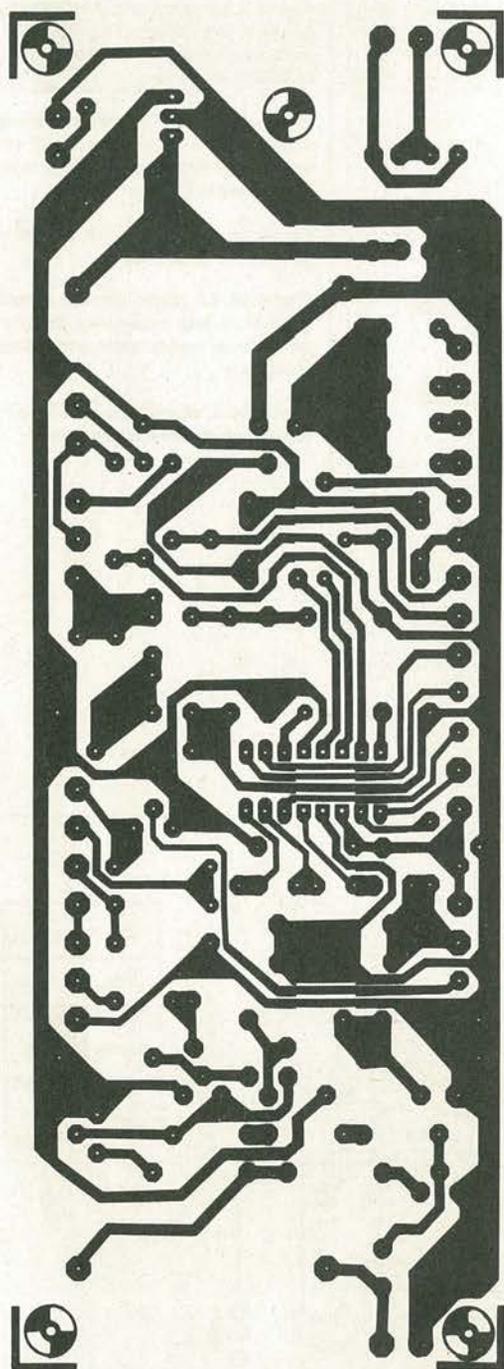
Un buon generatore di segnali, ha necessariamente un'impedenza di uscita bassa, ed eroga una tensione precisa e facile da regolare.

Lo stadio d'uscita presentato nella figura 4b realizza queste due condizioni.

4c



6

**Elenco dei componenti****Resistenze:**

R1, R2, R22 = 4k7
 R3 = 56 k
 R4 = 1k8
 R5, R6 = 8k2
 R7 = 56 Ω
 R8 = 2k2
 R9 = 5k6
 R10, R11, R20 = 3k3
 R12 = 330Ω
 R13 = 39Ω
 R14 = 15k
 R15 = 22k
 R16 = 220k
 R17, R23 = 470Ω
 R18, R19 = 10Ω
 R21 = 10k

Potenzimetri:

P1 = 500Ω a filo

P2, P3 = 10k trimmer
 P4 = 22k trimmer
 P5 = 500Ω trimmer
 P6 = 100Ω trimmer
 P7 = 10k lineare

Condensatori:

C1 = 1 μF
 C2 = 100 nF
 C3 = 10 nF
 C4 = 1 nF
 C5, C8, C12 = 2μ2/16 V al Tantalio
 C6 = 1μ5/6V al Tantalio
 C7 = 680 nF
 C9 = 470 μ/16V
 C10 = 1000 μ/25V
 C11 = 4μ7/16 V

Semiconduttori:

IC1 = XR 2206
 IC2 = L 130
 T1 = BC 108 (oppure BC107, 109, 546, 547, 548) B

T2 = BC 109 (oppure BC107, 108, 546, 547, 548, 549) C
 T3 = BC 178 (oppure BC177, 179, 556, 557, 558) B
 T4 = BC 140
 T5 = BC 160
 D1, D2, D3, = 1N4148
 D4, D5, D6, D7 = 1N4001
 D8 = LED

Commutatori:

S1 = commutatore 1 via, 4 posizioni
 S2 = interruttore unipolare
 S3a, S3b, S4, S5 = commutatore a 4 vie, 5 posizioni, oppure 3 deviatori (uno doppio e due semplici)
 S6 = commutatore 1 via 3 posizioni

Varie:

Tr = trasformatore 15 V/500 mA
 Fusibile = 100 mA con supporto
 2 radiatori T0 5 (per T4/T5)
 4 bocche diametro 4 mm

I segnali sinusoidali, triangolari e a dente di sega provenienti dall'uscita A del generatore, che giungono alla base del T1 tramite S5. I segnali quadri e gli impulsi sono disponibili all'uscita B del generatore che corrisponde al terminale di collettore di un transistor separatore compreso nel circuito integrato (si riveda la figura 1). R9 è la resistenza di carico di collettore di questo transistor e nello stesso tempo costituisce con R10 un divisore di tensione che limita l'ampiezza del segnale quadro a circa 4,5V. Ciò rende l'uscita di sincronizzazione compatibile con i circuiti TTL, mentre la protegge dai cortocircuiti; si può quindi impiegare tale uscita per pilotare logiche TTL, e come sorgente di segnale di sincronismo e di scansione per un oscilloscopio.

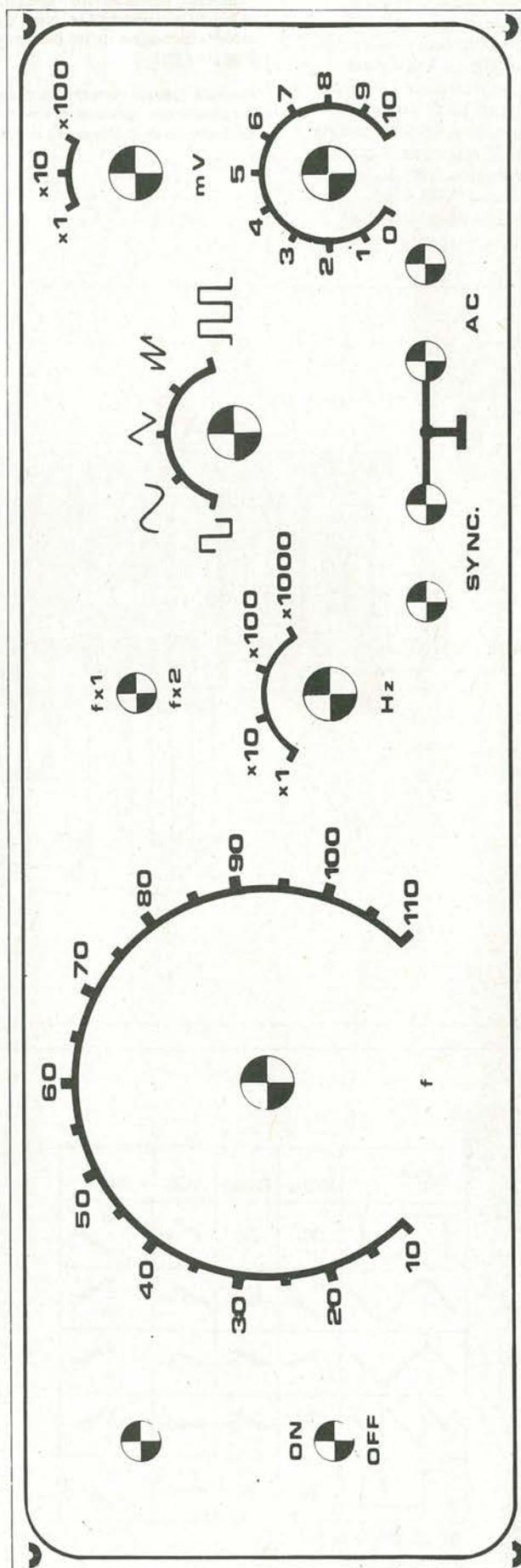
T1, che è connesso a collettore comune, separa le uscite dall'impedenza relativamente elevata del generatore (600 Ω e 2.000 Ω), del resto del circuito. I rapporti di divisione dei divisori di tensione R11, R12, R13 sono di 1, 10, 100, ciò che divide l'ampiezza d'uscita in tre gamme ciascuna di una decade, commutabili per mezzo di S6. La tensione d'uscita può variare continuamente all'interno delle gamme dette, tramite P7.

Lo stadio d'uscita propriamente detto utilizza i transistori da T2 a T5 che costituiscono un amplificatore di tensione connesso direttamente. T2 e T3 formano un emitter-follower composto da una coppia di Darlington complementare ciò che assicura allo stadio d'uscita una impedenza d'ingresso elevata, consentendo tuttavia di pilotare i transistor finali T4 e T5, che costituiscono a loro volta una copia complementare, a partire da una sorgente a bassa impedenza. L'impedenza d'ingresso elevata riduce il carico sul P7 e consente di impiegare per C7 un condensatore che non sia elettrolitico. Tramite i diodi D1, D2, D3, i transistor T4 e T5 ricevono una tensione di polarizzazione di base che fa circolare nelle resistenze di emettitore una corrente di riposo di circa 30 mA. Questa precauzione riduce in modo sensibile la distorsione dello stadio d'uscita. Il segnale d'uscita è accoppiato dal C9. L'impedenza dell'uscita alternativa è di circa 5 Ω , il che significa che il generatore può essere connesso direttamente ad un altoparlante. L'uscita alternativa (AC) è a sua volta protetta contro i cortocircuiti.

Figura 5. Montaggio delle parti e lato rame del circuito stampato del generatore di funzioni. La basetta prestampata, serigrafata e forata può essere richiesta con il numero di codice EPS 9453.

Figura 6. La sistemazione logica del pannello facilita l'impiego del generatore di funzioni.

00



L'alimentazione

Nel settore di alimentazione vi è poco da commentare, visto che è costituito attorno ad un regolatore a circuito integrato che fornisce una tensione di 12V stabilizzata (figura 4c). Come l'alimentatore, il generatore e lo stadio finale sono montati su di un unico circuito stampato; la sola connessione esterna relativa da effettuare è quella diretta al trasformatore di rete (erogante al secondario circa 15V/0,5 A). Il diodo elettroluminescente D8 dà l'indicazione "acceso-spento".

Figura 7. Schema di cablaggio delle prese, dei commutatori e dei potenziometri sul pannello.

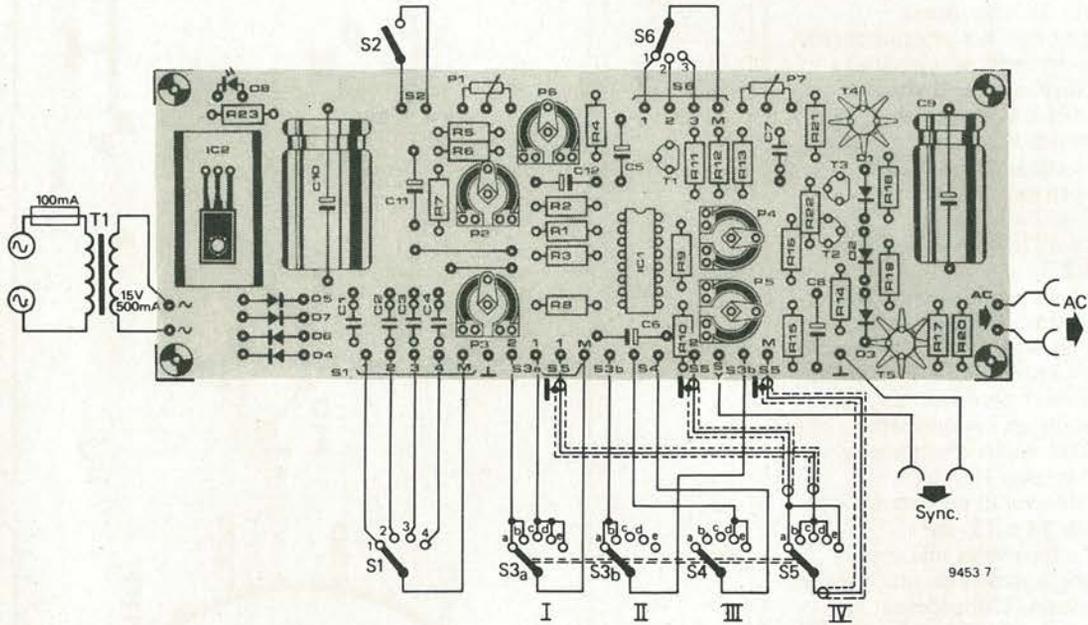
Figura 8. Il commutatore a più posizioni utilizzato per scegliere la forma d'onda può essere rimpiazzato da tre deviatori separati (S3a, S3b, S4 e S5).

Figura 9. Questo semplice circuito supplementare permette di effettuare una calibrazione della frequenza molto precisa.

Il circuito stampato e il pannello

Tutto il generatore è montato su di un solo c.s. (si veda la figura 5) il che facilita notevolmente la realizzazione. I comandi e le prese individuali sono disposte a gruppi funzionali per facilitare l'impiego. Il LED D8, indicatore di alimentazione inserita, è montato sopra l'interuttore. Alla destra di questi due si trova il potenziometro P1 che controlla la frequenza del segnale. La grandezza della scala, facile a leggersi, permette di regolare finemente la frequenza. La gamma di frequenza desiderata può

7



9453 7

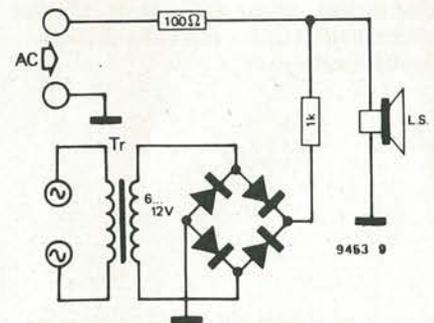
8

AC	S3a	S3b	S4	S5
	X	X		1- 2-
	1- 2-			1- 2-
	1- 2-			1- 2-
	1- 2-			1- 2-
	X	X		1- 2-

X = indifferente

9453 8

9



9453 9

essere scelta per mezzo del commutatore "Hz" (x1, x10, x100, x1.000), a dire: 10 - 110 Hz; 100 - 1, 1 kHz; 1 kHz - 11 kHz; infine 10 kHz - 110 kHz.

Ciascuna di queste frequenze può essere duplicata tramite il commutatore $f \times 2$, cosicché in tutto sono disponibili otto gamme di frequenza. Il commutatore che seleziona le diverse forme d'onda è situato a destra del selettore delle bande di frequenza.

La tensione d'uscita può variare progressivamente tra 0 e 10 mV, 0 e 100 mV, e 0 e 1.000 mV; la gamma che serve va scelta per mezzo del commutatore "mV" (x1, x10, infine x100). Il segnale d'uscita è disponibile ai terminali "AC" ed il segnale di sincronizzazione ai terminali "sync".

Il cablaggio e la realizzazione

Lo schema di cablaggio fornito (si veda la figura 7) facilita ancor meglio la realizzazione del generatore di funzioni. In particolare, il cablaggio del commutatore delle diverse forme d'onda può sembrare abbastanza complicato a prima vista. E' necessario impiegare un elemento a 4 vie, 5 posizioni che deve essere prima di tutto munito dei collegamenti verso l'interno, poi connesso ai punti previsti del circuito stampato (si veda la figura 7). Si raccomanda d'impiegare cavo schermato per tutte le connessioni del commutatore S5, al fine di evitare che tutti i parassiti d'intermodulazione derivanti dai segnali quadrati possano trasferirsi sui vari fili. Il cablaggio dei commutatori S1, S2 ed S6 così come quello dell'uscita "AC" e del sincronismo non presenta problemi particolari.

I componenti

Si raccomanda d'impiegare per P1 un potenziometro a filo, perché questo tipo in genere presenta una linearità migliore del corrispondente tipo a carbone. Evidentemente, si può utilizzare anche un potenziometro del tipo a dieci giri con manopola di comando demoltiplicata che consente di ottenere una regolazione della frequenza estremamente precisa, tuttavia, la spesa supplementare che s'incontra scegliendo un componente del genere è sensibile.

I condensatori C1, C2, C3, C4 devono essere assolutamente a bassa tolleranza (MKM).

Come si vede nella figura 8, è possibile rimpiazzare con tre deviatori separati il commutatore multiplo previsto per selezionare le forme d'onda desiderate. Questa soluzione complica leggermente il montaggio-cablaggio e l'economia eventualmente ottenuta dipende dal tipo di deviatore utilizzato.

La calibrazione

Dopo aver saldati i componenti sulla base stampata, ed aver effettuato il cablaggio ai commutatori ed ai potenziometri esterni, è necessario verificare il complesso con la massima cura, dopodiché si può alimentarlo con una tensione pari a 12V, con una tolleranza massima del 10%.

La calibrazione dell'ampiezza

- Si inizierà commutando S6 sulla posizione 1 (x 100), e ruotando P7 tutto in senso orario (ampiezza massima).
- Si effettuerà la selezione di un segnale sinusoidale dalla frequenza approssimativa di 1 kHz.
- Si regolerà P2 per ottenere l'ampiezza minima, come dire, con il cursore ruotato verso massa.
- Si regoleranno P4 e P5 a mezza corsa
- Si collegherà all'uscita "AC" del generatore un tester posto su di una scala pari a $2V_{eff}$ (alternata) e si regolerà P2 sino a leggere 1V oppure $2V_{eff}$.

L'ultima voce della scaletta esige una piccola spiegazione. Il vantaggio risultante dalla scelta della tensione più grande ($2V_{eff}$) è compensato dal deterioramento della qualità della forma d'onda a frequenze elevate (all'incirca superiori a 50 kHz circa).

E' quindi più opportuno regolare la tensione d'uscita ad 1V per conservare una forma d'onda sufficientemente pura sino a frequenze di circa 200 kHz. Per ottenere una bassa percentuale di distorsione (0,5% tipica) indicata nel foglio delle caratteristiche del circuito integrato, conviene effettuare una calibrazione complementare con l'impiego di un distorsionometro. A questo titolo, dobbiamo dire che malgrado il circuito stampato sia studiato con una cura specialissima, e che si prevedono i collegamenti schermati verso S5 e da questo alla basetta, vi sarà sempre una certa intermodulazione (in particolare all'interno dello stesso IC) tra l'uscita quadra e sinusoidale.

Alle frequenze superiori, ciò provoca l'apparizione di brevissimi impulsi sovrainposti al segnale sinusoidale. Per quelle applicazioni che esigono un fattore di distorsione minimo, la soluzione più semplice di questo problema, consiste nel cortocircuitare l'uscita di questi segnali quadri, sopprimendo in tal modo la sorgente di distorsione.

- La regolazione approssimativa della distorsione del segnale in uscita, si effettua tramite P5, mentre P4

consente di effettuare l'aggiustamento fine. Non disponendo di un distorsionometro, la regolazione del P4 e del P5 a metà corsa può già dare risultati soddisfacenti.

- L'ampiezza dei segnali triangolari e a dente di sega, può essere regolata tramite P3. Si deve quindi commutare per la forma d'onda triangolare, e trimmare P3 sino a che il tester indica all'incirca 0,8V.

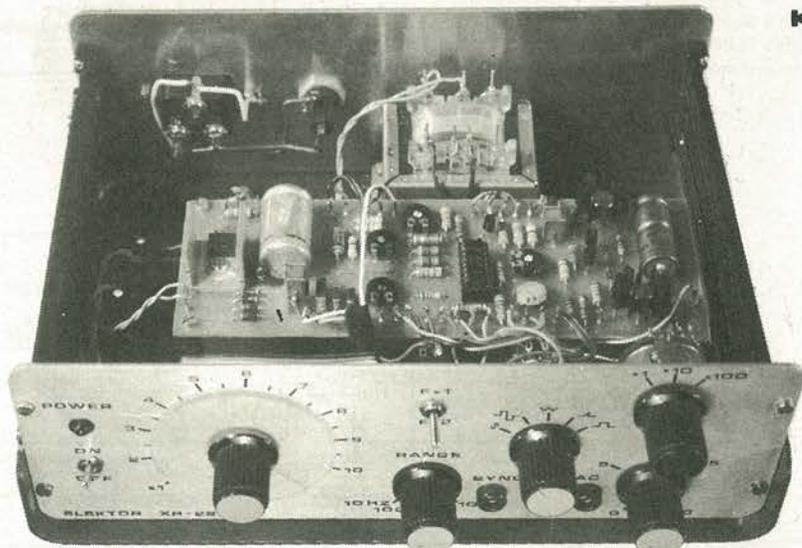
Naturalmente si può procedere alla regolazione per mezzo di un oscilloscopio; in tal caso: per le onde sinusoidali, regolare per mezzo del P2 l'ampiezza sino a $2,82 V_{pp}$ (valore equivalente ad $1 V_{eff}$), oppure a $5,65 V_{pp}$ ($2 V_{eff}$); per le onde triangolari, regolare per mezzo del P3 l'ampiezza sino a $2,82 V_{pp}$ oppure $5,65 V_{pp}$.

La calibrazione in frequenza

Vi sono due metodi principali per calibrare la scala delle frequenze del generatore di funzioni.

Il primo consiste nel servirsi di un frequenzimetro connesso all'uscita di sincronismo, porre P1 su 100 Hz ed agire su P6 sino a far coincidere la frequenza letta sul frequenzimetro con la graduazione della scala.

Il secondo metodo consiste nell'utilizzare il circuito di figura 9. La tensione alternata di circa 6 oppure 12V fornita dal trasformatore per campanelli, è rettificata, poi alimenta un altoparlante tramite una resistenza da 1 k Ω . In tal modo, si applica all'altoparlante una tensione continua pulsante della frequenza di 100 Hz perfettamente audibile. In più l'altoparlante riceve dal generatore di funzioni (uscita AC) un segnale sinusoidale del valore di 100 Hz tramite una resistenza da 100 Ω . Allorché i due segnali si sommano, si produce una nota di battimento a seconda che siano in fase o un controfase. Per mezzo del P6 si può allora regolare la frequenza del generatore di funzioni sino al battimento zero. Solo in pochi casi si potrà ottenere un battimento zero assoluto, perché la frequenza di rete così come quella del generatore soffrono ambedue di piccole fluttuazioni periodiche. Per tale ragione, è sufficiente ottenere una frequenza di battimento inferiore a 5 Hz.



mini-phasing

Il segnale da trattare, prima di tutto è amplificato dal T1 che costituisce l'unico stadio "attivo" dell'apparecchio, l'unico che offre un guadagno in tensione, visto che lo sfasatore svolge altri compiti. La sensibilità d'ingresso è aggiustata tramite P1; se codesto è regolato verso il massimo, si può avere un po' di distorsione (la relativa percentuale dipende dall'ampiezza del segnale presentato). L'effetto comunque non è completamente negativo, anzi, aumentando il tasso armonico contenuto nel segnale, rinforza l'impressione data dal phasing. Non di rado, infatti, questi apparati prevedono un vero e proprio distorsore. Dopo il T1, l'audio è diviso in due canali; uno è costituito dal C8 che lo porta direttamente al P3, l'altro dal circuito di sfasamento, che comprende i transistori T2 e T3. E' da notare che gli stadi relativi hanno resistori di collettore ed emettitore eguali, quindi a questi elettrodi si ricavano segnali che hanno la stessa ampiezza, pur essendo in opposizione di fase. Si può modificare lo sfasamento dei segnali presenti ai punti C4/P2a e C6/P2b agendo sul doppio potenziometro monocomandato P2. Ogni stadio introduce uno sfasamento di 180°, ovvero in tutto 360°, al massimo. T4 è montato a collettore comune, ed in tal modo presenta una impedenza d'ingresso elevata al secondo stadio, ma offre una impedenza d'uscita bassa. L'audio, tramite C7 perviene ad una estremità del P3, mentre la opposta è connessa al segnale non sfasato, come abbiamo visto.

Anche se molto semplice, questo apparecchio consente di introdurre nelle esecuzioni musicali un ottimo effetto phasing.

Per la costruzione non servono che poche parti economiche. La sensibilità del preamplificatore compreso nel circuito, rende possibile l'utilizzo con le più svariate sorgenti di segnali, come chitarre elettriche, microfoni, organi elettronici sintetizzatori.

R. Oterwell

Il potenziometro funge da regolatore di "bilanciamento" tra i due, in pratica, a seconda di come è ruotato il cursore, si hanno tutte le proporzioni relative. Al limite, si potrebbe regolare P3 sin che un segnale annulli l'altro tramite lo sfasamento perfetto di 180°.

Montaggio

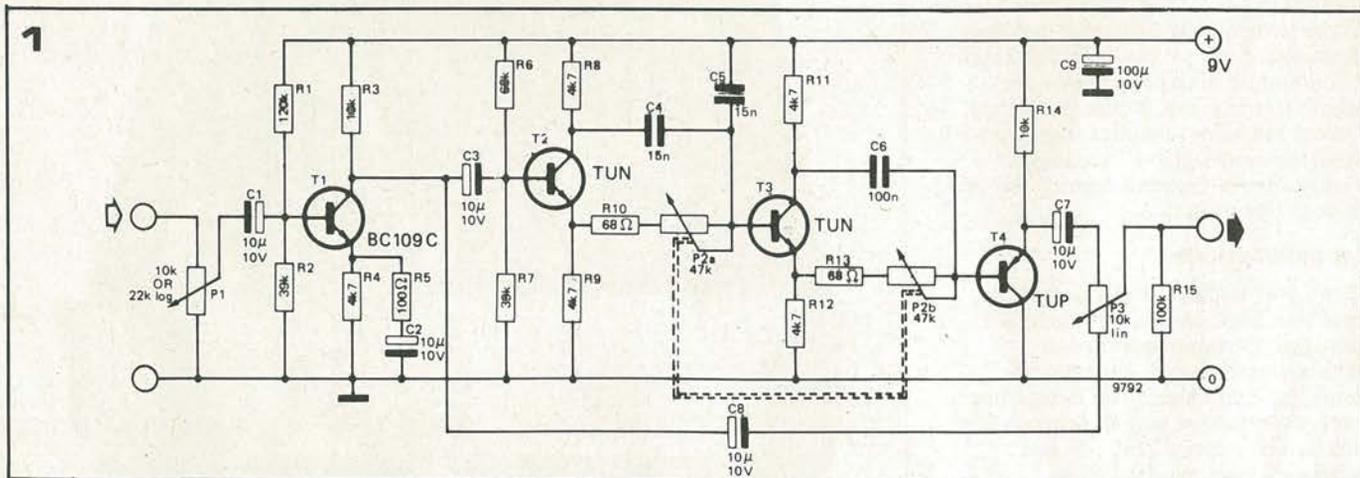
Se l'apparecchio è destinato all'utilizzazione con uno strumento portatile, che potrebbe essere una chitarra o un piccolo sintetizzatore, si potrà montarlo su un apposito contenitore sovrastato da un pedale che aziona P2; se invece si preferisce un diverso tipo di applicazione (per esempio con un organo) il sistema elettronico può essere montato dentro l'involucro che sembra più adatto, o addirittura nello strumento musicale.

La corrente assorbita dal mini-phasing è dell'ordine di qualche mA; per l'alimentazione può quindi servire anche una comune pila da 9V.

Se si installa l'apparecchio "dentro" ad uno strumento musicale elettronico, organo o pianola; la tensione "power" può essere prelevata dai circuiti dello stesso.



Figura 1. Schema elettrico del mini-phasing
Figura 2. Pedale che aziona P2



alimentatore stabilizzato a circuito integrato

Ci riferiamo all'IC LM 317 della National Semiconductor, che è disponibile in contenitore TO-3 e TO-5, con il mutamento del suffisso della sigla rispettivamente delle lettere K ed H. Le connessioni dei due contenitori si scorgono nella figura 1.

A differenza dai regolatori che prevedono una tensione d'uscita fissa, non vi è il collegamento centrale a massa. Lo LM 317 funziona come regolatore fluttuante; la tensione di comando applicata al terminale 1 determina la tensione d'uscita.

Visto che nessun reoforo dell'IC è collegato a massa, è possibile regolare valori elevati, tuttavia alla condizione che la tensione massima entrata-uscita non sia oltrepassata.

Le principali caratteristiche elettriche ed i valori assoluti da non superare sono riportati nella tabella 1 per lo LM 317 e le sue versioni dalla gamma di temperature allargata LM 117 ed LM 217. La corrente massima d'uscita (tipicamente 2,2 A per il contenitore TO-3) e la reiezione al ronzio di 65 dB (che può essere portata ad 80 dB) hanno un interesse particolarissimo. Il circuito tipico di utilizzazione dello LM 317 è riportato nella figura 2. Il divisore di tensione R1/R2 determina la polarizzazione al terminale di pilotaggio 1; questa tensione permette di far variare l'uscita. Una tensione stabilizzata di riferimento di circa 1,25V è disponibile tra il reoforo 1 ed il contenitore. Questa determina il passaggio di una corrente costante attraverso R1 ed R2. Vi è tuttavia una corrente di fuga che vale circa 100 μ A diretta a massa tramite R2, ed in tal modo si può scrivere la formula seguente, per il calcolo della tensione d'uscita Vs:

$$V_s = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_f R_2$$

(ove I_f è la corrente di fuga)

In pratica, è necessaria una corrente minima di carico di 4 mA, per avere una regolazione efficace. Per delle intensità inferiori, la tensione d'uscita sorpasserà il valore scelto; ciò implica un valore massimo per R1 di 470 Ω ad assicurare il minimo carico. La corrente di fuga rappresenta meno del 2% dell'intensità detta, e potrà anche essere trascurata.

I circuiti integrati regolatori di tensioni fisse, odieramente sono "moneta corrente". Questi componenti a tre terminali non sembrano in grado di erogare altro che il loro valore tipico ben determinato (ad esempio 5V per il modello LM 309). Vi è peraltro un circuito integrato che aggiunge alla semplicità di questo tipo di regolatore, il vantaggio supplementare di poter erogare una tensione stabilizzata variabile.

Con ciò, il valore di R2 è allora dato dalla formula:

$$R_2 = \frac{(V_s - V_{ref}) R_1}{V_{ref}}$$

ossia $\frac{(V_s - 1,25) 470}{1,25}$

La tolleranza esistente sul valore della tensione di riferimento implica il calcolo esatto del valore di R2; se si desidera una tensione regolata molto precisa, converrà scegliere per R2 un trimmer.

Questa soluzione permetterà di aggiustare la tensione d'uscita ad un livello richiesto. Le prestazioni del circuito possono essere migliorate aggiungendo alcuni componenti esterni all'IC, come si vede nella figura 3. Se l'integrato non è connesso molto vicino al condensatore di filtro, un elemento al Tantalo da 1 μ F sarà posto tra il terminale 2 e la massa. La reiezione al ronzio residuo può essere elevata ad 80 dB disaccoppiando la tensione di controllo per mezzo di un condensatore al Tantalo da 10 μ F connesso tra il reoforo 1 e la massa. L'effetto di questa modifica è illustrato nelle figure 4 e 5. Si potrà anche aggiungere una piccola capacità di disaccoppiamento all'uscita.

La figura 6 mostra la risposta del circuito ad un aumento transitorio della corrente erogata (picchi a dente di sega) con i condensatori di disaccoppiamento oppure senza.

Si nota che la presenza dei condensatori migliora sensibilmente il grafico.

Protezione dei diodi

Se un cortocircuito interviene all'ingresso e all'uscita, C2 e C3 si scaricano sul circuito integrato, ed in tal modo potrebbero distruggerlo. I diodi D1 e D2 permettono ai condensatori di scaricarsi a massa se sopravviene uno degli incidenti detti.

Varianti

La presenza di un terminale di controllo nell'LM 317 consente di effettuare interessanti variazioni del circuito di base. Per esempio, la tensione regolata può essere asservita ad un comando esterno inserendo un transistor NPN tra il reoforo di controllo e la massa, come mostra la figura 7. La presenza di un segnale sulla base del transistor (che può essere erogato da un circuito TTL) lo



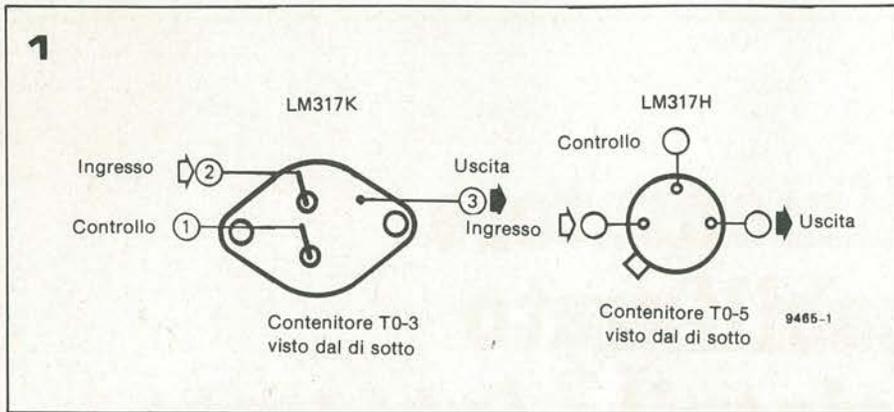


Figura 1. Terminali degli LM 317H ed LM 317K.

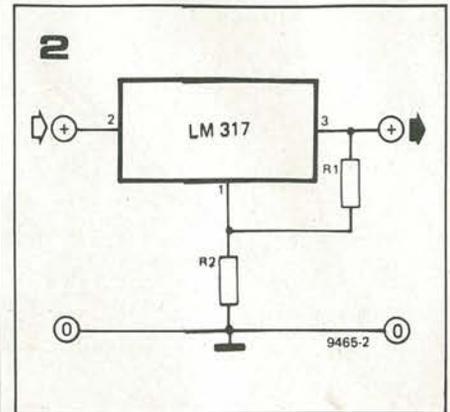


Figura 2. Disposizione che serve per determinare il valore della tensione regolata per mezzo di due resistenze.

Figura 3. La reiezione al ronzio residuo e la regolazione dell'LM 317 possono essere migliorate aggiungendo dei condensatori di disaccoppiamento; dei diodi di protezione risultano allora indispensabili.

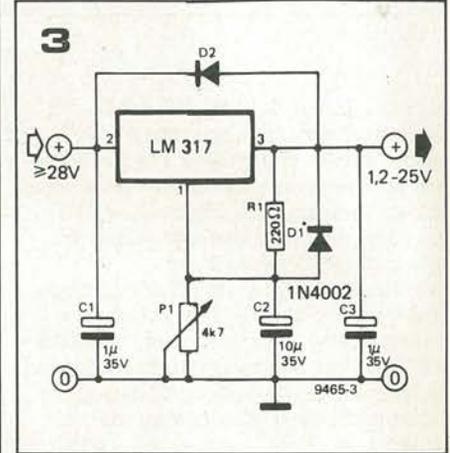
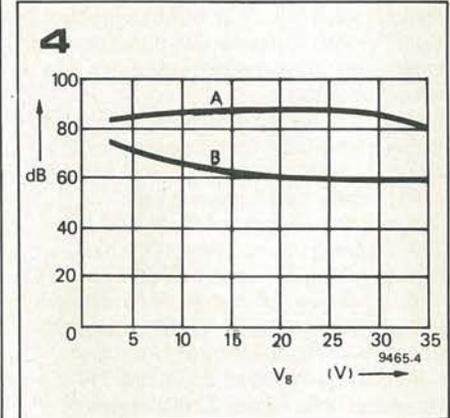


Figura 4. Reiezione al ronzio in funzione della tensione d'uscita con C2 (A) e senza C2 (B).

Figura 5. Reiezione alle interferenze di linea in funzione della frequenza con C2 (A) e senza C2 (B).

Figura 6. Responso dell'alimentatore ad un aumento forte e brusco della corrente di uscita con i condensatori di disaccoppiamento (punteggiatura) e senza (tratto pieno).



porta alla saturazione e provoca la discesa al valore di massa del terminale di controllo. In tal modo, la tensione di uscita scenderà a sua volta ad un valore leggermente più grande della V_{ref} . Desiderando una alimentazione con tempi di stabilizzazione prolungati, si potrà utilizzare il circuito di figura 8. In questo, connessa la tensione, C2 si carica tramite la giunzione emettitore-base del T1, mentre il transistor si porta alla saturazione. Nelle condizioni dette, il terminale di comando è praticamente a massa.

Dopo che C2 si è caricato, l'intensità che attraversa T2 diminuisce e la tensione di uscita sale gradualmente.

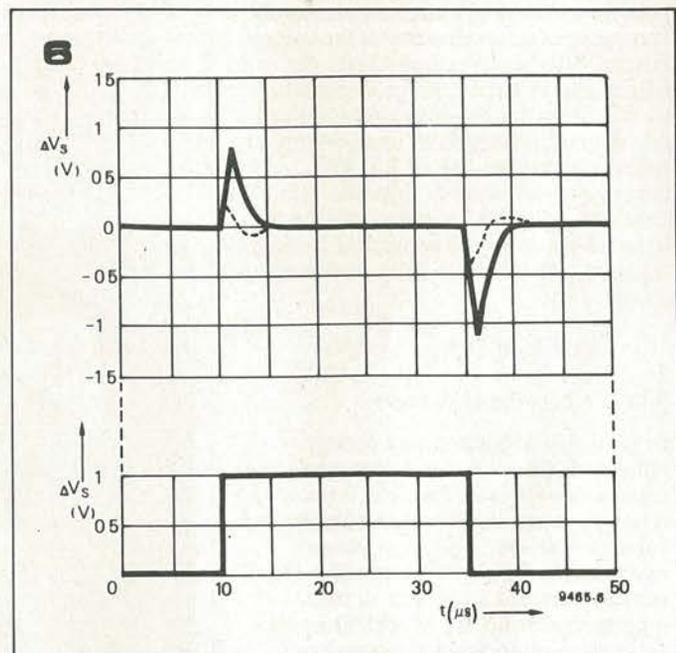
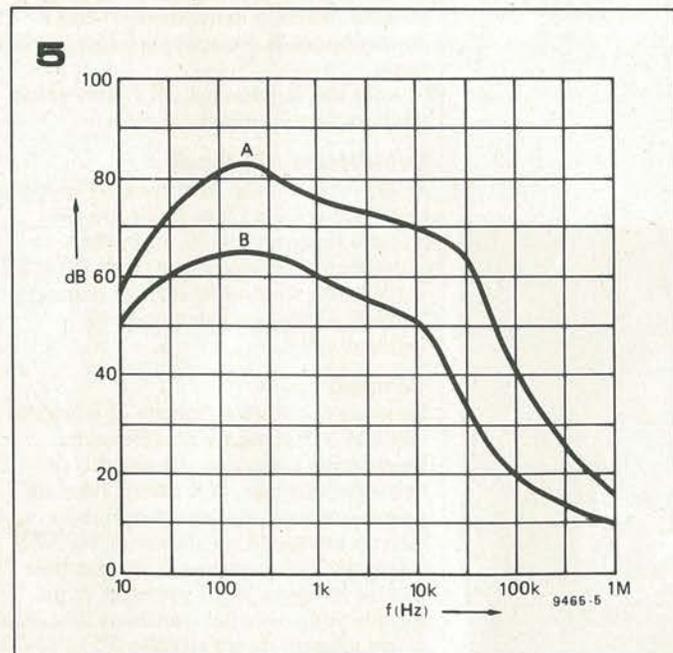
Il circuito integrato può anche essere montato come sorgente di intensità costante. Se una resistenza è interposta tra il contenitore ed il terminale 1, si

stabilisce una corrente
$$\frac{V_{ref}}{R}$$

La medesima circolerà nel carico, se questo è connesso tra reoforo 1 e la massa (facendo astrazione dalla corrente di fuga che deriva dal "pin"1). La configurazione di questo circuito appare nella figura 9.

Descrizione dell'alimentazione stabilizzato proposto

Lo schema di un alimentatore adatto per gli impieghi di laboratorio appare nella figura 10.



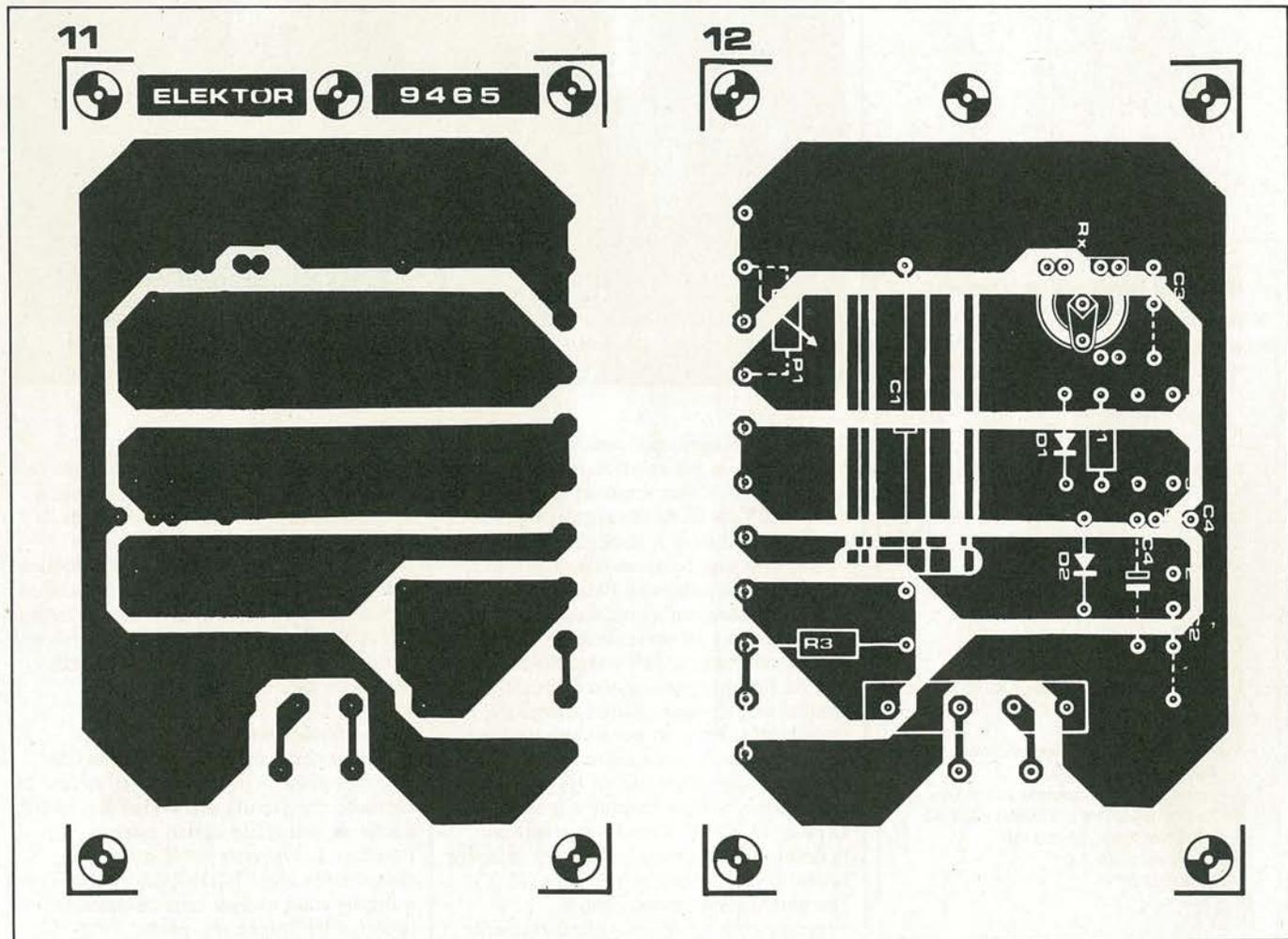
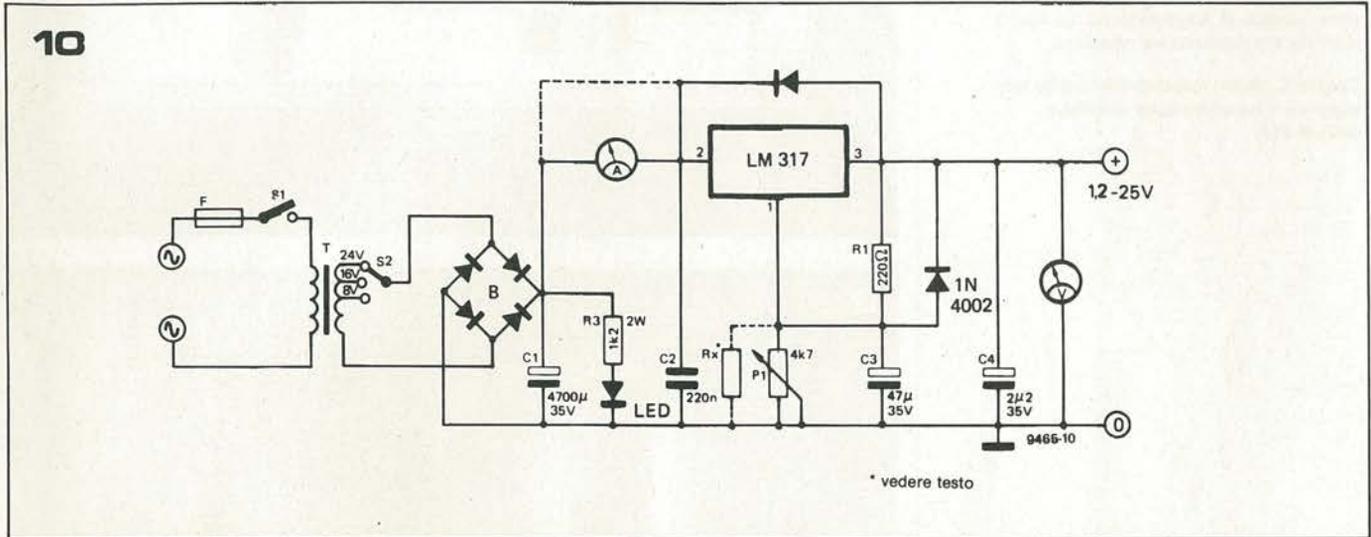
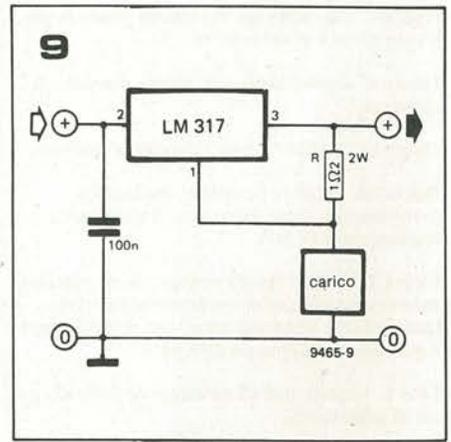
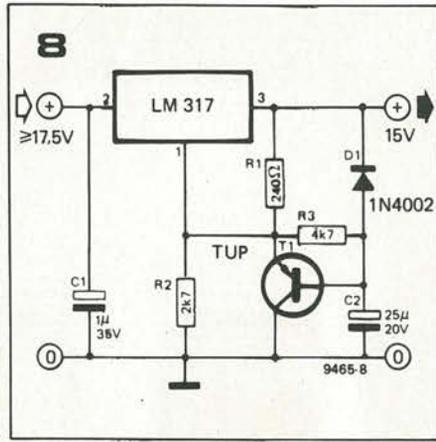
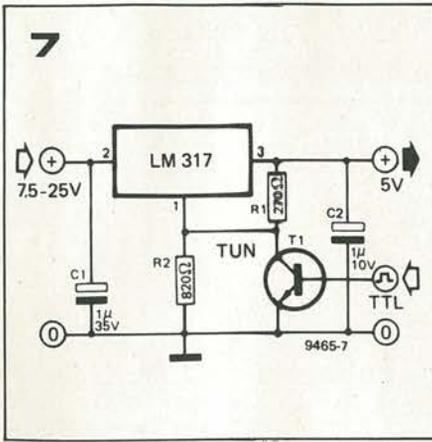


Figura 7. Comando del regolatore ottenuto per mezzo di un transistor NPN.

Figura 8. Alimentatore con azione ritardata di ripristino.

Figura 9. L'LM 317 come sorgente di corrente.

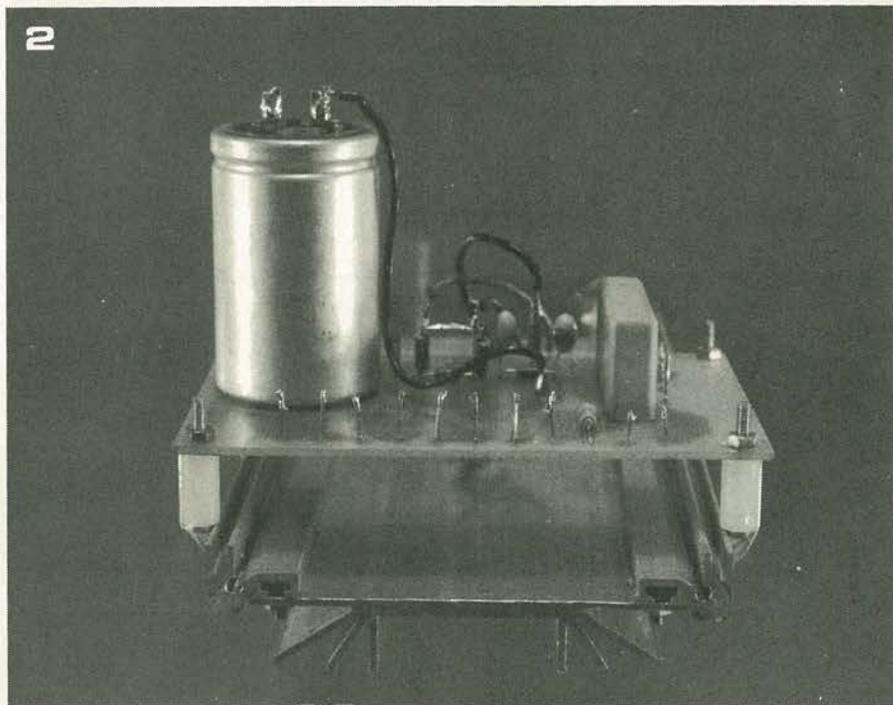
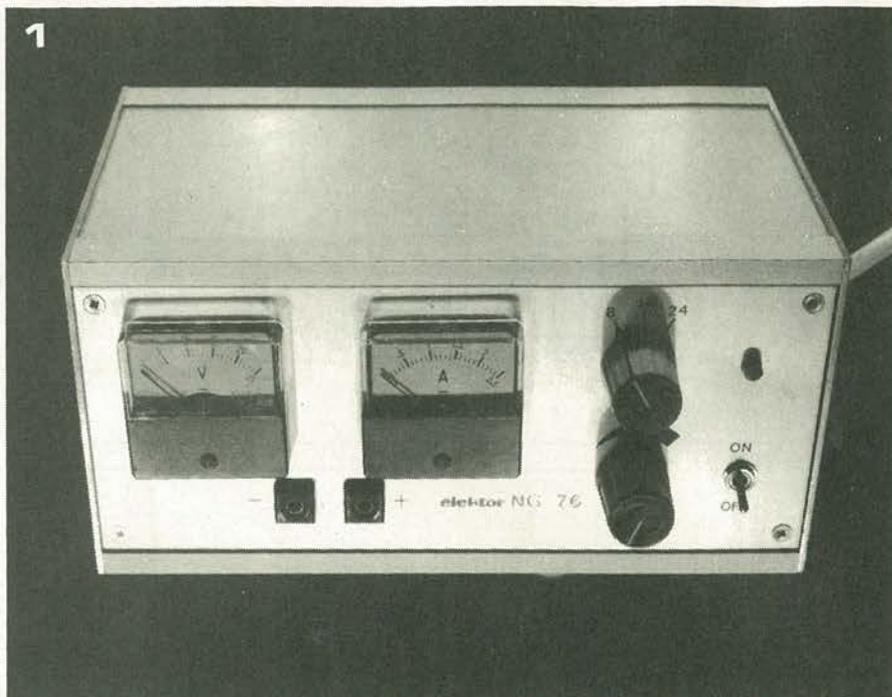
Figura 10. Schema completo, realizzabile praticamente, di un alimentatore stabilizzato impiegante l'LM 317.

Figure 11 e 12. Circuito stampato e disposizione dei componenti dell'alimentatore stabilizzato (per ordinare il circuito stampato, si deve citare il numero di riferimento EPS 9465).

Foto 1. Aspetto dell'alimentatore stabilizzato per usi di laboratorio.

Foto 2. Il circuito stampato di figura 11 utilizzato come modulo di alimentazione. La base è montata direttamente sul radiatore.

Tabella 1. Valori massimi assoluti da non superare e caratteristiche elettriche dell'LM 317.



Elenco dei componenti della figura 10

Resistenze:

R1 = 220 Ω

R3 = 1k2

Rx = 10 k trimmer o resistenza fissa (si veda il testo)

P1 = potenziometro lineare

Condensatori:

C1 = 4700 μ 35 V

C2 = 220 n

C3 = 47 μ 35 V

C4 = 2 μ 2 35 V

Semiconduttori:

D1 D2 = 1N4002

D3 = LED

IC = LM317K

B = rettificatore a ponte da 40 V, 2, 2 A

Varie:

T = trasformatore d'alimentazione, secondario 0-8-16-24 V, 2A

S1 = interruttore unipolare 250 V 1A

S2 = commutatore a 3 posizioni, 1 via

F = fusibile lento da 250 mA

Amperometro 0-2 A

Voltmetro 0-25 V

Questo montaggio può anche essere incorporato in un apparecchio da alimentare con una tensione compresa tra 1,2V e 25V. È possibile regolare la tensione fornita in questa gamma di valori, con una tensione d'ingresso di 36V. Tuttavia, allorchè l'alimentatore eroga all'uscita un valore basso in tensione con una corrente elevata, la caduta di tensione nell'integrato diviene tale da far entrare in gioco i circuiti di protezione, che annullano la tensione stabilizzata. Proprio per questa ragione s'impiega un trasformatore di alimentazione provvisto di tre prese al secondario, corrispondenti a tensioni di circa 8, 15 e 25V. Con P1 regolato al massimo, Rx sarà aggiustata per ottenere la tensione di uscita più elevata (25 V). Durante questa operazione, il commutatore S2 dovrà necessariamente

trovarsi nella posizione 25V.

In effetti, è assurdo voler stabilizzare la tensione d'uscita, se quella d'ingresso è leggermente superiore, ed a maggior ragione se è inferiore.

In questi casi, il dispositivo non procura alcuna regolazione, ed un ronzio residuo di una certa importanza appare in uscita. Per le applicazioni che necessitano di una tensione regolata fissa, Rx può essere costituito da una resistenza e P1 eliminato.

Può sembrare stragante, vedere l'amperometro inserito all'ingresso del circuito, giacchè in tal modo si misura la corrente che circola attraverso R1 ed R2, anche se non esiste carico esterno. Peraltro, la corrente detta non rappresenta che l'1% del valore misurato a fondo scala e causa una deviazione minima dell'indice che passa

1a Valori massimi assoluti.

Dissipazione	Limitata internamente.
Tensione massima ingresso-uscita	40V.
Gamma delle temperature di giunzione nel funzionamento:	
LM 117	-55°C a + 150°C
LM 217	-25°C a + 150°C
LM 317	0°C a + 125°C
Temperatura di immagazzinaggio	-65°C a + 150°C
Temperatura dei terminali durante la saldatura (tempo 10 secondi)	300°C

praticamente inavvertita. La disposizione insolita, presenta il vantaggio di non aggiungere la resistenza interna dello strumento all'uscita dell'alimentatore, il che nuocerebbe alla buona regolazione.

Realizzazione

Il circuito stampato e la relativa disposizione delle parti si scorgono nelle figure 11 e 12.

La fotografia 1 mostra l'aspetto del pannello dell'alimentatore realizzato per usi di laboratorio; la foto 2 presenta l'alimentatore nella veste destinata ad essere annessa ad un altro apparecchio. Il circuito stampato è fissato con delle viti al radiatore; l'amperometro può essere eliminato ed i due fori corrispondenti sul circuito stampato posti in corto con un ponticello, come si vede nella figura 10.

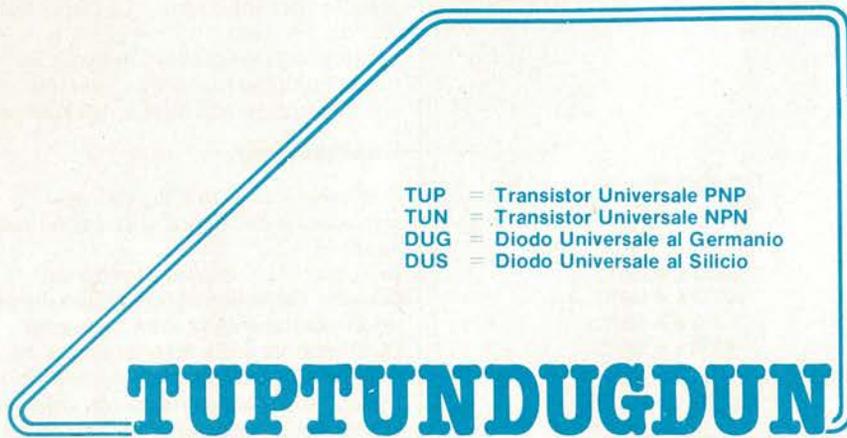
1b Caratteristiche elettriche (si vedano anche le note).

PARAMETRO	CONDIZIONI	LM 117/217			LM 317			Unità
		min	typ	max	min	typ	max	
Regolazione d'ingresso	TA = 25°C 3V ≤ Ve-Vs ≤ 40V (nota 2)		0,01	0,02		0,01	0,04	%/V
Regolazione al carico	TA = 25°C 10 mA ≤ Is ≤ I max Vs ≤ 5V (nota 2). Vs ≥ 5V (nota 2).		5 0,1	15 0,3		5 0,1	25 0,5	mV %
Correnti al terminale di controllo			50	100		50	100	μA
Variazioni della corrente di controllo	10 mA ≤ Is ≤ I max 2,5V ≤ (Ve-Vs) ≤ 40V.		0,2	5		0,2	5	μA
Tensione di riferimento	3 ≤ (Ve-Vs) ≤ 40V (nota 3) 10 mA ≤ Is ≤ I max P ≤ P max	1,20	1,25	1,30	1,20	1,25	1,30	V
Regolazione di ingresso	3V ≤ Ve-Vs ≤ 40 V (nota 2).		0,02	0,05		0,02	0,07	%/V
Regolazione al carico	10 mA ≤ Is ≤ I max (nota 2) Vs ≤ 5V Vs ≥ 5V		20 0,3	50 1		20 0,3	70 1,5	mV %
Stabilità in temperatura	Tmin ≤ Tj ≤ Tmax		1			1		%
Corrente di carico minima	Ve-Vs = 40V.		3,5	5		3,5	10	mA
Intensità massima	Ve-Vs ≤ 15V Contenitore K Contenitore H Ve-Vs = 40V. Contenitore K Contenitore H	1,5 0,5	2,2 0,8		1,5 0,5	2,2 0,8		A A A A
Rumore efficace in uscita % della Vs	TA = 25°C 10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0,003			0,003		%
Attenuazione del ronzio	Vs = 10V, f = 120 Hz C = 10 μF	66	65 80		66	65 80		dB dB
Stabilità a lungo termine	TA = 125°C		0,3	1		0,3	1	%
Resistenza termica tra giunzione e contenitore	Contenitore H Contenitore K		12 2,3	15 3		12 2,3	15 3	°C/W °C/W

Nota 1. In assenza di specifiche particolari, queste caratteristiche si applicano per - 55°C ≤ Tj ≤ + 150 °C, nel caso dell'LM 117, 25°C ≤ Tj ≤ 150° (LM 217), e per 0 °C ≤ Tj ≤ +125 °C (LM 317); Ve-Vs = 5V e Is = 0,1A per il contenitore TO-5 ed Is = 0,5A per i contenitori TO-5, TO-3 e TO-220. Anche se la dissipazione è limitata intrinsecamente, queste caratteristiche si applicano a delle potenze dissipate di 2W per il tipo TO-5, e 20W per i tipi TO-3 e TO-220. La Imax è di 1,5A per i TO-3 e TO-220 mentre è di 0,5A per il TO-5.

Nota 2. La regolazione è misurata a temperatura di giunzione costante. Le variazioni della tensione d'uscita dovute al riscaldamento, sono prese in considerazione separatamente. La misura è effettuata per mezzo di impulsi a fattore di ricorrenza poco elevato

Nota 3. E' possibile ottenere dei dispositivi selezionati con tensioni di riferimento strette.



TUP = Transistor Universale PNP
 TUN = Transistor Universale NPN
 DUG = Diodo Universale al Germanio
 DUS = Diodo Universale al Silicio

	type	UR max	IF max	IR max	P _{tot} max	C _D max
DUS	Si	25 V	100 mA	1 μA	250 mW	5 pF
DUG	Ge	20 V	35 mA	100 μA	250 mW	10 pF

Tabella 1a. Caratteristiche minime dei transistori qualificabili come TUP e TUN.

Tabella 1b. Caratteristiche minime dei diodi qualificabili come DUG e DUS.

	type	U _{ce0} max	I _c max	h _{fe} min.	P _{tot} max	f _T min.
TUN	NPN	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz
TUP	PNP	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz

Tabella 2. Vari tipi di transistori che soddisfano le specifiche TUN.

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

Tabella 3. Vari tipi di transistori che soddisfano le specifiche TUP.

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

Le lettere riportate dopo la sigla numerica indicano il guadagno in corrente:

A: α' (B, h_{fe}) = 125-260.
 B: α' = 240-500.
 C: α' = 450-900.

Tabella 4. Vari tipi di diodi che soddisfano le specifiche DUS e DUG.

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX 13	OA 91
BA 218	BAY 61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

Tabella 5. Caratteristiche minime delle famiglie di transistori BC107, BC108, BC109 e BC177, BC178, BC179 (dalle norme Pro-Electron). Si noterà che il BC179 non si adegua perfettamente alle specifiche TUP, avendo una I_c max di soli 50 mA.

	NPN	PNP
	BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179
V _{ce0} max	45 V 20 V 20 V	45 V 25 V 20 V
V _{eb0} max	6 V 5 V 5 V	5 V 5 V 5 V
I _c max	100 mA 100 mA 100 mA	100 mA 100 mA 50 mA
P _{tot} max	300 mW 300 mW 300 mW	300 mW 300 mW 300 mW
f _T min.	150 MHz 150 MHz 150 MHz	130 MHz 130 MHz 130 MHz
F max	10 dB 10 dB 4 dB	10 dB 10 dB 4 dB

Ogni volta che è possibile, i diodi ed i transistori che equipaggiano i circuiti di Elektor sono indicati come TUP (Transistor Unversale PNP), TUN (Transistor Universale NPN), DUG (Diodo Universale al Germanio) o DUS (Diodo Univer-sale al Silicio). Tali sigle indicano che più modelli similari possono essere utilizzati pur senza compromettere le prestazioni del circuito. Le caratteristiche minime che devono avere questi gruppi di componenti sono indicate nelle tabelle 1a e 1b.

Tabella 6. Alcuni transistori d'impiego corrente, derivati dai classici BC107, BC108 ecc. Le caratteristiche trascritte sono quelle che risultano dalle norme Pro-Electron; i prodotti di taluni costruttori sono superiori ai minimi standard riportati.

NPN	PNP	Contenitore	Note
BC 107	BC 177		
BC 108	BC 178		
BC 109	BC 179		
BC 147	BC 157		P _{max} = 250 mW
BC 148	BC 158		
BC 149	BC 159		
BC 207	BC 204		
BC 208	BC 205		
BC 209	BC 206		
BC 237	BC 307		
BC 238	BC 308		
BC 239	BC 309		
BC 317	BC 320		I _{cmax} = 150 mA
BC 318	BC 321		
BC 319	BC 322		
BC 347	BC 350		
BC 348	BC 351		
BC 349	BC 352		
BC 407	BC 417		P _{max} = 250 mW
BC 408	BC 418		
BC 409	BC 419		
BC 547	BC 557		P _{max} = 500 mW
BC 548	BC 558		
BC 549	BC 559		
BC 167	BC 257		169/259
BC 168	BC 258		I _{cmax} = 50 mA
BC 169	BC 259		
BC 171	BC 251		251...253
BC 172	BC 252		basso rumore
BC 173	BC 253		
BC 182	BC 212		I _{cmax} = 200 mA
BC 183	BC 213		
BC 184	BC 214		
BC 582	BC 512		I _{cmax} = 200 mA
BC 583	BC 513		
BC 584	BC 514		
BC 414	BC 416		basso rumore
BC 414	BC 416		
BC 414	BC 416		
BC 413	BC 415		basso rumore
BC 413	BC 415		
BC 382			
BC 383			
BC 384			
BC 437			P _{max} = 220 mW
BC 438			
BC 439			
BC 467			P _{max} = 220 mW
BC 468			
BC 469			
	BC 261		basso rumore
	BC 262		
	BC 263		



Il preamplificatore-correttore che descriviamo in questo articolo, offre elevatissime prestazioni ad un costo molto contenuto e prevede il telecomando per i principali controlli: volume, bilanciamento, toni acuti, bassi, profondità stereo. La connessione tra i regolatori ed il complesso è semplicemente realizzata con un cavo schermato quadripolare.

Tabella 1

Caratteristiche:

- costo poco elevato.
- possibilità di telecomandare il volume, i controlli di tono, il bilanciamento e l'intensità dell'effetto stereo.
- adattamento ottimale a tutte le sorgenti di segnali audio.
- prestazioni eccellenti.
- componenti standardizzati.

Prestazioni:

- distorsione tipica: 0,03%, massima 0,07%.
- rapporto segnale/rumore: - 95 dB.
- sensibilità: aggiustabile per ciascun ingresso tra 1,5 mV e 1500 mV.
- impedenza d'ingresso: pick-up magnetico, 47.000 Ω . Altri ingressi, secondo la sensibilità scelta, da 50 Ω a 150.000 Ω .
- livello d'uscita: nominale 400 mV (allo 0,03 di distorsione); massimo, 1V (allo 0,1 di distorsione).
- escursione dei controlli di tono: bassi \pm 12,5 dB a 63 Hz; acuti \pm 10 dB a 12,5 KHz.

Le applicazioni del telecomando sono sempre più estese.

A seconda che sia applicato ad automobiline giocattolo, ai televisori, ai modellini o alle gru da cantiere, il telecomando può essere di volta in volta un gadget, un sistema di utilità, un ausilio professionale. Vi sono diversi tipi di telecomando: via radio, oppure su cavo, o su raggio infrarosso.

Il telecomando degli apparecchi ad alta fedeltà può essere compreso nella categoria dei sistemi utili: per esempio, se si vuole regolare il controllo di bilanciamento stereo, si deve camminare avanti e indietro dal punto di ascolto all'apparecchio diverse volte. Tuttavia, l'eliminazione di un inconveniente del genere, non giustifica di per sé una spesa molto elevata, quindi nel caso presente si è scelto il sistema remoto più semplice; quello su cavo, che si effettua con un convenzionale cordone schermato a quattro conduttori.

Il telecomando, obbliga a concepire il sistema elettronico in modo diverso dalla tradizione, il che emerge da una prima occhiata alla figura 2, schema a blocchi. Nella maggior parte dei circuiti abituali, le funzioni sono organizzate come si vede nella figura 1; il selettore d'ingresso si trova all'entrata del circuito regolatore di tonalità "B"; con il selettore, si può ad esempio inserire il preamplificatore per pick-up "A" che elabora il segnale fornito dalla cartuccia magnetica portandolo ad un livello comparabile a quello degli altri ingressi, ed equalizzandolo secondo le norme RIAA.

T. Meyrick

parte 1

Il selettore è seguito dal sistema che regola il volume, poi vi è un adattatore d'impedenza che pilota il controllo di tono.

Volendo rendere il tutto telecomandabile, il sistema driver diviene piuttosto complesso, ed è ancor più difficile da realizzare se uno stadio adattatore d'impedenza è inserito tra il controllo di tono volume. Per superare le difficoltà, il miglior sistema è impiegare un potenziometro di volume dal valore molto piccolo, che può essere collegato direttamente al circuito di tono e porre lo stadio adattatore a monte del controllo. Con questa disposizione, si ha l'ulteriore vantaggio di poter impiegare un cavo di connessione anche molto lungo, visto che l'impedenza risulta bassa.

Già da questa considerazione si vede come il sistema differisca dalle realizzazioni tradizionali; riferendosi allo schema a blocchi di figura 2, si scorge la combinazione adattatore-preampli, che raccoglie tutti i segnali che giungono dagli ingressi: questa deve essere in grado di amplificare sia segnali deboli che forti, ma il problema può essere risolto regolando la controeazione che attraversa il sistema, con due vie supplementari del selettore; l'apparente complicazione, in effetti ha un risvolto assai vantaggioso, l'adattamento a qualunque segnale d'ingresso perfezionabile finemente con dei resistori fissi calcolati, o con dei sistemi di equalizzazione. Ove i correttori siano ben studiati, si ottiene un eccellente rapporto segnale-rumore, al tempo stesso, ed un importante margine nei confronti del sovraccarico da segnali amplissimi. Il secondo punto che informa l'originalità del complesso è la connessione alla scatola di telecomando B. Normalmente, la filatura dovrebbe prevedere due cavi schermati per gli ingressi, altri due per le uscite, ed ovviamente due fili per la massa generale ed il positivo. Con un

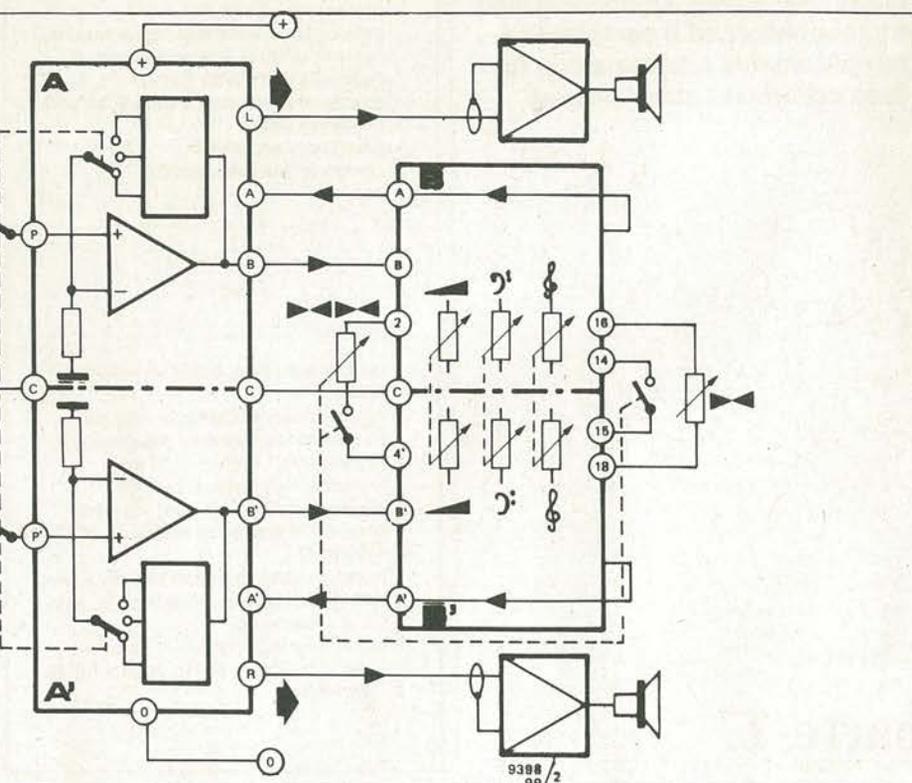
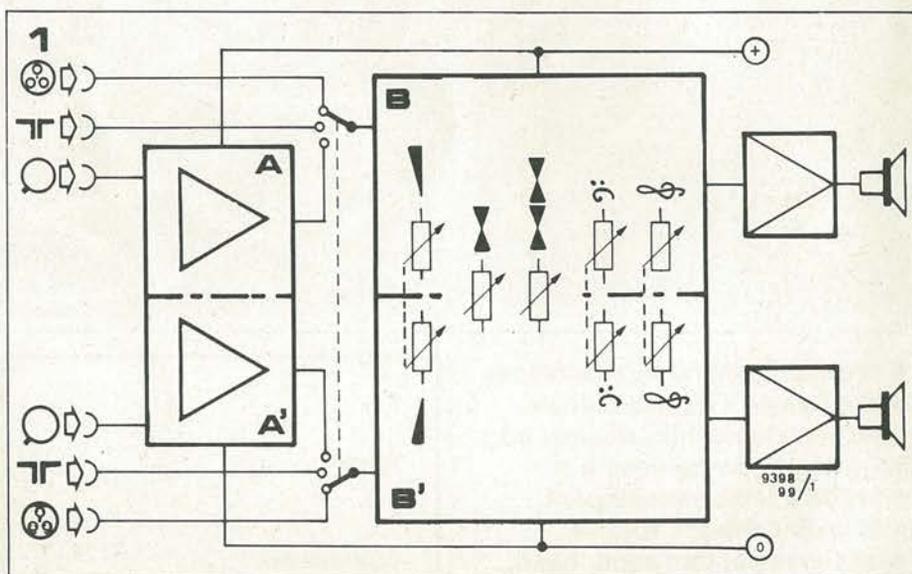
Figura 1. Schema a blocchi di preamplificatore-correttore di toni convenzionale. Il preamplificatore serve solo per la connessione al pick-up magnetici.

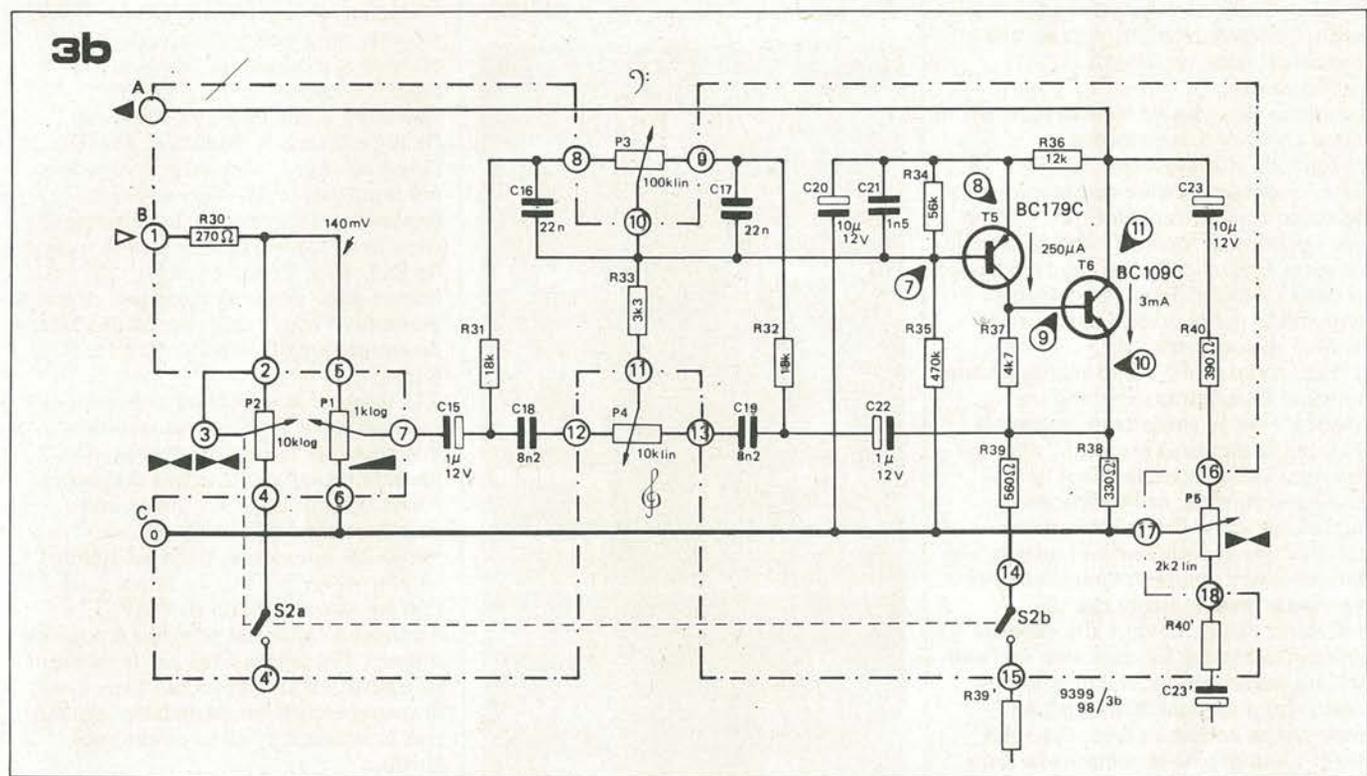
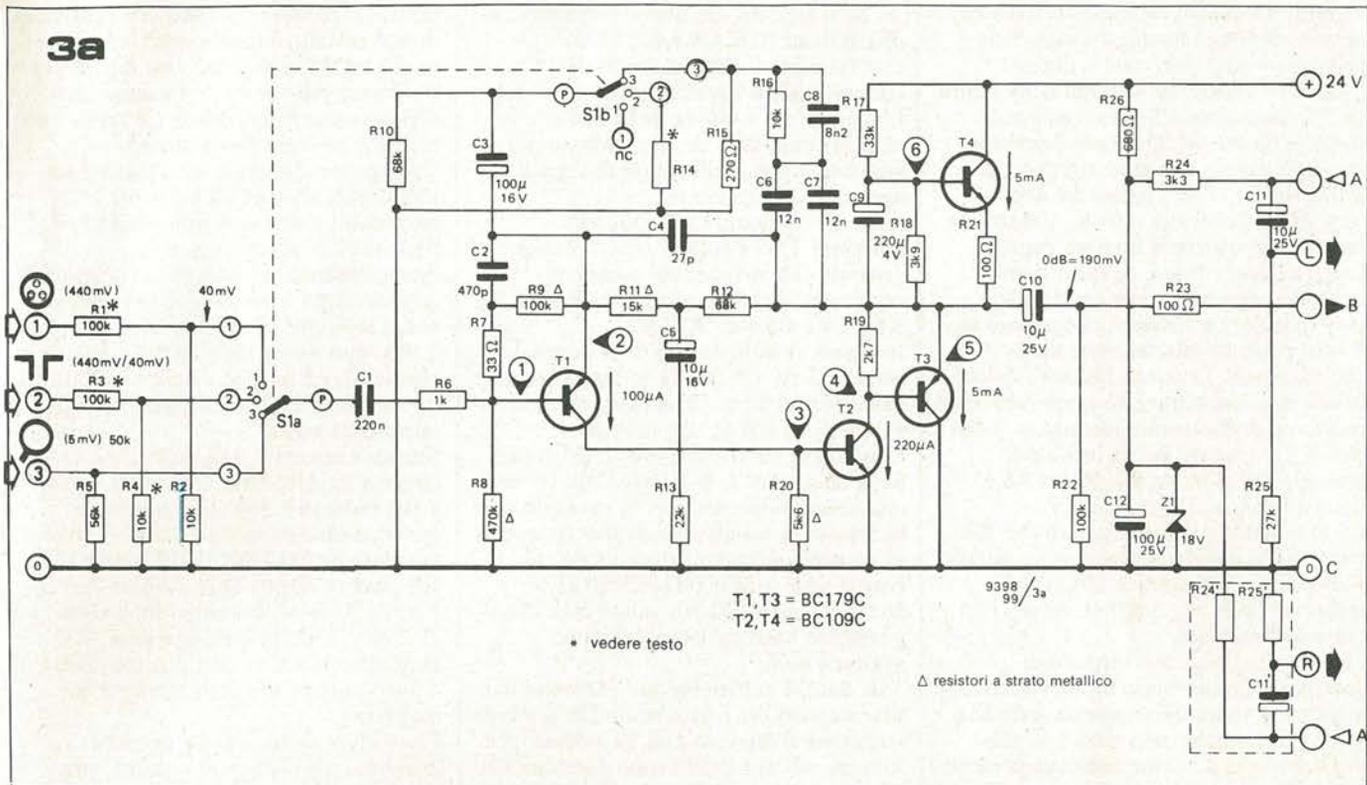
Figura 2. Schema a blocchi del Preco. Tutti gli ingressi pervengono al preamplificatore "A" tramite gli attenuatori; l'amplificatore-correttore "B" che segue, è connesso al precedente per mezzo di un cavo schermato a quattro conduttori più massa comune.

minimo di ingegno, in fase di progetto, i conduttori possono essere limitati a cinque, impiegando una massa generale. Notoriamente, però, il cavo schermato a quattro conduttori è assai più comune e reperibile (per esempio, lo si usa nei registratori), ed allora conviene eliminare il collegamento di troppo. La situazione può essere risolta con l'impiego di un'alimentazione "fantasma".

Per semplificare il concetto (una descrizione dettagliata seguirà) diremo che le resistenze di carico dello stadio finale, con i condensatori di accoppiamento, sono montati sulla bassetta del preamplificatore. Ciò permette di far correre la tensione CC ed il segnale audio sullo stesso conduttore, ed il filo addetto a trasportare il positivo può essere eliminato.

Il discorso che abbiamo condotto, può far credere che i circuiti siano molto complessi e sofisticati, il che a sua volta fa sospettare una certa criticità ed una notevole spesa per le parti. Al contrario,





ciascun canale del Preco, non impiega che sei transistor in tutto (si veda la figura 3).

Vedendo che le parti sono così poche e "solite" può sorgere il sospetto contrario, cioè che si sia fatto ricorso a dei compromessi per ridurre la complessità, anche ammettendo certi detrimenti nelle prestazioni. In realtà, le prestazioni dell'apparecchio sono tanto buone da poter attirare l'attenzione anche degli audiofili non interessati al telecomando (Tabella 1). In pratica, nulla impedisce di riunire le due parti dell'apparecchio in un solo contenitore, se si preferisce un montaggio tradizionale.

Il preamplificatore

Abbiamo già segnalato l'idea-base che informa questo settore; tutti i segnali che giungono dagli ingressi sono equalizzati per mezzo di attenuatori e di opportuni circuiti di controreazione. Il tutto, inoltre presenta un'impedenza di uscita bassa per rendere trascurabile la lunghezza del cavo di raccordo al regolatore dei toni. Evidentemente, tutto ciò non si può ottenere con due transistori!

Le caratteristiche fondamentali sono un alto guadagno ad anello aperto, anche con un carico a bassa impedenza, ed il sistema deve poter erogare una notevole

Figura 3. Schema elettrico del Preco (il disegno riporta un solo canale). Il preamplificatore (figura 3a) è descritto in questo articolo; l'amplificatore di controllo (figura 3b) sarà trattato nella 2a parte.

corrente su questo carico. Tale necessità fa prevedere uno stadio d'uscita dalle prestazioni particolarmente buone.

Il circuito appare nei dettagli nella figura 3a. L'attenuatore d'ingresso utilizza i resistori da R1 ad R5; segue il selettore che prenderemo in esame tra poco. Il transistor T1 (PNP) lavora ad una corrente di collettore debole: 100 μ A. In tal modo si ottiene il minimo rumore sulle frequenze basse, ed un ottimo rapporto segnale-rumore su tutto lo spettro utile. La tensione che appare su R7-R9 equivale alla tensione base-emettitore del T1: circa 550 mV. Poiché la corrente che attraversa questi elementi resistivi è praticamente identica a quella che scorre tramite R8, la caduta di tensione che si ha su R9, R7 ed R8 è fissa; all'incirca 3V.

La I_c dipende dal valore scelto per R20, visto che la caduta di tensione su questa si avvicina a sua volta a 550 mV. La resistenza indicata, 5.600 Ω , fissa l'intensità stabilita.

La corrente fluisce nel circuito di controreazione formato da R11 ed R12, e provoca ai terminali di questa serie una caduta di tensione pari ad 8,5 V. Ciò implica che la tensione continua presente all'uscita (emettitore del T3) sia di circa 3 + 8,5 = 11,5V. Il valore detto è relativamente insensibile rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione.

Lo stadio di uscita ad elevato rendimento che si ipotizzava in precedenza, comprende effettivamente T2, T3 e T4. T2 e T3 possono essere considerati come un unico "super-transistor" e T4 come una impedenza "gyrator" che fornisce la corrente C.C. ai collettori, pur lasciando la corrente alternata completamente disponibile per pilotare il carico ed il circuito di controreazione.

Il "supertransistor" T2-T3 merita alcune notizie. La sua transconduttanza (rapporto tra la corrente di uscita e la tensione di ingresso) è enorme, cosicché con ogni carico ragionevole si ha un guadagno enorme, nell'ordine delle migliaia di volte. Ciò evidentemente significa che le varie reazioni interne non devono essere ignorate; l'impedenza di ingresso è drasticamente ridotta dall'effetto Miller, dovuto alla capacità collettore-base del T2 che causa un "roll-off" ad anello aperto. Nel circuito, le osservazioni teoriche hanno poca importanza, contano i fatti, che sono positivi, sempreché si comprenda come avvengano!

Il carico di collettore del supertransistor è costituito in pratica da T4, R17, R18 ed R21; il circuito eroga una corrente fissa di 5mA.

L'adozione del C9 arricchisce il circuito di un tipo di filtraggio quasi induttivo, che lo rende relativamente insensibili all'ondulazione residua presente sull'alimentazione; in più la configurazione impedisce che il circuito eroghi un impulso transistorio brutale allorché posto sotto tensione, e fa sì che "parta gradualmente".

R22 ed R26, C12 e Z1 fanno parte del regolatore dei toni, le loro funzioni saranno dettagliate tra poco.

Le parti sino ad ora non commentate, a dire R10 ed R16, C3 e C7, S1/b, costituiscono il doppio anello di controreazione equalizzatore.

L'attenuatore a monte di S1a ed i circuiti commutati da S1a servono per adattare il preamplificatore ai segnali applicati all'ingresso.

Allorché il selettore è posto nella posizione 1, vi è solo la controreazione generale che influisce sul complesso. I rami relativi sono costituiti da R11, R12, R13, C4 e C5 e da R10-C3.

In teoria, il tutto corrisponde ad una resistenza da 130.000 Ω collegata tra gli emettitori di T1 e T3, caricata da un valore di 42.000 Ω , che collega l'emettitore del T3 alla massa generale. Se si trascura C3, la R10 (68.000 Ω) ha una connessione del tipo in parallelo con la resistenza simulata di 42.000 Ω , quindi in sostanza si ha un valore totale che corrisponde a 68.000 Ω /42.000 Ω = 26.000 Ω circa. Questo valore dice che il guadagno base del tutto dovrebbe aggirarsi su 6.

Tale dato, è sufficiente per prevenire il sovraccarico del primo stadio; la normale sensibilità d'ingresso è di 30 ...40mV. Le sorgenti ad alto livello sono connesse al sistema per mezzo di attenuatori calcolati all'uopo; i valori indicati (R1 = 100.000

Ω , R2 = 10.000 Ω) danno una sensibilità di 400 mV. il condensatore C2 assieme ad R7 ed R9, producono un bypass per le frequenze più elevate, e causano una attenuazione nella banda; C4 serve come ulteriore elemento correttore.

Un ingresso dal responso "piatto" ad alta sensibilità (per esempio per microfoni) è ottenuto omettendo l'attenuatore di ingresso ed incrementando il guadagno. Per esempio, consideriamo la situazione che si crea con il selettore d'ingresso nella posizione 2. R3, può essere rimpiazzata da un ponticello ed R4 può essere sostituita da un elemento da 3.300 Ω , per ottenere una impedenza bassa.

Simultaneamente, R14 sarà posta in circuito da S1b. Ora, se R14 ha il valore a sua volta di 3.300 Ω , il guadagno generale sarà impostato dalla resistenza simulata di 130.000 Ω e dal valore simulato di 42.000 Ω che è parallelo con R10 ed R14, ovvero si ha un complessivo di 2.900 Ω . In queste condizioni, il guadagno sale a 45 con una sensibilità di 4-5 mV adatta appunto ai microfoni magnetici.

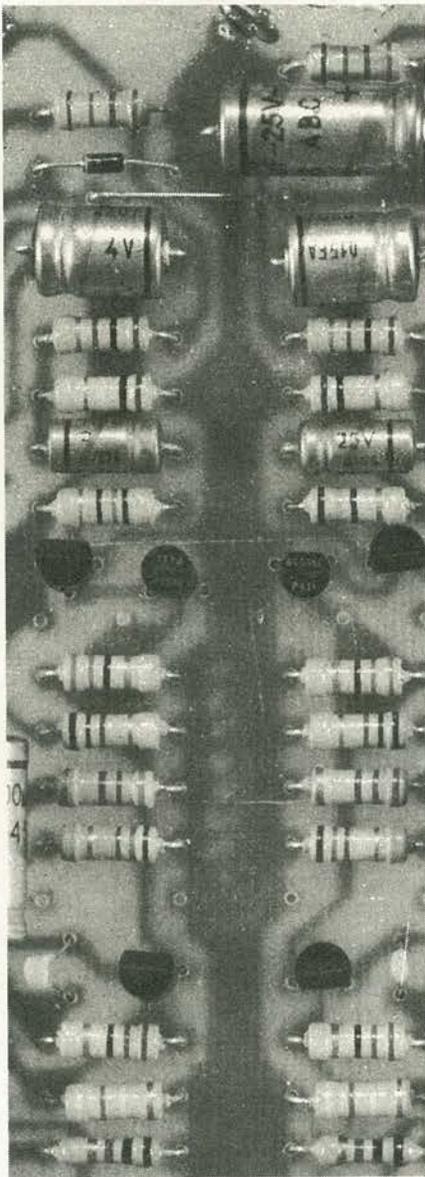
Una valore troppo basso per R14 (inferiore a 330 Ω) può stabilire una sensibilità estremamente elevata ma al tempo stesso un rumore elevato. Poiché il secondo deve essere tassativamente escluso, se vi sono dei problemi, la miglior soluzione nel campo dei microfoni è impiegare un traslatore. Nella posizione 3, il selettore prevede l'ingresso da cartucce magnetiche, forse il più interessante. R5 situa la giusta impedenza d'ingresso, nel contempo, il circuito di controreazione risulta formato da R15, R16, C6 C7 e C8.

Queste parti danno due costanti di tempo giuste per l'equalizzazione, ed una terza è determinata dall'assieme con R11, R12, R13.

R15 imposta la sensibilità d'ingresso; il valore trascritto (270 Ω) la stabilisce in 5 mV, utile per le cartucce dall'uscita "normale-alta", nella specie magnetica. Un valore ridotto per la medesima resistenza (diciamo 68 Ω) da una sensibilità più elevata (sino ad 1,25 mV) ed un valore più alto la riduce (con 470 Ω si ha una sensibilità di 9 mV).

Applicando gli stessi principi, è possibile ottenere l'equalizzazione per le incisioni su nastro. Lo stampato non tiene conto di queste modifiche secondarie: ciascuno può attaccare il relativo cavetto nel giusto.

La seconda parte di questo articolo riporterà la descrizione dell'amplificatore di controllo dei toni, dello stampato, della realizzazione e delle interconnessioni.



le fotografie di kirlian

La fotografia di Kirlian non è una invenzione recente; la si pratica da più di cinquant'anni. Il relativo equipaggiamento di base utilizza una placca metallica collegata ad un generatore di alta tensione alternata. Tale placca è coperta di un foglio di materiale isolante, sul quale è posta la lastra fotografica, con l'emulsione sensibile diretta in alto. L'oggetto da fotografare è posto contro l'emulsione, e la lastra è oggetto di "esposizione" per più secondi, poi sviluppata in modo tradizionale. La fotografia Kirlian dà risultati più rilevanti se l'oggetto fotografato vive o ha vissuto; quindi con le proprie mani e poi con le foglie staccate dall'albero, gli insetti e via di seguito.

I numerosissimi sostenitori della tecnica Kirlian, affermano che in tal modo si possa fotografare, non l'oggetto bensì "l'aura vitale" che lo pervade. Tuttavia non si può negare che il fenomeno sia fortemente influenzato dall'umidità del soggetto, o, come sostengono i detrattori, che la "foto" sia solo quella dell'umidità. Vari apparecchi "fotografici" Kirlian sono normalmente commerciati, ma il loro prezzo è assai elevato, di talché, volendo condurre esperimenti, conviene autocostruire la "macchina", che per le parti viene a costare una frazione dell'importo usuale.

Generatore di alta tensione

Il sistema elettronico che equipaggia un apparecchio di Kirlian si compone principalmente di un generatore ad alta tensione, del suo sistema di controllo e dell'alimentazione.

La tensione richiesta è superiore a 20 KV, ed il modo più facile per ottenere un livello del genere, è utilizzare una bobina d'accensione per impianti d'automobile, che ha un costo basso grazie alla massiccia produzione. Questo speciale tipo di trasformatore, può essere alimentato con un circuito del tipo che si vede nella figura 1, abbastanza simile a quello di una accensione transistorizzata. In questo, non appena il punto "X" è posto a massa, T1 conduce, portando nella conduzione T2; in tal modo una corrente attraversa il primario. Se un impulso positivo è applicato al punto "X", T1 e T2 s'interdiscono, e la corrente che attraversa l'avvolgimento decade rapidamente. Ciò provoca

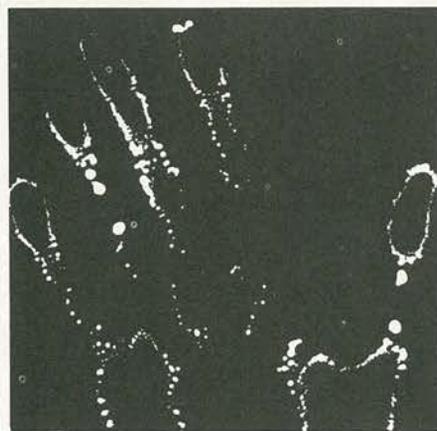
Le foto Kirlian hanno ben poco in comune con quelle tradizionali. La pellicola, nelle Kirlian, non riceve l'immagine tramite un sistema ottico, formato da lenti, ma piazzando l'oggetto da fotografare a contatto o quasi con la superficie sensibile, e polarizzando l'assieme con un campo elettrico alternato ad alta tensione.

In questo modo, evidentemente non si ottengono "ritratti" ma risultati d'altro genere, scientificamente interessanti. Presentiamo qui un apparato "fotografico" Kirlian sperimentale, poco costoso.

l'induzione nel primario di una tensione fissata a 200-240V dal diodo Dz. Il rapporto-spire primario/secondario della bobina fa sì che ai terminali di uscita la tensione sia elevata a circa 20.000V.

Circuito di controllo

Questo (figura 3) impiega prima di tutto un multivibratore astabile realizzato con IC1. L'entrata non invertente



dell'integrato riceve una polarizzazione che è circa due terzi del valore dell'alimentazione più o meno la tensione d'isteresi fornita da R3. Se C1 (oppure C2) inizialmente è scarico, l'uscita dell'op-amp è alta e carica C1 tramite R4 e P1, sin che la tensione ai capi di questo oltrepassa la tensione del terminale 3 del 741. In tal modo, l'uscita dell'amplificatore operazionale diviene bassa.

Sopervenuto quest'altro stato, C1 si scarica attraverso R4 e P1, sin che il livello decade nuovamente al disotto del valore presente al "pin" 3. A questo punto, l'uscita ritorna alta, T1 entra nell'interdizione, T2 lo segue e blocca il generatore di alta tensione. La frequenza del multivibratore-pilota, può essere regolata tramite P1, e selezionando C1-C2. Il tempo di lavoro del sistema Kirlian è interessante in particolare per le riprese a colori, infatti, modificando la frequenza del campo elettrico si ha una variazione cromatica definitiva degna di buona nota.

Alimentazione

Il circuito può funzionare alimentato da una batteria da autovettura che abbia la tensione tipica di 12V, oppure dalla rete, tramite un semplice rettificatore-stabilizzatore del genere di quello che si vede nella figura 2. Il generatore di alta tensione esige una corrente piuttosto elevata, ma di per sé non richiederebbe una stabilizzazione molto precisa; il settore circuitale che deve essere stabilizzato è il circuito di controllo; quindi si ha una uscita Ub per l'elevatore ed una Ua per la "base dei tempi". La Ua è ricavata tramite un regolatore che impiega lo Zener Dz ed il transistor regolatore-serie T3. Nulla di più elementare.

Realizzazione pratica

La figura 4 mostra la base stampata dell'elevatore, dal lato-rame e dal lato-parti. La resistenza R3 non è utilizzata e sarà rimpiazzata da un cortocircuito. Il diodo Dz è costituito da una serie di diodi Zener da 1W, e la tensione di ciascuno non è troppo critica, purché il valore ai capi sia compreso tra 200 e 240V. Sugeriamo di impiegare, nel

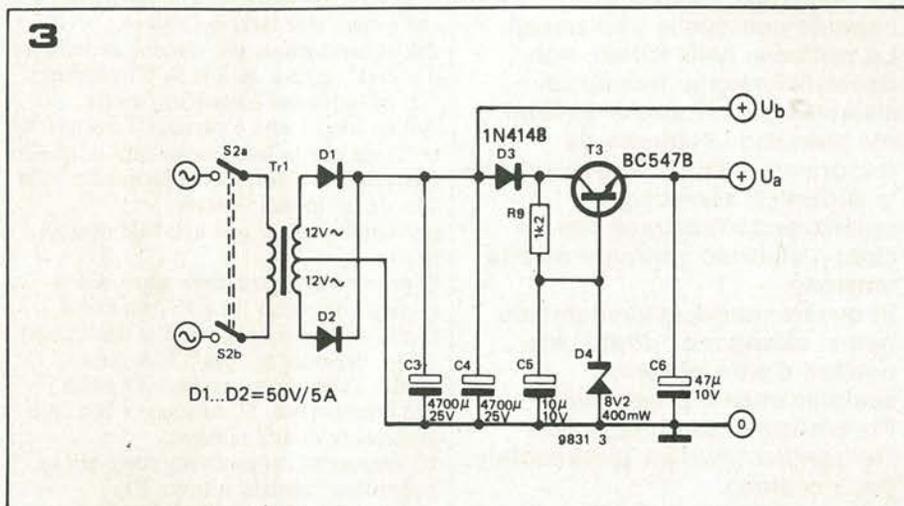
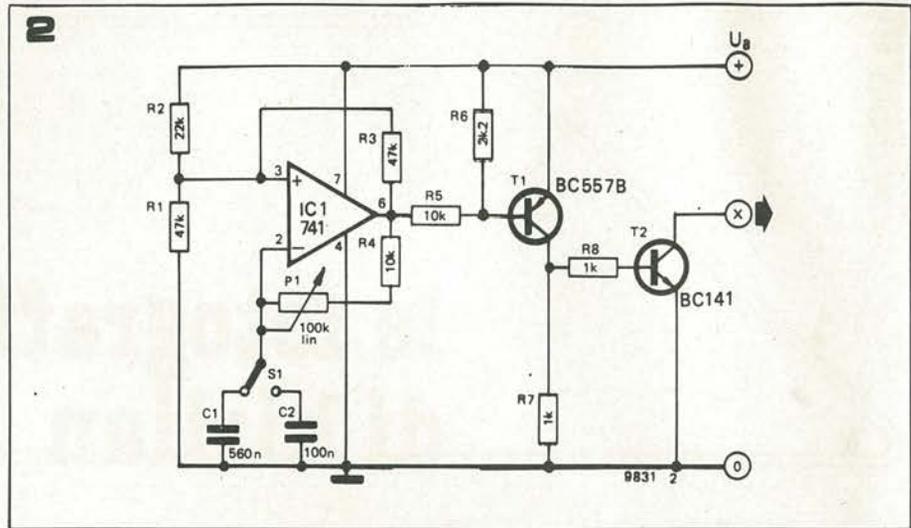
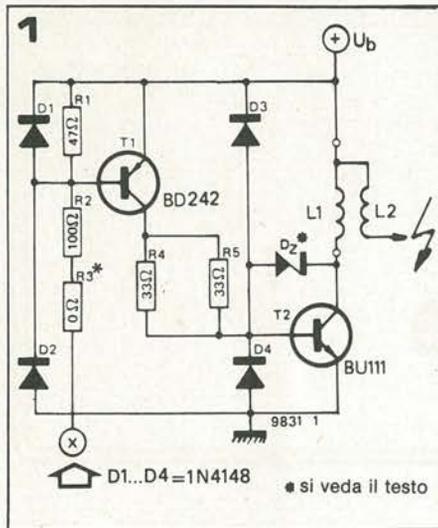
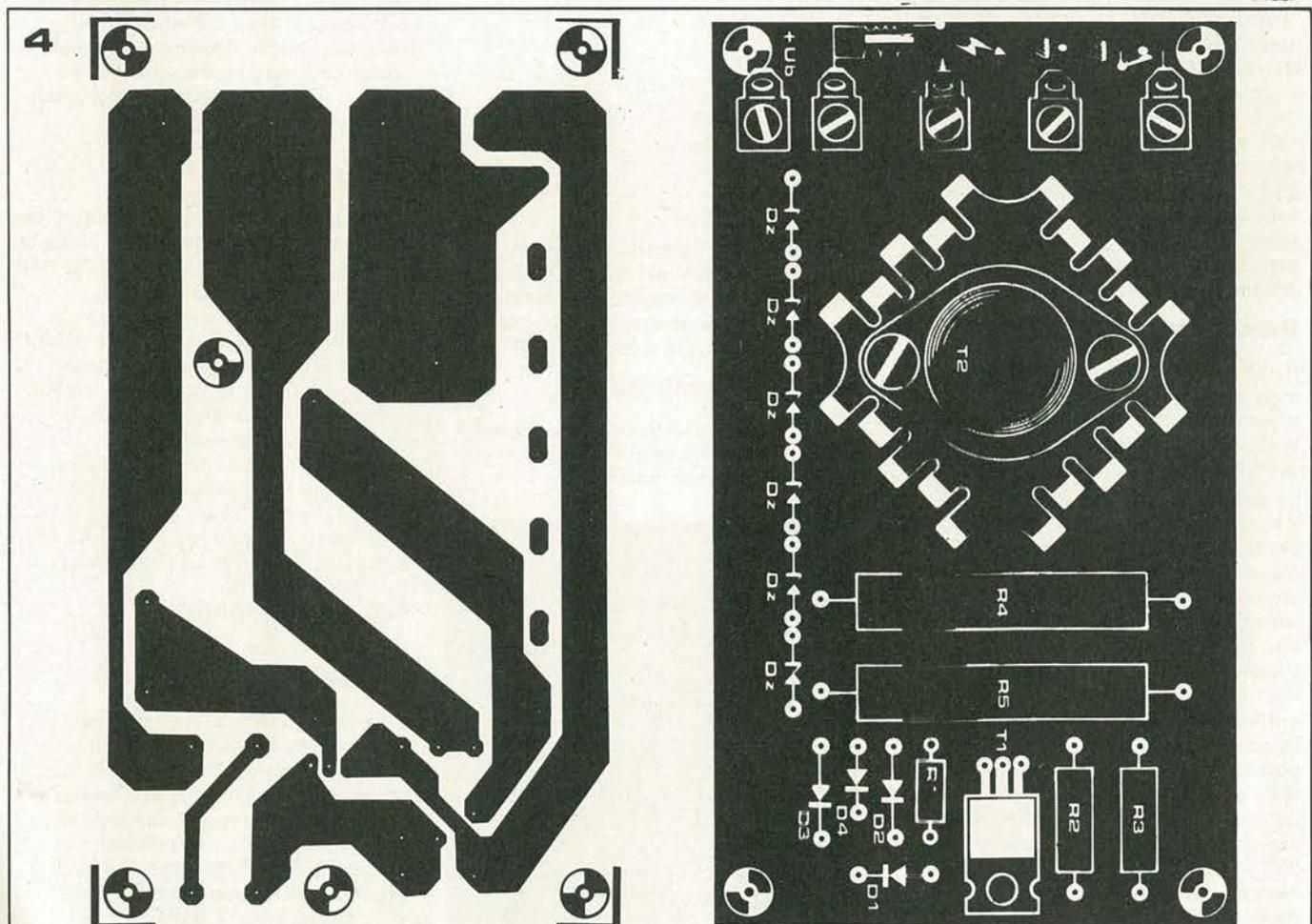


Figura 1. Schema dell'elevatore di tensione, che è essenzialmente un'accensione elettronica transistorizzata.

Figura 2. Circuito di controllo. Si tratta di un multivibratore stabile che genera un treno di impulsi adatto a pilotare l'elevatore di tensione. La frequenza di lavoro può essere scelta variando P1 e commutando S1.

Figura 3. Settore dell'alimentazione della macchina Kirlian.

Figura 4. Circuito stampato lato parti e lato rame dell'elevatore di tensione di figura 1 (può essere richiesto alla Redazione con la sigla EPS 4523).



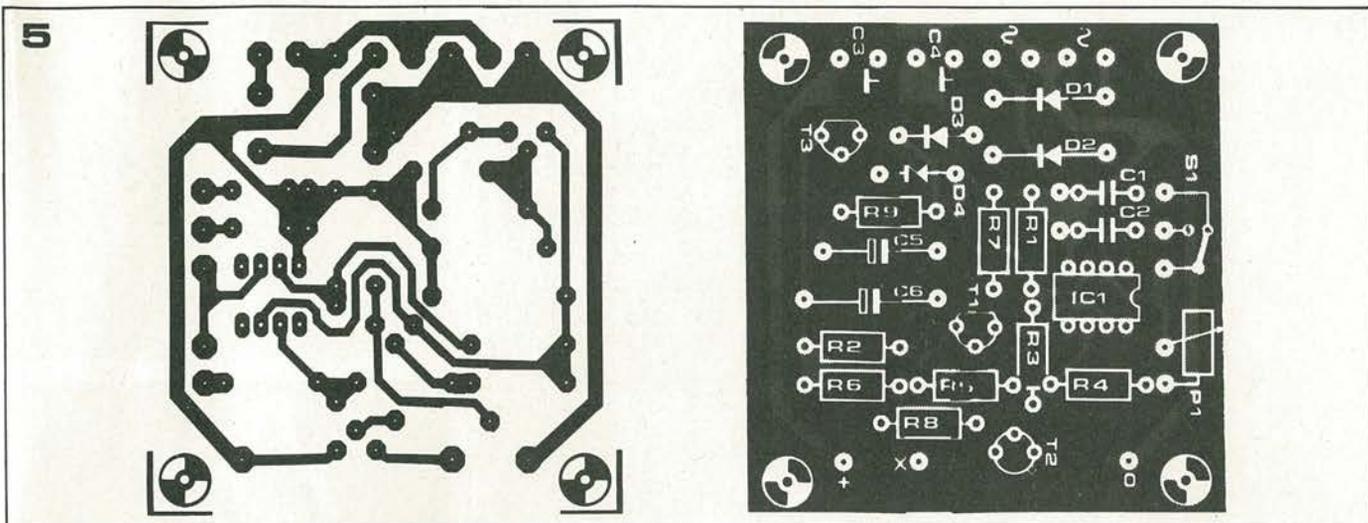


Figura 5. Circuito stampato lato parti e lato rame del circuito di controllo e dell'alimentazione di figura 2 e 3, rispettivamente. Può essere richiesto alla Redazione con la sigla EPS 9831.

Figura 6. Vista interna del prototipo dell'apparecchio fotografico Kirlian.

Elenco dei componenti della figura 4

Resistenze:

R1 = 47 Ω /1W
 R2 = 100 Ω /1W
 R3 = in corto.
 R4, R5 = 33 Ω /10W.

Semiconduttori:

D1...D4 = 1N4148
 Dz = assieme di diodi Zener posti in serie, sino a raggiungere una tensione complessiva di 200/240V/ 1W: si veda il testo.
 T1 = BD242.
 T2 = BU111.

Varie:

L1, L2 = bobina HT per auto (12 volt)
 5 terminali per circuito stampato.

Elenco dei componenti della figura 5

Resistenze:

R1, R3 = 47 k
 R2 = 22 k
 R4, R5 = 10 k
 R6 = 2k2
 R7, R8 = 1 k
 R9 = 1k2
 P1 = potenziometro lineare 100 k

Condensatori:

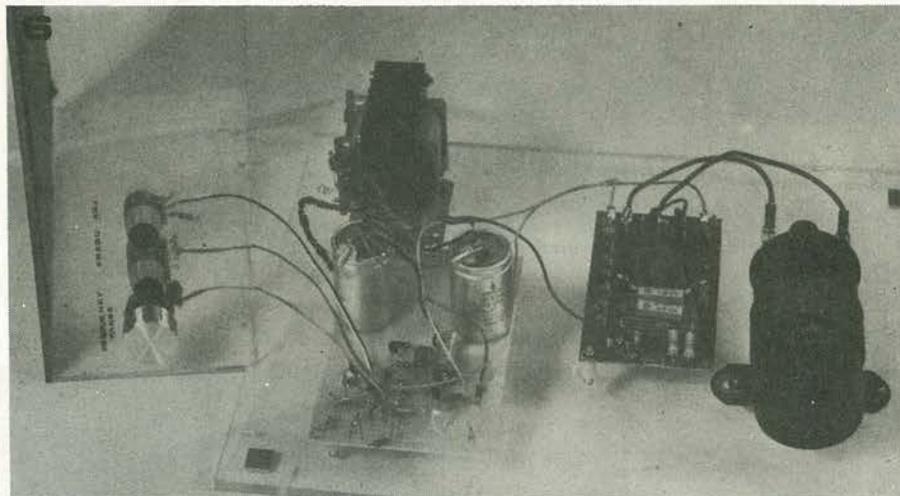
C1 = 560 n
 C2 = 100 n
 C3, C4 = 4700 μ /25V
 C5 = 10 μ /10V
 C6 = 47 μ /10V

Semiconduttori:

D1, D2 = diodo al silicio da 50V/5A
 D3 = 1N4148
 D4 = diodo zener da 8V2/400 mW
 T1 = BC557B
 T2 = BC141
 T3 = BC547B
 IC1 = 741

Varie:

Tr1 = trasformatore 2 X 12V/1,5A
 S1 = deviatore
 S2 = doppio interruttore



tipico, sei Zener da 36V, oppure da 39V correntemente reperibili.

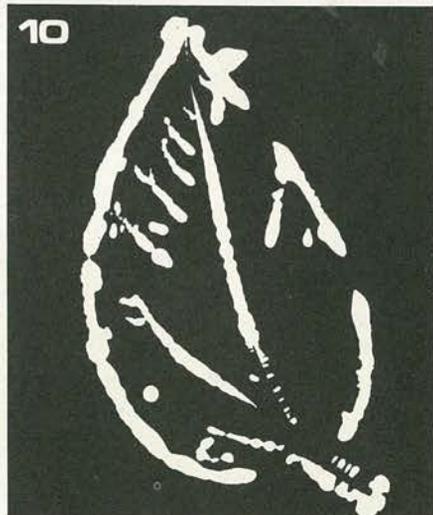
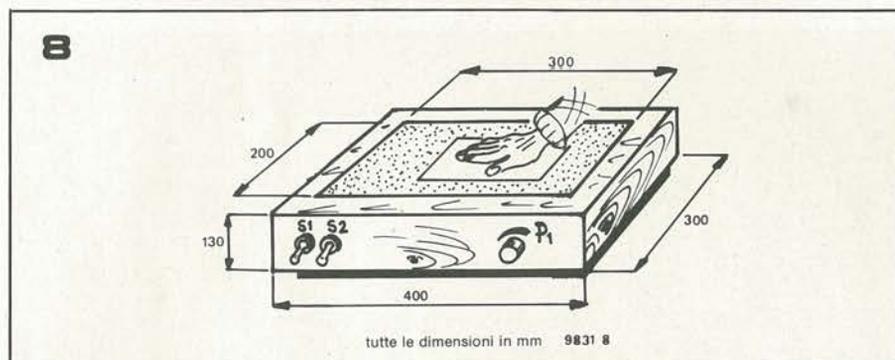
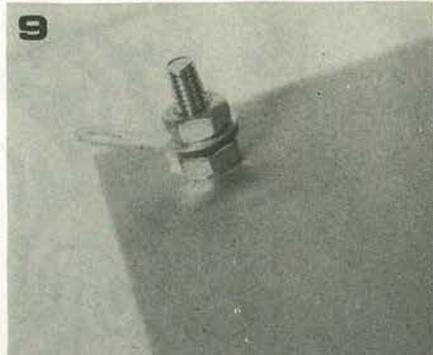
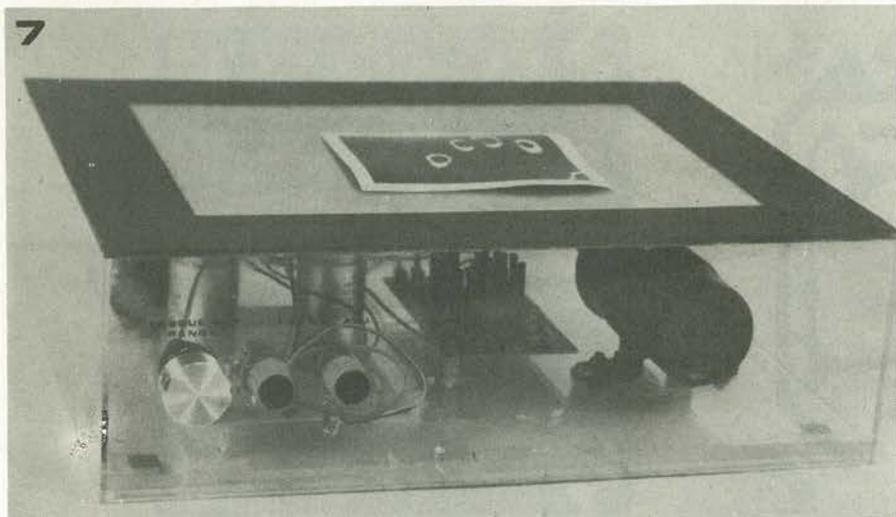
La figura 5 mostra la base stampata del circuito di controllo e di alimentazione, lato-rame, e parti; come il precedente il pannello è al naturale (scala 1:1). Le sole connessioni da fare tra i due circuiti sono quelle che uniscono i punti "X" e le altre dell'alimentazione; massa generale, Ua ed Ub. Il primario della bobina d'accensione sarà connesso alle prese dell'elevatore distinte con i simboli appositi, mentre il secondario andrà alla placca metallica della macchina.

Le figure 6, 7 ed 8 mostrano il montaggio dell'insieme in un contenitore tipico. La scatola da preferire è senz'altro il tipo plastico che assicura il miglior isolamento. Volendola costruire appositamente (vi sono esemplari del genere nella produzione TEK0) si può segare ogni parte da un foglio di acrilico dello spessore di 5 mm, il minimo che consente un isolamento affidabile ed una buona resistenza meccanica. Il coperchio ed i fianchi formeranno un pezzo unico, mentre la base risulterà smontabile. La placca metallica polarizzante, è costituita da un foglio d'alluminio da 300 mm per 200 mm; lo spessore relativo può essere 1 mm oppure 2 mm. Il collegamento alla placca del cavo HT sarà effettuato con una vite a testa fresata da M3 che si serrerà sul metallo senza sporgere, in alto, con il relativo dado e paglietta: il dettaglio si scorge nella figura 9. Per mantenere un buon

isolamento, la placca sarà incollata sulla superficie inferiore del coperchio, senza effettuare fori di sorta; per l'unione serve ogni colla metallo-plastica in commercio, come dicono le relative istruzioni, una giunzione ottima è ottenibile solo se le parti sono ben ripulite prima di aspergere il mastice; comunque consigliamo al lettore di adeguarsi a ciò che dice il foglietto di istruzioni, caso per caso. Una ulteriore precauzione contro le scariche che potrebbero partire dalla macchina, è rivestire di spuma di silicone le pareti dell'involucro; gli spray silicnici attualmente si trovano presso quasi tutte le aziende che trattano ferramenta. Ad eccezione di S1, S2 e P1 tutte le parti possono essere montate sul fondo della scatola, che può essere incernierato all'involucro, così come tenuto fermo da alcune viti che s'infilano in fori praticati nei fianchi, meglio se del tipo autofilettante.

Impiego della macchina Kirlian

Per non rovinare il materiale fotografico utilizzato (lastra o film) con la luce, la macchina Kirlian sarà usata sempre al buio, o in camera oscura. Non importa se si preferisce la ripresa a colori o in bianco e nero, ma ovviamente, la superficie sensibile, rivolta verso l'alto, deve avere dimensioni tali da accogliere l'oggetto da fotografare con ampi margini. L'oggetto, può essere fermato sul film con dei pezzetti di nastro adesivo plastico trasparente.



Avvertenze

Tenuto conto della tensione elevata che si usa nel sistema Kirlian, conviene essere molto cautelosi durante la realizzazione e l'impiego della macchina relativa. Pur rischiando di ripeterci, dobbiamo sottolineare che il coperchio isolante dell'involucro non deve avere uno spessore di meno di 5 mm e non deve recare alcun foro.

Il materiale che costituisce le pareti deve essere analogo e scelto con molta cura, i bordi devono essere completamente sigillati.

Nessuna vite metallica deve sporgere, se connessa al settore HT.

I controlli P1, S1 ed S2 devono essere convenientemente isolati, possibilmente con assi e leve in materiale plastico. La manopola del P1 non deve essere metallica, bensì isolante.

Non si deve mai far funzionare l'apparecchio scoperto o comunque con l'involucro rimosso, perché un contatto con la piastra di polarizzazione o con il settore ad alta tensione provoca senza dubbio una scarica elettrica pericolosa.

La macchina Kirlian non deve essere impiegata in un ambiente umido, ed in particolare, non si devono riprendere le foto nella stessa camera oscura laddove si effettua lo sviluppo, perché andrebbe a soffrono di affezioni cardiache di non servirsi di un apparecchio Kirlian.

Infine, noi raccomandiamo alle persone che soffrono di affezioni cardiache di non servirsi di un apparecchio Kirlian.

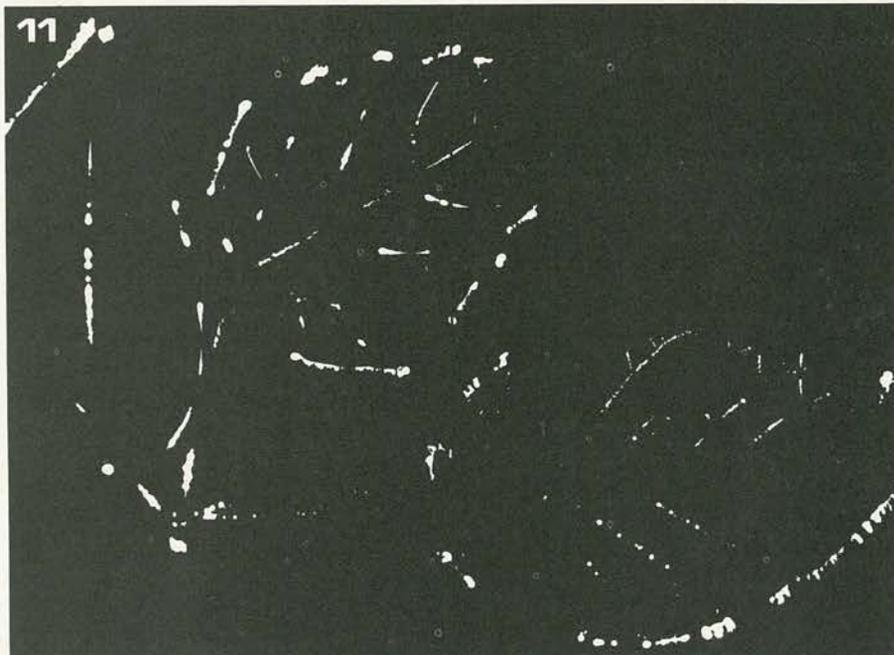
Figura 7. Vista generale del prototipo dell'apparecchio fotografico Kirlian.

Figura 8. Dimensioni quotate dell'apparecchio fotografico Kirlian.

Figura 9. Dettaglio della connessione HT alla piastra di alluminio polarizzatrice.

Figura 10. Fotografia Kirlian di una foglia fresca. Tempo di esposizione: 2 secondi. Frequenza: 50 Hz.

Figura 11. Fotografia Kirlian di una foglia molto vecchia ottenuta con gli stessi valori di esposizione della figura 10.



Per fotografare la mano umana basta premerla sulla superficie sensibile.

L'apparecchio va messo sotto tensione per dei tempi di esposizione varianti tra 1 e 5 secondi, poi, il materiale fotografico sarà sviluppato in modo solito, com'è consigliato dalla Casa produttrice. Non ci soffermeremo sullo sviluppo, perché la tecnica relativa risulterebbe fuori tema, rispetto all'articolo, ed ovviamente noi pensiamo che chi ha intenzione di darsi alle riprese Kirlian ha anche una certa familiarità con i normali procedimenti fotografici.

Ripetiamo che allorché si effettuano riprese a colori, la frequenza del multivibratore influenza sul tono

predominante, e conviene allora condurre una certa sperimentazione impiegando P1 ed S1.

Le figure 10 e 11 mostrano il tipico risultato ottenibile. La prima è una fotografia Kirlian di una foglia fresca, ripresa con un tempo di esposizione di 2 secondi ed una frequenza di 50 Hz, la seconda è la foto di una foglia molto vecchia, ottenuta in condizioni strettamente analoghe.

Bibliografia:

J.O. Pehek, H.J. Kyler, D.L. Faust: "Image modulation in Corona discharge photography". *Science*, Oct. 1976, Vol. 194, nr 4262, p. 263.

simulatore di fischio a vapore

Il circuito

Lo schema completo appare nella figura 1. Il suono originale della locomotiva proviene dallo scappamento regolare del vapore compresso. Tale rumore soffiante è prodotto da un circuito generatore di fruscio, e la relativa crescita brusca, accompagnata da un calo lento, così come il ritmo, sono controllati da un multivibratore astabile e da un formatore di impulsi.

Il generatore di fruscio è il transistor T6. Il rumore "rosa" è amplificato dai transistor T7 e T8; la relativa intensità può essere aggiustata tramite il trimmer P2. I transistori T1 e T2 costituiscono il multivibratore astabile che produce gli "sbuffi". Si può far variare il ritmo impulsivo tramite P1. Accoppiando il cursore del controllo con il regolatore di velocità sul trasformatore di alimentazione della vettura, si regola automaticamente il ritmo degli sbuffi sintetici a seconda della velocità. Se un montaggio del genere crea problemi, si può rimpiazzare il trimmer con una fotoresistenza (resistenza comandata dalla luce, come sappiamo) comandata da una lampadina dalle caratteristiche adatte connessa in parallelo all'alimentazione del convoglio. In tal modo, l'intensità luminosa corrisponderà

La prima cura dei ferromodellisti, è ambientare i modelli in modo tale da ottenere un'aderenza con la realtà perfezionatissima. In questo quadro rientra anche la "sonorizzazione" dei plastici, ma allorché si tratti d'imitare con assoluta precisione il suono sbuffante delle vecchie locomotive a vapore s'incontrano seri problemi. Sarà quindi senz'altro ben accolto dagli appassionati il circuito che presentiamo qui; con poche parti imita fedelmente il "ciuf-ciuf". L'apparecchio, per migliorare al massimo l'autenticità, prevede di irradiare gli sbuffi ad un ritmo che automaticamente si adegua alla velocità del convoglio.

alla velocità, e questa a sua volta determinerà la frequenza. La fotoresistenza ed il bulbo devono essere piazzati all'interno di un contenitore opaco ed evitare che ogni altra sorgente di luce possa incidere sulla ripetizione del "ciuf-ciuf". Praticamente, non vi è un tipo di fotoresistenza che sia obbligatorio; conviene effettuare alcune prove con lampadine dalla potenza variabile sino a trovare la combinazione che da un effetto soddisfacente. I contenitori C2, C3 e C4 modificano la forma d'onda prodotta dal multivibratore astabile.

Gli impulsi, portano nella conduzione T5 rapidamente, poi lo lasciano tornare nello stato d'interdizione con lentezza. Il transistor, serve anche come amplificatore controllato: lavora al massimo guadagno per un tempo breve, poi si ha un calo lento e progressivo. In tal modo, la simulazione è quasi perfetta. Il segnale di uscita, può essere amplificato con un qualsiasi modulo di potenza, o impianto HI-FI.

L'alimentazione

Si può alimentare il circuito con una semplice pila da 9 V. La figura 2 mostra un alimentatore alternativo a rete.

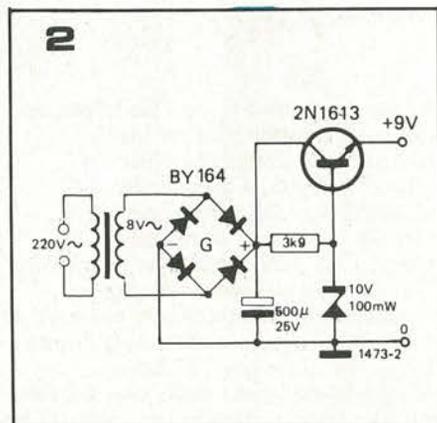
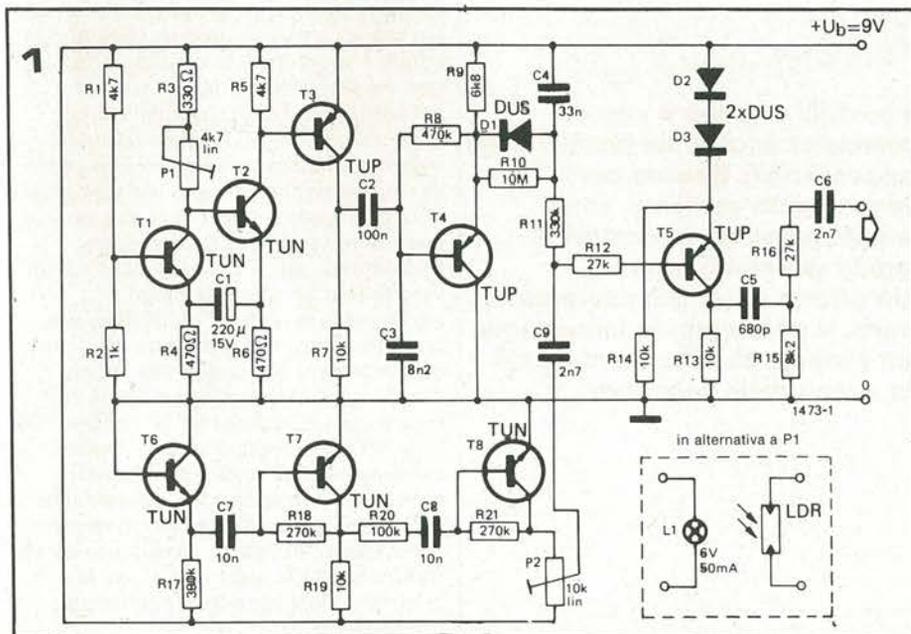
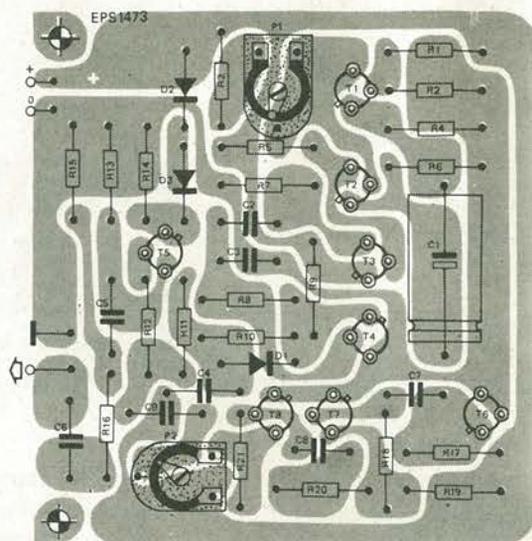
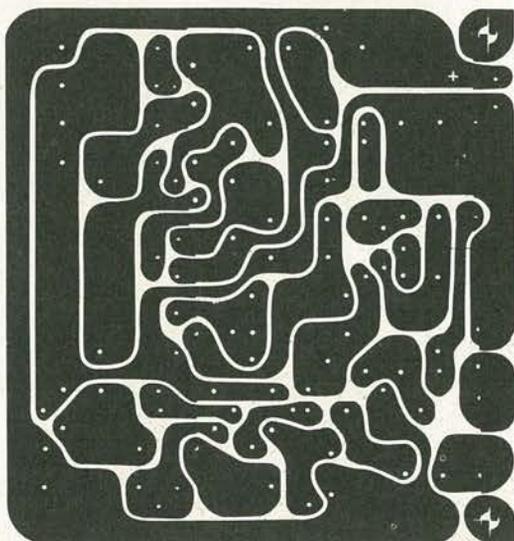


Figura 1. Il simulatore elettronico di treni a vapore.

Figura 2. Schema dell'alimentatore a rete opzionale.

Figura 3. Base stampata dell'apparecchio, lato parti e rame; scala 1:1.

8



Elenco dei componenti

Resistenze:

R1 = 4k7
R2 = 1 k
R3 = 330 Ω
R4 = 470 Ω
R5 = 4k7
R6 = 470 Ω
R7 = 10 k
R8 = 470 k
R9 = 6k8

R10 = 10 M
R11 = 330 k
R12 = 27 k
R13 = 10 k
R14 = 10 k
R15 = 8k2
R16 = 27 k
R17 = 390 k
R18 = 270 k
R19 = 10 k

R20 = 100 k
R21 = 270 k
P1 = 4k7 lin.
P2 = 10 k trimmer lineare

Condensatori:

C1 = 220 μ 15V
C2 = 100 n
C3 = 8n2
C4 = 33n

C5 = 680 p
C6 = 2n7
C7 = 10 n
C8 = 10 n
C9 = 2n7

Semiconduttori:

T1, T2, T6, T7, T8 = TUN
T3, T4, T5 = TUP
D1, D2, D3 = DUS

sintetizzatore di vaporiera

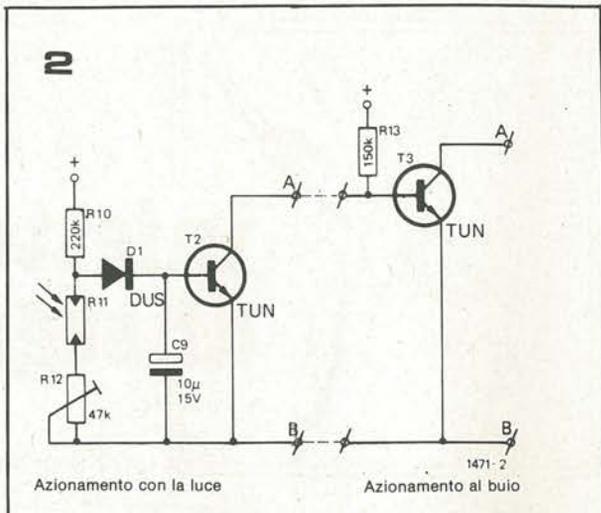
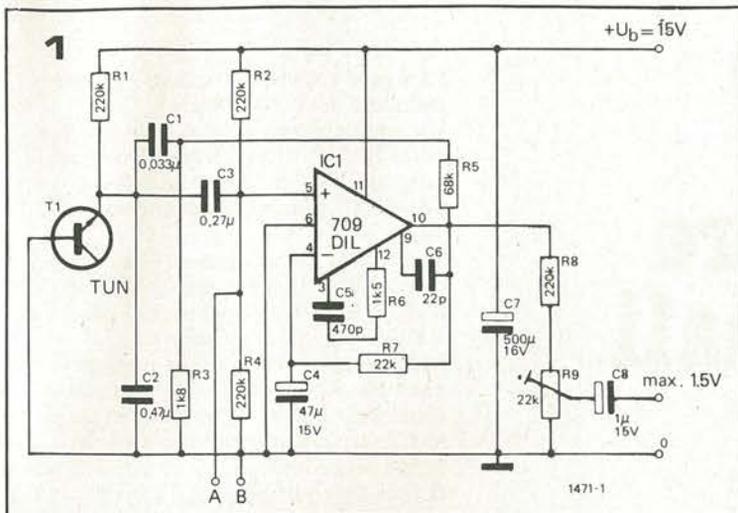
In generale, non è troppo facile imitare dei suoni caratterizzati per via elettronica. La relativa analisi all'oscilloscopio, o meglio ancora all'analizzatore di spettro, permette tuttavia di rendersi conto delle complessità delle forme d'onda in gioco. L'analizzatore di spettro è certo lo strumento più adatto, poichè consente di visualizzare le componenti delle diverse frequenze e le ampiezze relative. Malgrado ciò, anche dopo aver acquisito sufficienti informazioni sulla composizione, non è così semplice giungere all'imitazione perfetta, anche perchè servono dei circuiti dalla complessità più che degna d'attenzione. L'obiettivo, in questi casi, è come ottenere la sintesi senza complicare troppo le cose. Ma come si può determinare la configurazione circuitale?

I modelli di treno a vapore, marciano ancora sui plastici degli appassionati. Spesso per raggiungere realismo, sono equipaggiati da dispositivi in grado di emettere fumo. Un effetto ancor più aderente al vero, si può ottenere impiegando un sistema elettronico che imiti la sirena delle vaporiera.

Non sempre il calcolo teorico dei componenti da buoni risultati, ed allora, poichè non sempre è disponibile un analizzatore di spettro, si deve ammettere che l'unico sistema per giungere ad una approssimazione soddisfacente e quello di andare per tentativi concatenati.

Il circuito

Conosciamo le caratteristiche fondamentali che deve avere il circuito. Un fischio a vapore produce una nota, quindi è necessario un oscillatore che la crei. In più, la sirena lavora tramite un gas sotto pressione, il che implica un rumore "soffiante". Il generatore deve quindi comprendere un sistema in grado di erogare un forte fruscio che moduli la nota principale. L'esperienza suggerirà il tasso di modulazione da impiegare. Constatando che il funzionamento di un vero fischio a vapore da luogo a numerose armoniche, l'oscillatore, per imitarlo, dovrà essere del tipo a multivibratore che eroghi una forma d'onda dai fianchi piuttosto ripidi. Nel nostro caso si impiega un IC del tipo 709 (μ A 709 etc.) montato in un sistema a reazione positiva (e comprendente il circuito di compensazione abituale) che consente il ricavo di segnali rettangolari. Il generatore di fruscio è costituito da un transistor NPN, del quale si usa la giunzione emettitore-base polarizzata inversamente.



Elenco dei componenti

Resistenze:

- R1, R2, R4, R8, R10 = 220 k
- R3 = 1k8
- R5 = 68 k
- R6 = 1k5
- R7 = 22 k
- R9 = 22 k, trimmer lineare

- R11 = LDR 03
- R12 = 47 k, trimmer lineare
- R13 = 150 k

Condensatori:

- C1 = 0,033 µ
- C2 = 0,47 µ
- C3 = 0,27 µ
- C4 = 47µ/15V
- C5 = 470 p

- C6 = 22 p
- C7 = 500 µ, 16V
- C8 = 1 µ, 15V
- C9 = 10 µ, 15V

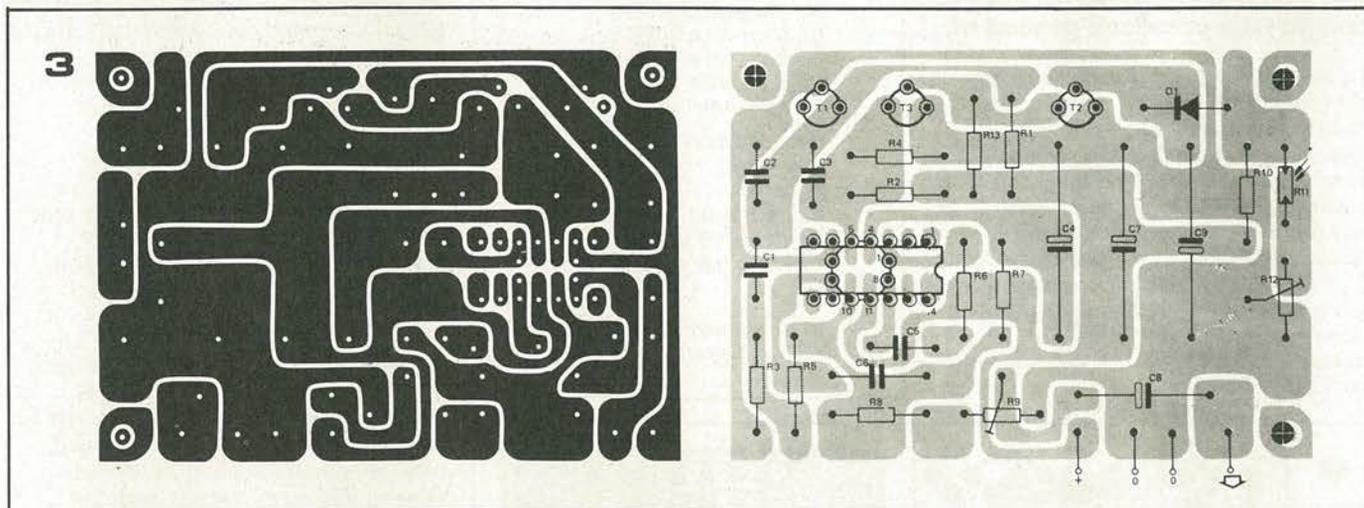
Semiconduttori:

- T1, T2, T3 = TUN
- D1 = DUS
- IC1 = 709

Figura 1. Schema del generatore di sirena a vapore. E' da notare il circuito di reazione insolito.

Figura 2. Circuito di comando ottico che permette di ottenere il comando del fischio sia se la LDR è illuminata che oscurata.

Figura 3. Circuito stampato, visto dal lato parti e dal lato rame della sirena comprendente il sistema di comando per via ottica.



Questa giunzione lavora con una tensione di 15 V in modo simile ad uno Zener, e così produce un fruscio dall'ampiezza importante. La resistenza R1 limita la corrente, si da evitare il fuori uso del transistor.

Poichè il "soffio" è iniettato direttamente nel circuito di reazione dell'oscillatore, provoca una modulazione irregolare della frequenza della nota. Il tremolio casuale della forma d'onda così ottenuto, ha un involuppo generale molto simile a quello del suono da imitare. Si può sottoporre a modifica l'ampiezza del suono variando il valore dei condensatori. L'influenza del generatore di "soffio" dipende direttamente dal valore di R3, variando quest'ultima si ha il cambiamento nello "stridore" del timbro; la regolazione influisce nello stesso tempo sull'ampiezza dell'involuppo ricavato.

Azionamento

Poichè praticamente ogni modifica circuitale produce una influenza sull'ampiezza dei suoni, è possibile

azionare il fischio elettronico commutando il circuito di reazione. In questo profilo, si è constatato che la migliore soluzione di comando è cortocircuitare i punti A e B. Il corto sopprime la polarizzazione dell'IC, facendo cessare all'istante l'oscillazione. Si può naturalmente comandare l'azionamento per mezzo di un pulsante aperto a riposo, ma è più utile ed interessante provocare l'emissione di suono automaticamente, tramite la locomotiva medesima. Ciò è fattibile in due modi diversi con l'impiego di una LDR (fotoresistenza). Il fischio può entrare in azione sia illuminando tale elemento che oscurandolo. La figura 2 illustra praticamente le due possibilità. Se il suono deve intervenire allorchè la LDR è illuminata, il circuito può comprendere unicamente T2; se invece il comando deve prodursi allorchè la LDR è oscurata, è necessario aggiungere anche T3 ed R13. Le piastre del circuito stampato (figura 3) sono studiate in modo tale da poter realizzare la versione

preferita. Se si sceglie la prima, si uniranno con un ponticello i terminali di base e collettore del T3. Il posizionamento della LDR, ovviamente è molto importante. Se il suono deve essere azionato dall'oscurità, la luce che consente il silenziamento deve essere molto intensa. Un treno vero, in genere emette un colpo di sirena prima di entrare e di uscire da una galleria. Il treno elettrico si comporterà analogamente se la LDR è piazzata nel senso di marcia. Anche per i passaggi a livello sarà possibile ripetere l'azionamento nello stesso modo. Poichè in certi casi può bastare un'ombra leggera per produrre l'azionamento, è presente R12 che regola la sensibilità entro certi termini. Se la luce ambiente è debole, sarà necessario azionare la LDR per mezzo di un fascio di luce apposito; comunque, certo nessun modellista può trovarsi in imbarazzo per studiare il miglior comando, vista l'ingegnosità che distingue la categoria.



iniettore di segnali

J. Van Beek

Molti tecnici considerano l'impiego dell'iniettore di segnali come un metodo rudimentale di rintraccio dei guasti. Ciò malgrado, l'iniettore resta pur sempre uno strumento fondamentale per il riparatore che lavora "a domicilio". Questo anche perchè può assumere facilmente dimensioni tascabili, il che non può essere certo detto nel caso di complessi e sofisticati generatori.

La maggior parte degli iniettori di segnali del commercio eroga un segnale quadro dalla frequenza di circa 1.000 Hz. Le onde quadre sono ricche di armoniche, ed in tal modo si giunge sino ad alcuni MHz, cosicchè il segnale-base, può essere utilizzato per provare altrettanto bene i circuiti a frequenza alta, così come bassa. L'iniettore di cui trattiamo, genera il solito segnale a 1.000 Hz, che però è interrotto di continuo da una modulazione a 0,2 Hz che lo rende facilmente distinguibile.

Elenco dei componenti

Resistenze:

R1, R2, R5, R6 = 10 M
R3 = 100 k
R4 = 470 Ω
R7 = 27 k
P1 = 1 k trimmer lineare

Condensatori:

C1 100 µ/6V
C2, C3 = 470 n
C4, C5 = 100 p
C6 = 100 n/250 V
(vedere il testo)

Semiconduttori:

IC1 = 4011
T1 = TUP
T2, T3 = TUN
D1, D2 = DUS (vedere il testo)
D3 = LED (per esempio TIL 209)

Varie:

S1 = Interruttore unipolare
4 pile al mercurio

La figura 1 riporta il circuito elettrico completo dello "strumento".

Un multivibratore astabile impiega due porte NAND (N1 ed N2) di un circuito integrato CMOS "4011" (HBF4011, CD4011) e comanda la conduzione del T1.

La corrente che attraversa T1 accende il diodo LED D1, indicando la presenza dei segnali. Il generatore di segnali quadri ad 1 KHz comprende un secondo multivibratore astabile, che impiega le altre due porte NAND che rimangono disponibili nell'IC. Il funzionamento di quest'altro circuito è comandato dal primo multivibratore.

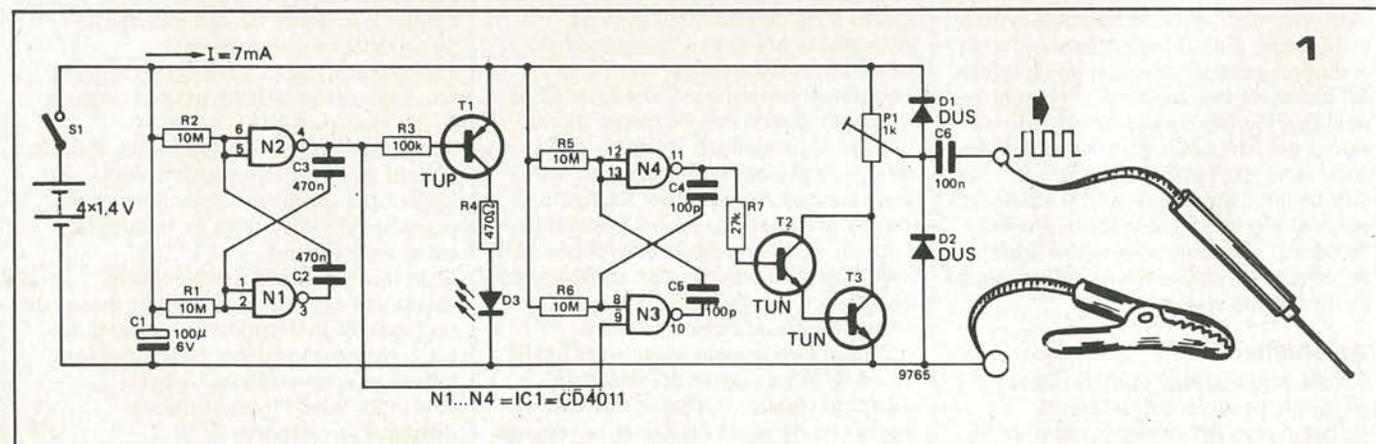
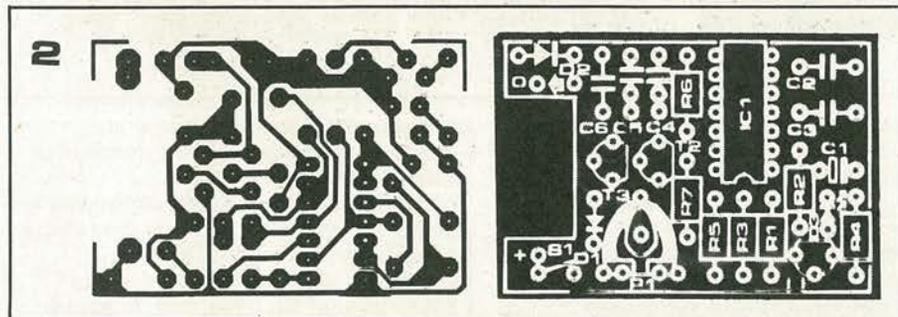
Il Darlington impiegante T2 e T3 amplifica i segnali che poi sono prelevati sul collettore di T3 per mezzo del P1 e derivati all'uscita. La massima tensione ricavabile è molto prossima alla tensione di alimentazione generale (5,6V). I diodi D1 e D2 assicurano una certa protezione dei transistor d'uscita nei confronti di tensioni alternate troppo alte presenti nel punto di connessione.

C6 isola il generatore delle tensioni continue che circolano nell'apparecchio sottoposto a prova. Se l'iniettore è impiegato per il controllo (sbrigativo) di circuiti che presentano tensioni elevate, ed in sostanza funzionanti a rete-luce, ad esempio nel caso dei televisori, C6 deve essere isolato ad almeno 1.000 V di lavoro.

In tal caso, il condensatore assume dimensioni troppo importanti per essere montato sulla base stampata che si vede nella figura 2 nelle sue dimensioni naturali (scala 1:1). Lo si può collegare "volante" con i terminali ben isolati, peraltro.

L'iniettore può essere sistemato in un contenitorino plastico isolante, che sarà utile ad evitare il contatto con delle tensioni elevate che si possono presentare sulla massa comune. D1 e D2 devono poter sopportare le punte di tensione suscettibili d'essere rilevate negli apparecchi sottoposti a test.

Per l'alimentazione, si possono prevedere 4 pile al mercurio, che rientrano nelle dimensioni poste; se l'ingombro non è proprio stringente, il costruttore può scegliere dei modelli diversi, che rappresenteranno un compromesso tra lo spazio occupato e l'autonomia dell'apparecchio.



riduttore dinamico del rumore

Il sistema 'DNL' (Dynamic Noise Limiter) messo a punto dalla Philips presenta diversi vantaggi: è economico, si adatta facilmente a tutti gli apparecchi esistenti. In più, può servire per migliorare le registrazioni convenzionali, giacché funziona solamente nella riproduzione.

Il metodo DNL riduce o sopprime le frequenze elevate caratteristiche del rumore durante i "pianissimo" o si tratti di silenzio di una registrazione.

L'apparecchio non entra in azione durante i passaggi "forti" (che si approssimano al massimo livello di modulazione), poiché in questi il rumore è coperto dai segnali BF.

La riduzione del livello del rumore durante i passi "delicati" dà all'ascoltatore l'impressione di un aumento della dinamica.

Lo schema a blocchi del circuito è riportato nella figura 1.

Lo stadio d'ingresso (A) serve da adattatore di impedenza. All'uscita di questo stadio, il segnale trascorre in due vie diverse. Il percorso superiore, è composto da un filtro passa-alto (B), un amplificatore (D) e due attenuatori, uno variabile (E), l'altro fisso (G).

Il percorso inferiore, attraversa un filtro sfasatore a larga banda (C), quindi un attenuatore regolabile (o fisso) F.

I segnali che provengono da ambedue i "canali" sono sommati all'uscita nel punto H.

Si possono riassumere le funzioni così: il segnale che proviene dal sistema di sfasamento (C) è apparentabile al segnale d'ingresso, però sfasato. L'uscita V2 del filtro passa-alto eroga le componenti più elevate del medesimo. Ora, quali che siano le frequenze in gioco, i segnali V1 e V2 sono in opposizione di fase; se li si somma, le frequenze più alte sono cancellate. In tal modo si ha un funzionamento che corrisponde a quello di un filtro passa-basso.

La presenza di segnali d'ingresso forti blocca il funzionamento dell'attenuatore variabile E, riducendo o annullando il livello di V2 che andrebbe a sommarsi al segnale di uscita.

I lettori che desiderino una esplicazione matematica precisa, possono leggere con profitto il paragrafo seguente, che peraltro non è strettamente indispensabile per la miglior comprensione dell'articolo. Le funzioni di trasferimento del filtro

Il rumore di fondo dovuto al nastro magnetico è uno dei difetti principali dei registratori, e specialmente di quelli a cassette. Per tale ragione da qualche anno vi sono in commercio diversi dispositivi atti a ridurlo.

passa alto e del filtro sfasatore sono le seguenti:

$$H_h(p) = \frac{(pT)^3}{(1+pT)(p^2T^2+pT+1)}$$

vale a dire, un responso Butterworth di terzo ordine.

$$H_d(p) = \frac{1-pT}{1+pT}$$

Allorché il livello del segnale d'ingresso è elevato, l'attenuatore variabile sopprime i segnali erogati dal filtro passa-alto; il responso globale del DNL è così apparentabile a quello del filtro sfasatore, ovvero, il responso è piatto. Per dei livelli più bassi, l'attenuatore variabile dà una compressione tale, che il calo di livello complessivo provocato dall'amplificatore D e dagli attenuatori E e G è uguale all'attenuazione fissa provocata da F. La funzione di trasferimento totale del DNL è allora la somma delle due precedenti:

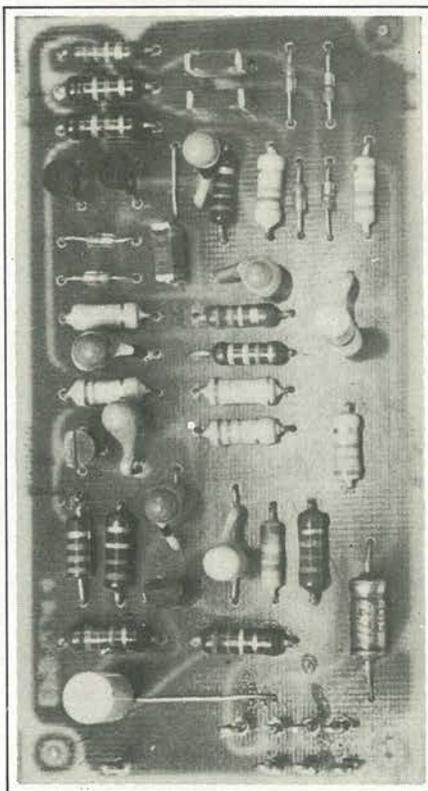
$$H_t(p) = H_h(p) + H_d(p) = \frac{1}{(1+pT)(p^2T^2+pT+1)}$$

vale a dire la funzione di trasferimento caratteristica di un filtro passa-basso Butterworth del terzo ordine.

Per riassumere brevemente: in assenza di un livello sufficiente di segnale BF dalla frequenza elevata, il circuito DNL funziona come un filtro passa-basso con una attenuazione di 18 dB per ottava, il che diminuisce il rumore nella banda. Tuttavia, se il segnale da elaborare comporta una porzione importante di frequenze elevate, l'azione del filtro diminuisce sino a divenire nulla a partire da un certo livello. Questa funzione è illustrata dalle curve di figura 2.

In conseguenza alla concezione dell'apparecchio, si devono scegliere tre varianti indipendenti:

- la frequenza di taglio del filtro passa-alto. Se questa è troppo elevata, si avrà una riduzione del rumore limitato al nulla; se è troppo bassa, si potranno percepire degli effetti di modulazione del rumore durante la riproduzione di brani comprendenti principalmente frequenze alte (per esempio un assolo di piano). Si è scelta qui una frequenza di taglio pari a 5,5 kHz.



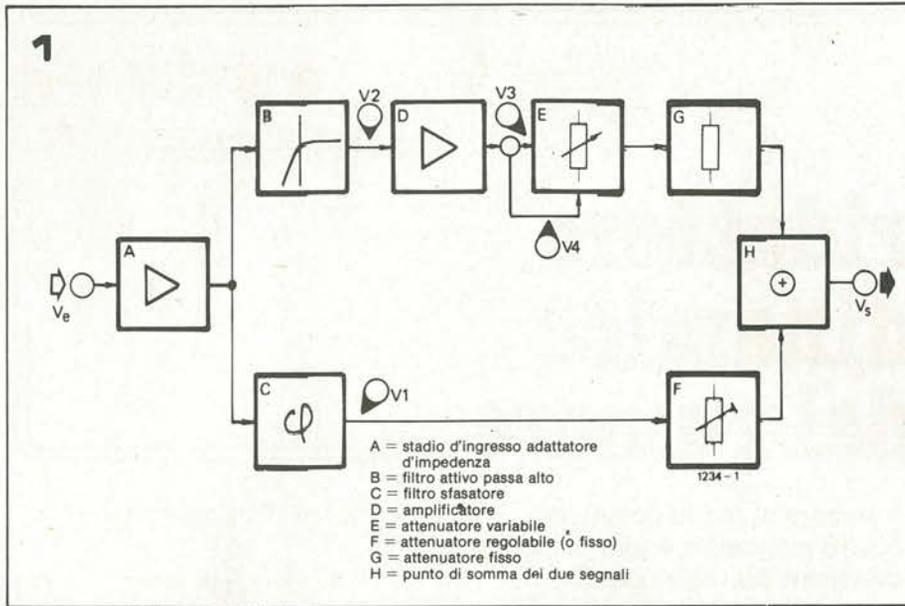
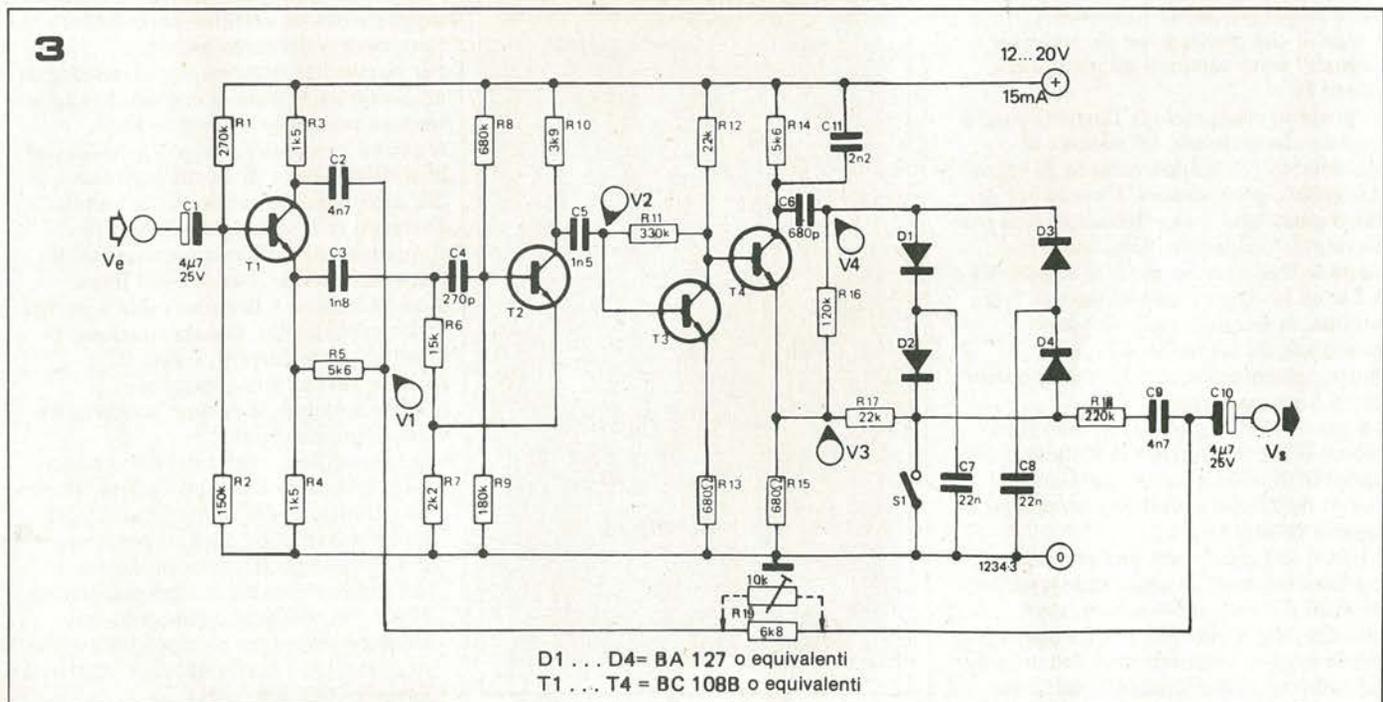
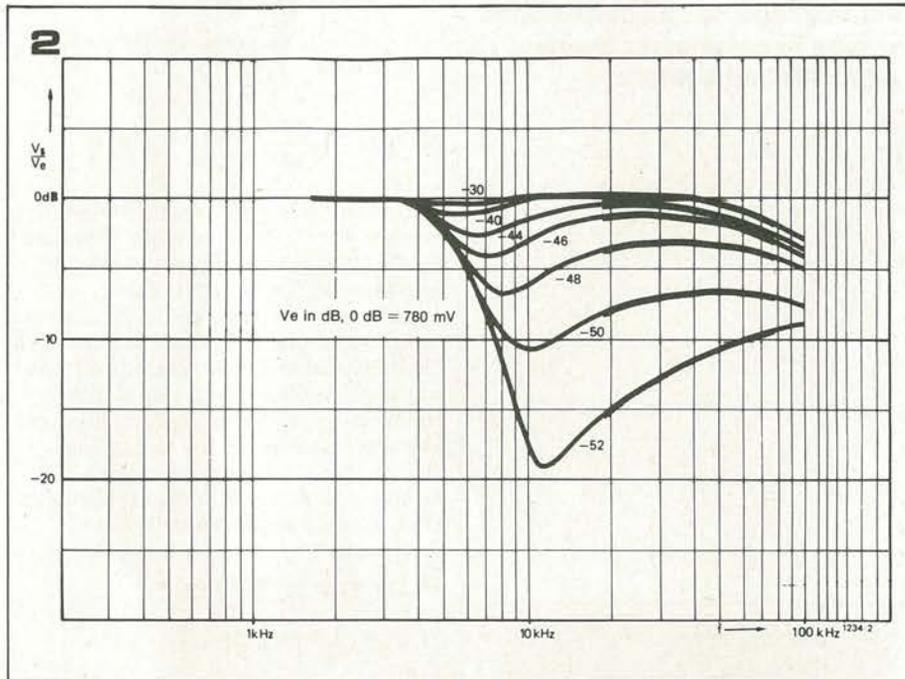


Figura 1. Schema a blocchi del DNL.

Figura 2. Curve di responso del circuito di base. Si evidenzia che il sistema funziona come un filtro passa-basso, visto che le componenti alte del segnale sono a livello limitato. Allorché queste raggiungono un livello sufficiente, il DNL cessa ogni funzione (risponso piatto).

Figura 3. Circuito completo di un canale DNL. Evidentemente, se s'intende elaborare un segnale stereo saranno necessari due circuiti identici.



- il livello critico a partire dal quale l'apparecchio cessa ogni funzione. La scelta dipende dal segnale nominale presentato all'ingresso del DNL e dal rapporto segnale/rumore della fonte da trattare. Nel caso presente, si è scelto un valore di circa 2 mV, che corrisponde a - 52 dB in rapporto ad un livello nominale di 780 mV.

la costante di tempo di lavoro dell'attenuatore variabile. Una inserzione troppo lenta, provoca una distorsione dei transistori, così come una inserzione troppo rapida aumenta a sua volta il livello di distorsione, soprattutto per le frequenze elevate, nella vicinanza della regione critica nella quale il dispositivo cessa d'agire. Il valore scelto è circa 0,1 ms.

Il circuito elettrico

Questo appare nella figura 3. Con riferimento allo schema a blocchi, lo si può descrivere come segue: T1 equipaggia il primo stadio, nel quale l'impedenza d'ingresso vale circa 75 k Ω . T1, realizza con la rete C2/R5 un filtro sfasatore dalla curva di responso piatta; la costante di tempo è di circa 27 μ s. L'attenuatore F di figura 1 è semplicemente composto di un elemento resistivo fisso o variabile (R19). Se si utilizza una resistenza fissa, il valore di 68.000 Ω (6k8) conviene nella maggioranza dei casi; se si impiega un elemento potenziometrico, sarà possibile scegliere la posizione più conveniente per ottenere il minimo soffio durante la riproduzione di una nastrocassetta cancellata.

Il filtro attivo passa-alto (B nella figura 1) è costituito dal T2 e dai componenti relativi. Si tratta di un filtro di secondo ordine; il terzo componente del filtro, è realizzato tramite C5 ed R10, così come dall'impedenza d'ingresso del T3. Le costanti di tempo sono scelte per ottenere la frequenza di taglio prescelta (5,5 kHz). I valori reali delle parti utilizzate differiscono leggermente dai valori teorici al fine di compensare gli scarti che derivano dai carichi reciproci degli stadi. Il segnale è amplificato parzialmente mentre passa attraverso il filtro attivo "passa-alto" (T2); una nuova amplificazione si ha tramite T3. L'attenuatore variabile (E nella figura 1) è semplicemente costituito dalle resistenze R17 ed R18.

I segnali che provengono dai due diversi rami circuitali, sono sommati nel punto comune che fa capo a C9-R19-C10.

L'attenuatore variabile

Questa parte del circuito è dettagliata a sé nella figura 4.

Il segnale d'ingresso è prima amplificato dal T4, poi è indirizzato ad attraversare un filtro passa-alto (C6-R16) che eroga il segnale (V4) destinato a comandare l'attenuatore variabile.

C11 ed R14 riducono le frequenze elevate, ma con una frequenza di taglio leggermente più elevata di quella di C6-

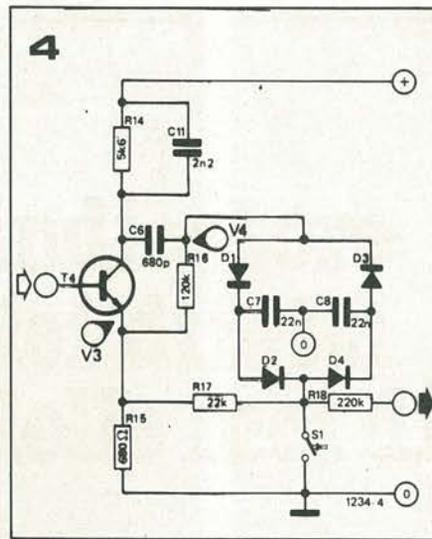


Figura 4. Stadio attenuatore variabile.

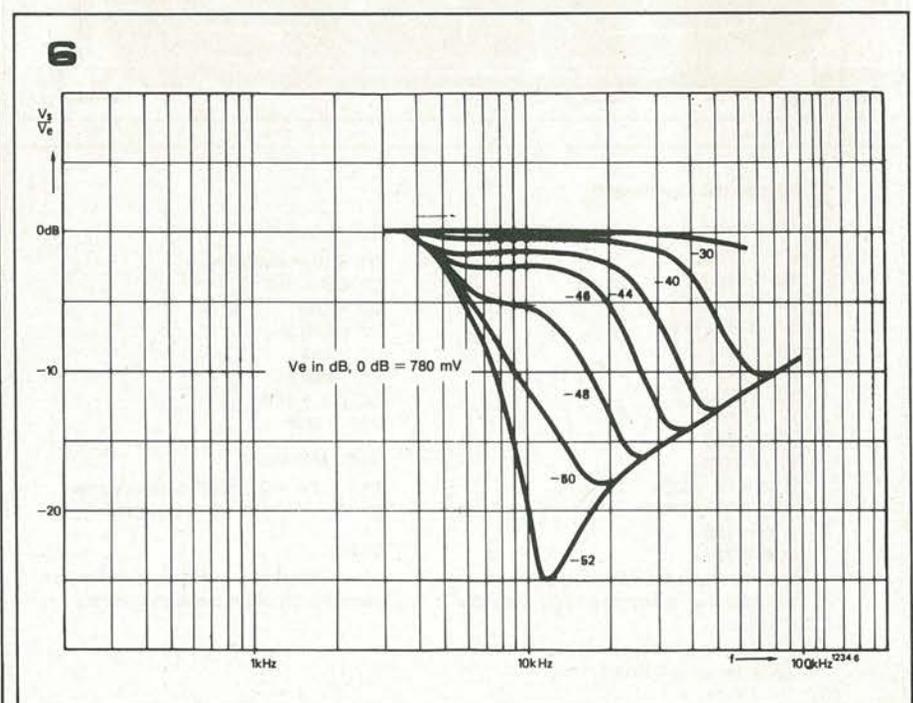
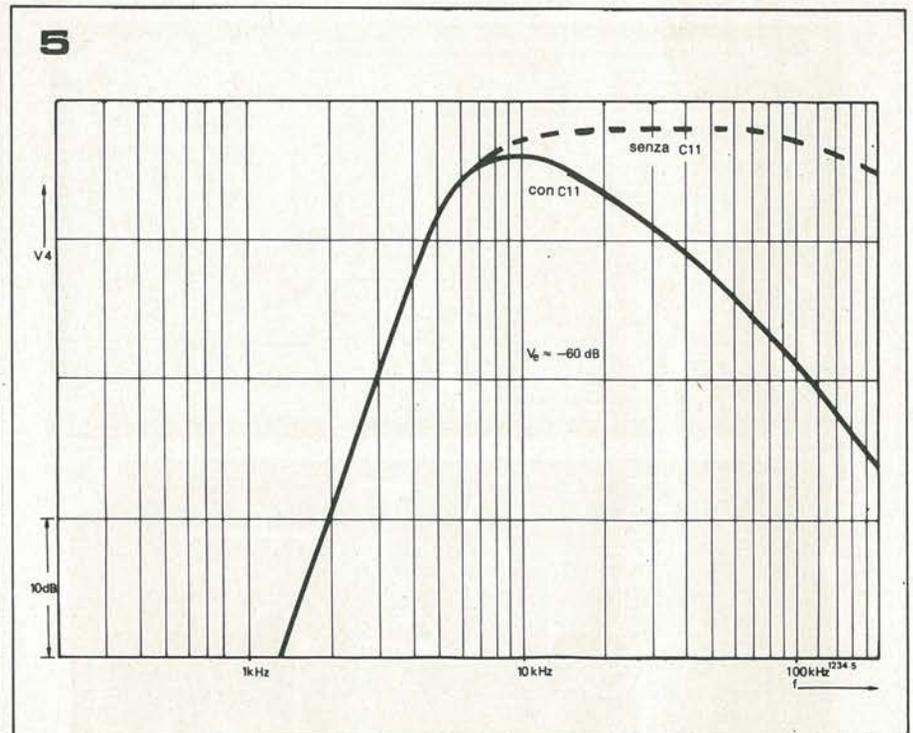
Figura 5. Aspetto della tensione di comando V4 in funzione della frequenza (a livello d'ingresso costante) con e senza C11.

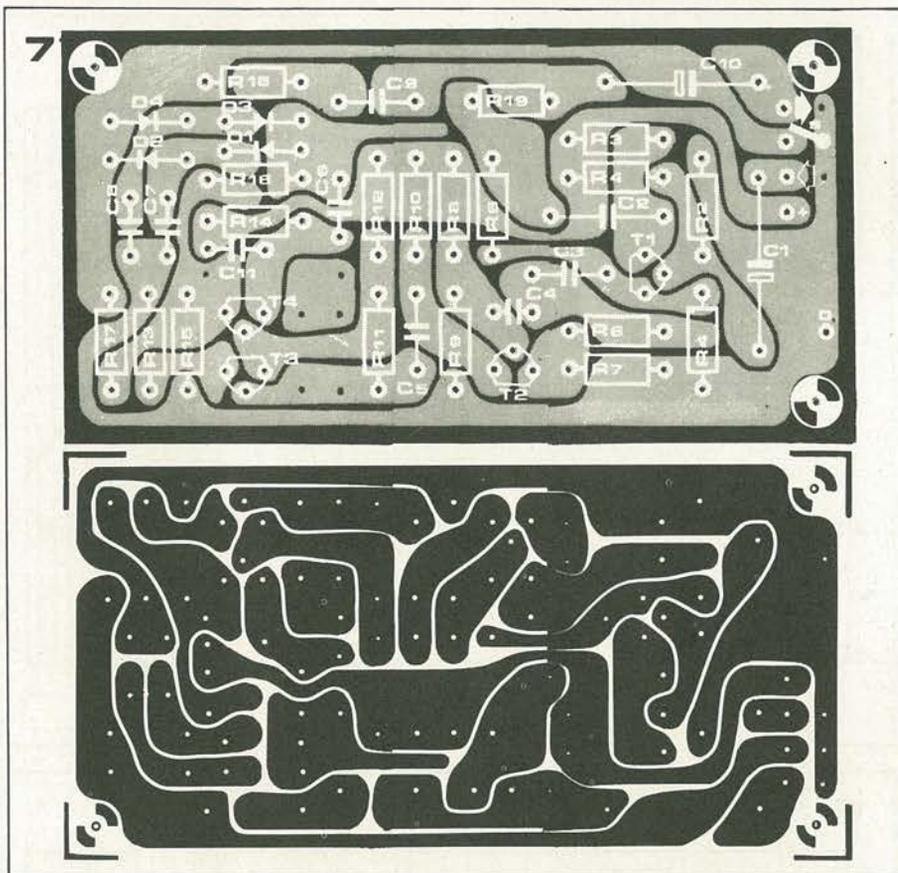
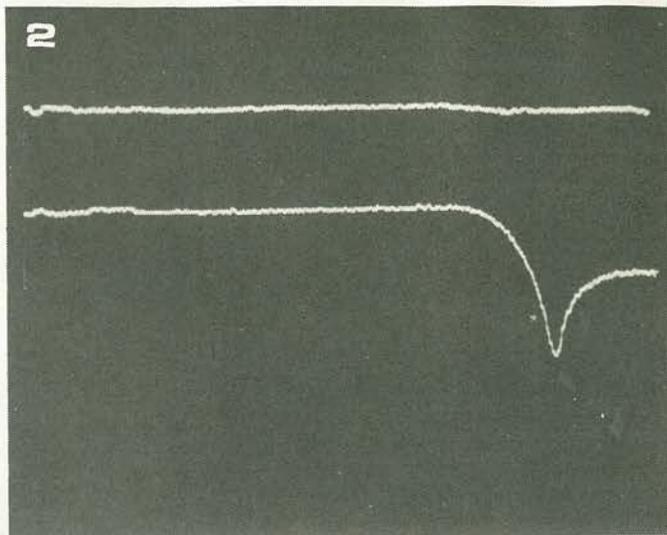
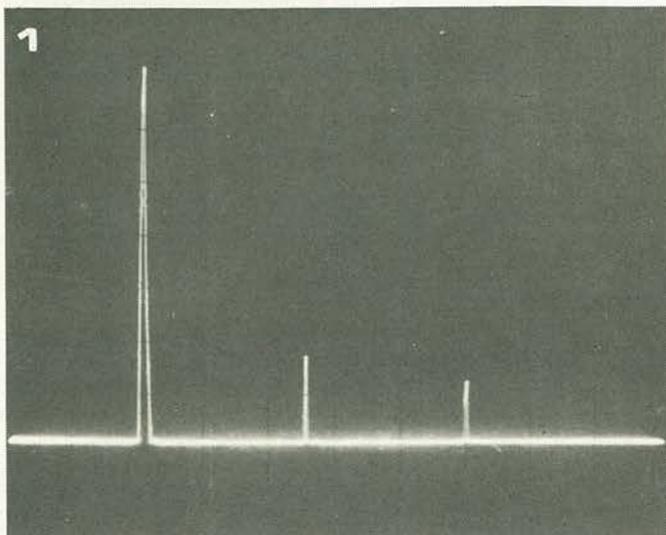
Figura 6. Curve di responso del circuito DNL con il C11 compreso.

Figura 7. Circuito stampato e disposizione delle parti relative (per ordinare questo circuito stampato ci deve citare la sigla EPS 1234-4).

Foto 1. Distorsione armonica del DNL (segnale all'ingresso 5 kHz, 500 mV). Le spurie rappresentano meno di 54 dB; la distorsione è quindi inferiore allo 0,2%.

Foto 2. Curve di risposta per un livello d'ingresso di 25 mV (traccia superiore) e per 2,5 mV (traccia inferiore). La massima attenuazione mostrata è a livello di -25 dB ad una frequenza di 11 kHz.





Elenco dei componenti

Resistenze:

R1 = 270 k
 R2 = 150 k
 R3, R4 = 1k5
 R5, R14 = 5k6
 R6 = 15 k
 R7 = 2k2
 R8 = 680 k
 R9 = 180 K
 R10 = 3k9
 R11 = 330 k
 R12, R17 = 22 k
 R13, R15 = 680 Ω
 R16 = 120 k
 R18 = 220 k
 R19 = resistenza fissa oppure potenziometro semifisso 10 k (si veda il testo)
 P1 = trimmer potenziometro 100 k o 220 k (si veda il testo)

Condensatori

C1, C10 = 4μ7/25 V
 C2, C9 = 4n7
 C3 = 1n8
 C4 = 270 p
 C5 = 1n5
 C6 = 680 p
 C7, C8 = 22 n
 C11 = 2n2

Semiconduttori:

T1 ... T4 = BC 108B o equivalenti
 D1 ... D4 = BA 127 o equivalenti

Varie:

S1 = interruttore unipolare (versione mono) o bipolare (versione stereo)

R16. Ciò permette di limitare la tensione di comando V4 per dei segnali d'ingresso dalla frequenza superiore: in tal caso, l'attenuatore variabile vedrà diminuire la propria efficacia (figura 5).

Tuttociò, per l'assieme DNL si traduce in una attenuazione sempre più forte delle frequenze più alte: in effetti, la parte più importante dei segnali a frequenza elevata, è cancellata dalla BF originale al punto H.

La funzione prodotta è illustrata dal confronto delle curve che appaiono nelle figure 6 e 2, quest'ultima espone l'effetto del DNL senza C11, mentre la figura 6 evidenzia l'effetto con il C11 inserito. L'attenuatore variabile è composto dai diodi da D1 a D4, da R17, C7 e C8. Il segnale d'ingresso a frequenza elevata (V3) è applicato alla R17; una parte filtrata più rilevante è applicata in opposizione di fase al punto comune D1-D3; si tratta del segnale di comando V4. In assenza del segnale all'ingresso, i condensatori di filtro C7 e C8 si caricano tramite R16-D1 ed R17-D4 ad una tensione prossima a quella di emettitore del T4. C6 si carica identicamente sino a che il punto di unione tra C6-R16 raggiunge tale valore.

Supponiamo che la tensione d'ingresso sia talmente debole da non raggiungere (nemmeno dopo l'amplificazione ottenuta con il T4) la soglia sufficiente a far condurre D1 e D3.

In tal caso, il segnale V3 (che ha un'ampiezza di circa un ottavo rispetto a V4) sarà a sua volta troppo limitato per far condurre i diodi.

Il segnale di cancellazione delle frequenze elevate passerà così senza attenuazioni, e l'efficacia del DNL sarà massima.

Supponiamo ora che il livello del segnale all'ingresso sia molto più elevato, per esempio 500 mV. In tal caso, il valore di picco del segnale di comando raggiunge allora 5,8V, cosicché la tensione dei condensatori, passerebbe a più-meno 5V rispetto alla loro tensione iniziale se fosse possibile. In effetti, D2 e D4, essendo collegati in serie tra i condensatori, limitano la differenza di potenziale tra C7 e C8, che non può superare la grandezza di due volte la caduta di tensione di un diodo che conduce, vale a dire 1,4V.

D2 e D4 in conduzione lasciano quindi passare i segnali BF che sono applicati ad un filtro passa-basso costituito da R17, C7 e C8.

Questo filtro è caratterizzato da una frequenza di taglio di circa 300 Hz e procura un'attenuazione di meno 20 al di sotto di 5,5 kHz. In tal caso, il circuito completo del DNL non è operativo; le frequenze elevate l'attraversano senza alcuna attenuazione.

Le curve di figura 2 mostrano l'effetto DNL tra questi due casi-limite, e la tabella 1 riassume i valori di talune tensioni calcolate sulla base delle curve e dell'attenuazione (o del guadagno) stimati per i diversi stadi.

La tensione d'ingresso, nella tabella, è inizialmente trascritta in dB (0 dB corrisponde a 780 mV), e subito dopo in mV. Da questi valori base, si calcola la tensione V3 presente all'ingresso dell'attenuatore, poi il valore di picco di V4.

Troviamo quindi da destra a sinistra: il rapporto in dB della tensione d'entrata V_e rispetto alla tensione di uscita V_s ed il valore di quest'ultima in mV. La differenza $V_e - V_s$ corrisponde alla componente di segnale di cancellazione a frequenza elevata, che viene dall'attenuatore variabile. Una stima dell'attenuazione fissa dovuta ad R18 dà il valore del segnale αV_3 al punto comune D2-D4; poiché V3 è noto, il fattore d'attenuazione può essere calcolato.

Per i livelli molto deboli del segnale incidente, ad esempio inferiori a 2 mV, il segnale di comando è al massimo 460 mV.

In queste condizioni, i diodi sono bloccati e l'attenuatore non opera ($0,9 \leq \alpha < 1$). Nel caso-limite preso in esame (segnale dal livello elevato) corrispondente a delle tensioni di 25 mV e più, i diodi sono pressoché alla saturazione ed il fattore di attenuazione approssima molto da vicino il limite teorico di 0,05 determinato dalla rete passa-basso R17-C7-C8. Per un valore intermedio di circa 3,1 mV il valore di cresta del segnale di comando V4 raggiunge 720 mV; i diodi sono al limite della conduzione, ed il fattore dell'attenuazione si stabilisce a circa 0,53. Conviene prender nota, d'altro canto, che se la tensione di azionamento V4 può raggiungere 5,8V e più, la rispettiva tensione ai capi dei condensatori C7 e C8 non salirà mai ad un valore eguale. In effetti, la capacità di C7 e C8 è 30 volte più grande di quella di C6, di modo che un aumento importante della tensione di comando si tradurrà in una carica debole di C8 tramite C7, seguita da una scarica di C8 nel C7, tramite D2 e D4 che in tal modo sono mantenuti nel regime di conduzione.

L'effetto DNL può essere totalmente annullato chiudendo l'interuttore S1.

Realizzazione e messa a punto

Il circuito stampato e la relativa disposizione delle parti sono riportati nella figura 7. L'apparecchio non necessita che di una tensione

8

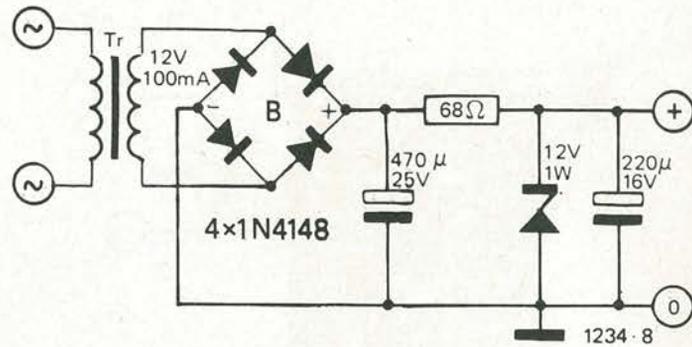


Tabella 1

	V_e	V_3	V_4 (picco)	α	$\alpha \cdot V_3$	$V_e - V_s$	V_s	V_e/V_s
	(dB)	(mV)	(mV)		(mV)	(mV)	(mV)	(dB)
	-30	25	500	0.06	28	1.4	24	- 0.5
	-40	7.8	156	0.11	17	0.8	7.0	- 1.0
	-48	3.1	62	0.53	33	1.6	1.5	- 6.5
	-50	2.5	50	0.72	36	1.8	0.7	-11
	-52	2.0	40	0.90	36	1.8	0.2	-19

Figura 8. Schema di un alimentatore utilizzabile per il DNL.

Figura 9. Le due versioni dell'attenuatore d'ingresso.

Figura 10. Il DNL può essere collegato tra un registratore a cassette (deck) ed un amplificatore separato (figura 10a) o montato all'interno di un qualunque registratore (figura 10b).

Tabella 1. Valori di alcune tensioni ed attenuazioni relative provocate dall'attenuatore variabile.

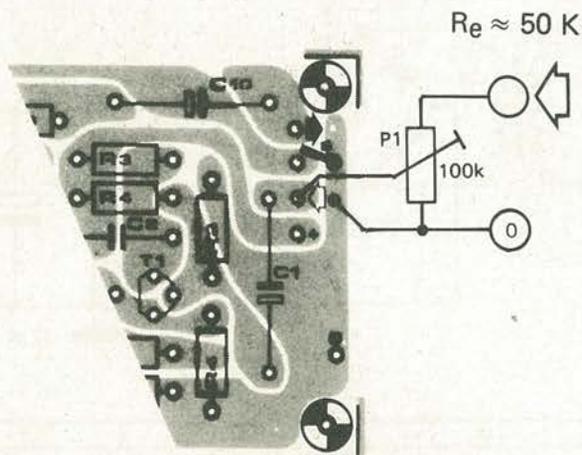
d'alimentazione compresa tra 12 e 20V, con una corrente di 15 mA, e si potrà prelevare il valore dai circuiti del registratore servito. Nei casi nei quali tale connessione risultasse impossibile, si potrà utilizzare un sistema rettificatore del tipo che si vede nella figura 8. Per ottenere un funzionamento corretto, l'uscita di questo DNL deve essere caricata da una impedenza superiore a 20 kΩ. Ciò non rappresenta un problema, visto che ciascun registratore recente prevede un ingresso dall'impedenza adatta. Di contro, il segnale applicato al DNL deve essere regolato ad un livello ben determinato. Il livello di rumore all'ingresso deve essere intorno a 2-3 mV, come mostra la tabella 1. Se il livello di rumore è inferiore, il DNL funzionerà, ma attenuando più del necessario le frequenze elevate comprese nel segnale. Al contrario, se è troppo elevato, il DNL non funzionerà più del tutto! Il rapporto segnale-rumore medio dei registratori a cassette si situa attorno a 46-48 dB; il livello di rumore detto (da 2 a 3 mV) corrisponde quindi ad un segnale BF nominale di circa 500 mV. Se il livello di uscita del registratore è superiore a quest'ultimo dato, conviene interporre un attenuatore all'ingresso del DNL.

Si possono scegliere due soluzioni: si può aggiungere un potenziometro sempre semifisso da 220 k in serie all'ingresso; in tal caso l'impedenza sarà uguale o superiore a 75 k.

Per regolare senza incertezze il livello

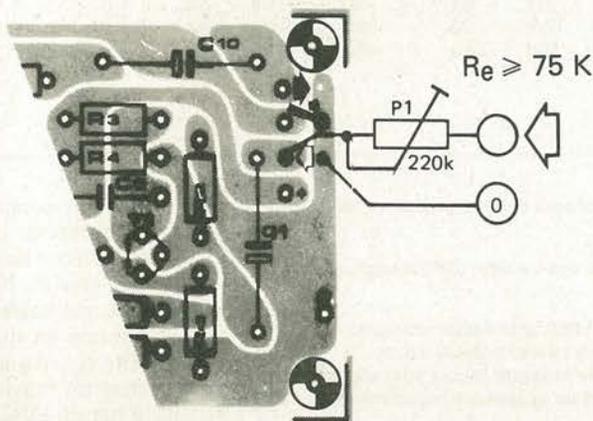
9

a



1244 9a

b



1244 9b

d'ingresso, è bene far propria la seguente procedura:

- aprire l'interuttore S1.
- applicare un tester (10-50 k Ω per V) commutato sulla portata piú sensibile in VCC tra i punti comuni D1-D2-C7 (+) e D3-D4-C8 (-).

Il multimetro deve indicare 0V.

- si "ascolterà" un nastro cancellato. Il rumore può occasionalmente causare una deviazione minima dell'indice.

- regolare per mezzo del P1 il livello d'ingresso sino a che l'indice inizia appena a salire oltre la tacca 0V.

In tal modo, il livello è aggiustato e si può staccare il tester.

Impiegando quale R19 un trimmer potenziometrico, la regolazione sarà la seguente:

- si "ascolterà" un nastro cancellato con S1 aperto.
- si regolerà R19 per ottenere il minimo rumore.

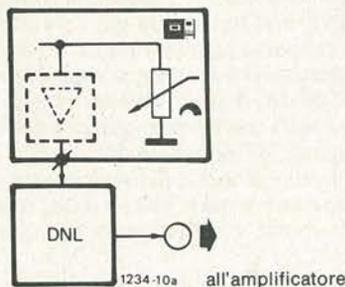
Le ragioni già esposte, rendono evidente che l'ingresso del DNL non deve variare.

E' quindi bene prelevare il segnale BF direttamente dopo il preamplificatore di lettura e prima del regolatore di tonovolume. Molti registratori a cassette "deck" prevedono un'uscita "linea" laddove tal segnale è disponibile; il DNL, in tal caso, sarà inserito tra registratore ed amplificatore (figura 10a).

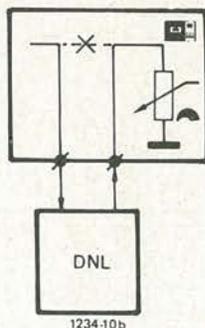
Nel caso che il registratore sia provvisto del proprio amplificatore di potenza, incorporato, o se si desidera includere il dispositivo all'interno di un qualunque registratore, il DNL sarà connesso tra l'uscita dell'amplificatore di lettura ed il punto caldo del potenziometro di volume (figura 10b).

10

a registratore a cassette



b registratore a cassette



tachimetro per la bicicletta

La caratteristica più originale di questo tachimetro per bicicletta è la messa in funzione automatica quando il velocipede si muove, e lo spegnimento del pari automatico all'arresto. In tal modo si prolunga la durata della pila senza far uso di un commutatore manuale acceso-spento. Per valutare la velocità si usa un contatto "reed" applicato alla forcella che è comandato da uno o più magneti fissati ai raggi della ruota.

I puristi dell'elettronica che si beffano dei commutatori elettromeccanici ('indegni di fiducia'), non debbono aver nulla da temere circa le possibilità di utilizzazione a lungo termine di questo dispositivo. La durata prevista per la vita operativa di un contatto "reed" è di circa 10^8 operazioni.

Anche se lo si usa con una bicicletta a ruote piccole (25 cm di diametro) si ha una durata di $10^8 \times 25 \times \pi$ cm, vale a dire 78.000 km!

Il circuito funziona come ora dettagliamo:

Quando la bicicletta è ferma, T2 è interdetto, C2 è caricato a +9V tramite R2, ed anche T1 risulta bloccato, quindi il circuito non assorbe potenza.

Allorché la bicicletta si muove, il contatto "reed" S1 commuta da B a C saturando così T2. Visto che il commutatore è accoppiato al T2 "in alternata" quando la bicicletta è parcheggiata non si ha lo scorrimento di alcuna intensità, nemmeno se il contatto risulta eccitato dal magnete.

Quando T2 è saturato, C2 si scarica rapidamente tramite D2, T1 si satura ed alimenta il circuito. Dopo l'arresto della bicicletta, occorrono alcuni secondi perché C2 si ricarichi sufficientemente al

livello che serve per bloccare T1.

T2 comanda anche IC1, connesso come multivibratore monostabile.

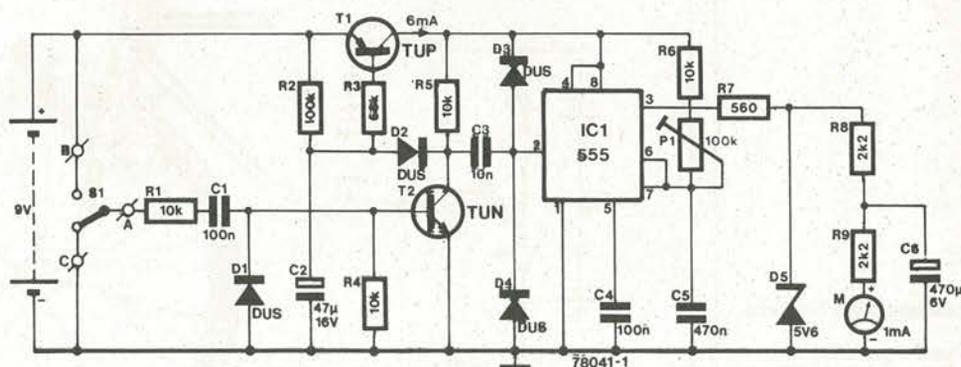
La larghezza degli impulsi di uscita è fissa, così che quando la velocità, e dunque la frequenza di comando, aumenta, il coefficiente di utilizzazione della forma d'onda di uscita diviene più importante.

La tensione media di uscita, misurata dal dispositivo, aumenta quindi in proporzione alla velocità.

Per calibrare il circuito è necessario un piccolo calcolo. La frequenza d'ingresso per una velocità data la si ottiene con la seguente equazione:

$$f = \frac{(n) (V) \times 838}{(30 \pi) D}$$

ove 'n' è il numero di magneti utilizzati, 'V' la velocità in km/h e D il diametro della ruota (in cm.). La frequenza d'entrata per una velocità posta, può essere calcolata in tal modo, ed il tachimetro può essere calibrato iniettando all'ingresso il valore ricavato da un generatore BF, aggiustando P1 sino ad ottenere la velocità giusta sull'indicatore milliamperometrico. Per esempio, prendiamo una bicicletta



che abbia una ruota di 25 cm e calibriamo il tachimetro per una velocità massima di 80 km, considerando l'impiego di un magnete solo. La frequenza per 80 km/h è:

$$\frac{1 \times 80 \times 838}{30 \times 3,142 \times 25} = 28,5 \text{ Hz.}$$

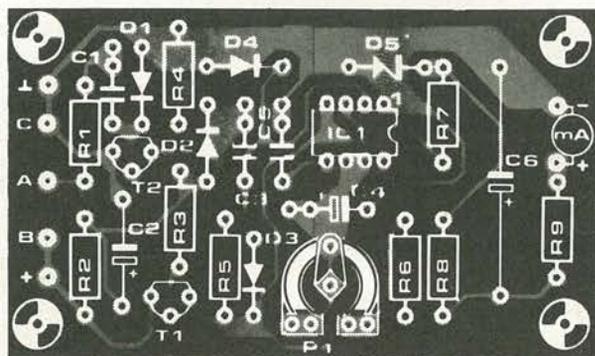
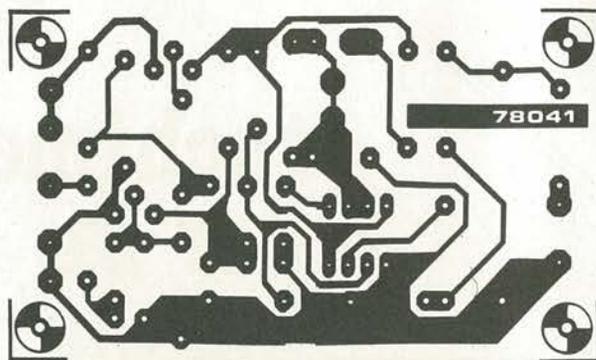
Un'alternativa è iniettare nel circuito un segnale di 50 Hz ripreso al secondario (6 - 12V) di un trasformatore di rete. Si può calcolare la velocità rimaneggiando l'equazione precedente:

$$V = \frac{30 \times \pi \times D \times f}{838 \times n}$$

Come abbiamo visto nell'esempio precedente, 50 Hz corrispondono ad una velocità di circa 140 km/h. Così se si utilizza 50 Hz come frequenza calibratrice, si dovranno impiegare due magneti sulla ruota per abbassare la velocità equivalente al più ragionevole valore di 70 km/h.

Per una ruota di 50 cm, la situazione peggiora perchè questa, gira alla metà della velocità, rispetto ad una di 25 cm, e si dovranno utilizzare 4 magneti. Poichè i contatti "reed" unipolari a due posizioni sono assai rari, la figura 3 mostra come si possono connettere due "reed" normali che funzionano analogamente ad S1 di figura 1, e come si effettua il montaggio relativo alla forcella, accanto alla ruota.

2



Elenco dei componenti

Resistenze:

R1, R4, R5, R6 = 10 k
R2 = 100 k
R3 = 68 k
R7 = 560 Ω
R8, R9 = 2k2
P1 = 100 k trimmer lineare

Condensatori:

C1, C4 = 100 n
C2 = 47 µ/16 V
C3 = 10 n

C5 = 470 n

C6 = 470 µ/6 V

Semiconduttori

T1 = TUP
T2 = TUN
D1, D2, D3, D4 = DUS
D5 = zener 5,6 V
IC1 = 555

Varie:

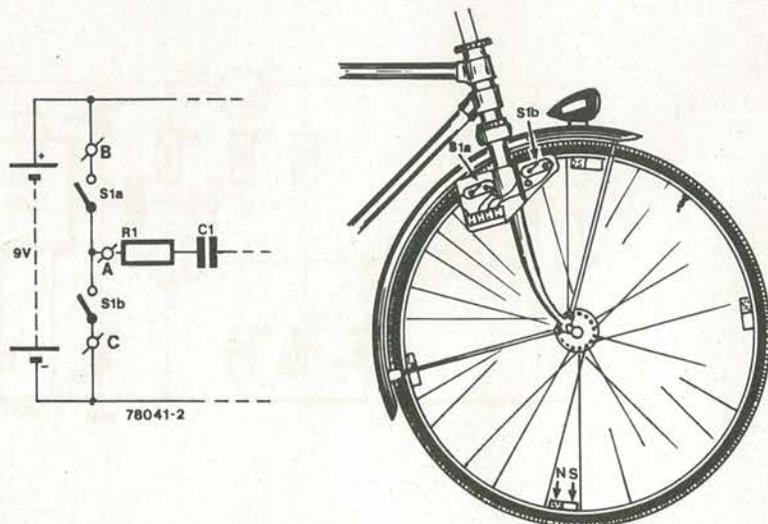
M = milliamperometro
S1 = contatto "reed" a due posizioni (si veda il testo).

Figura 1. Circuito del tachimetro per bicicletta.

Figura 2. Circuito stampato e posizioni delle parti del tachimetro. Per ordinare il circuito stampato, occorre citare il relativo numero di riferimento EPS 78041.

Figura 3. È possibile sostituire il contatto "reed" a due posizioni con una coppia di "reed" comuni.

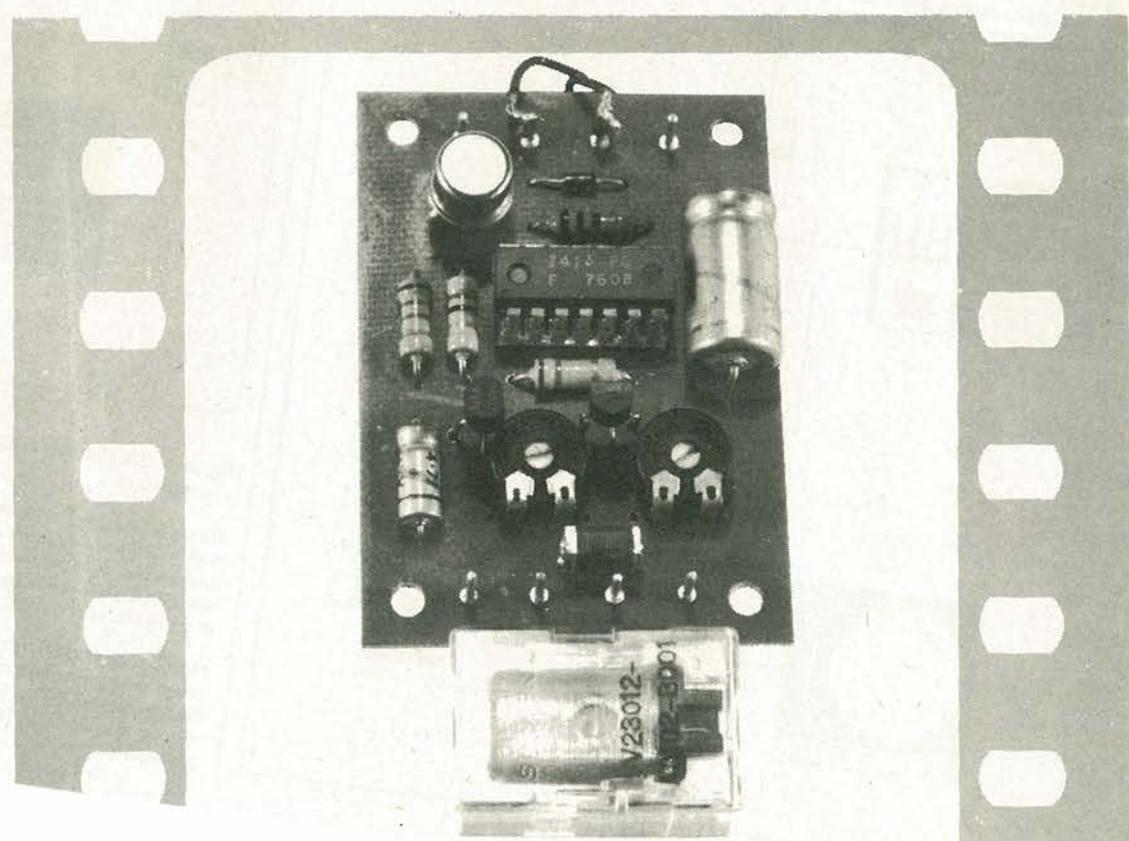
3



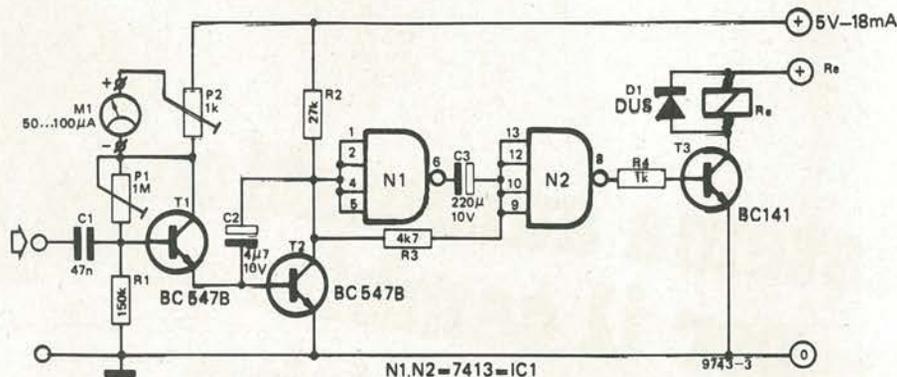
Sistema automatico per il cambio delle diapositive

W. Fröse

I commutatori di avanzamento automatico delle diapositive sono utili e facilmente adottabili, allorché un commento registrato su nastro accompagni la proiezione. La maggior parte degli automatismi, per il comando, utilizzano un segnale a frequenza elevata sovrainpresso sul suono (dal livello molto basso) estratto dall'involucro per mezzo di un filtro, oppure degli impulsi BF registrati sulla pista parallela inusata. Questo apparato lavora diversamente; reagisce alla caduta del livello allorché il commento tace per oltre un secondo.



1



Il circuito del commutatore automatico appare nella figura 1. In assenza di un segnale audio all'ingresso, T1 e T2 sono interdetti. Quando la BF supera un certo livello d'ingresso, determinato dal P1, T1 inizia a condurre sulle alternanze positive. Il segnale che si riscontra all'emettitore del transistor è integrato da C2 e T2. Se la tensione di collettore di T2 si trova ad un livello inferiore di quello del trigger di Schmitt N1, l'uscita di N1 e l'ingresso di N2 sono allo "stato alto", mentre l'uscita di N2 è bassa e T3 è bloccato. In queste condizioni il relais rimane aperto.

Ora, se il segnale si riduce al di sotto della soglia stabilita, T1 si blocca; dopo un ritardo che vale circa 1 secondo, T2 si

blocca a sua volta, ponendo l'ingresso di N1 allo stato alto. L'uscita del medesimo si porta allora allo stato logico basso, continuando allo stesso livello N2 tramite C3.

Nel momento in cui avvengono le commutazioni, l'uscita di N2 a sua volta passa allo stato alto, cosicché T3 conduce ed aziona il relais. Il pacco-molle di quest'ultimo bypassa il pulsante di avanzamento del proiettore facendo subentrare la prossima diapositiva. Frattanto C3 si scarica su R3 sino a che la soglia positiva di N2 è superata; in tal modo l'uscita di N2 ritorna allo stato basso ed il funzionamento può ricominciare da capo con il relais aperto. Il diodo D1 protegge T3 dalle sovratensioni create dal relais al

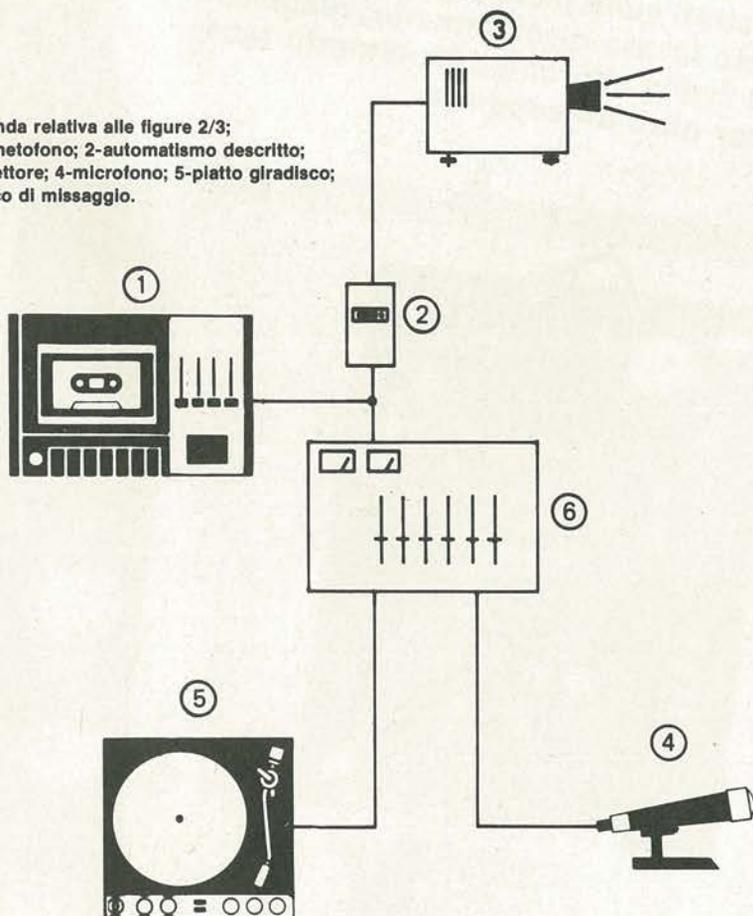
momento della riapertura. P1 polarizza la base del T1 e determina così la soglia di tensione che produce l'azionamento del circuito.

Regolando convenientemente il trimmer è possibile far sì che un leggerissimo fondo musicale che sottolinei il commento parlato mantenga in azione T1, evitando la commutazione erronea e casuale delle diapositive.

La figura 2 mostra la disposizione utilizzata per sonorizzare una serie di diapositive; musica e testo sono missati su nastro magnetico; il commutatore di azionamento è collegato all'uscita del banco di montaggio per verificare che il comando avvenga effettivamente durante le pause, allorché manca del tutto l'audio. Durante la proiezione

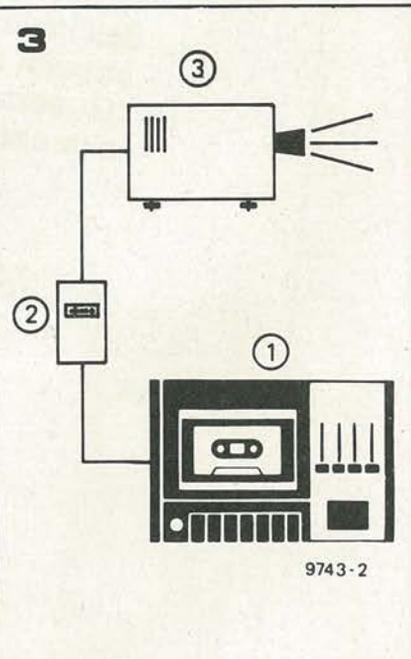
2

Leggenda relativa alle figure 2/3;
1 magnetofono; 2-automatismo descritto;
3-proiettore; 4-microfono; 5-platto giradisco;
6-banco di missaggio.



9743 - 1

3



9743 - 2

Figura 1. Schema dell'automatismo commutatore.

Figura 2. Montaggio utilizzato per la registrazione simultanea di un commento e di una musica di sottofondo. La diapositiva cambia allorché l'uscita del complesso scende al di sotto di un livello prestabilito.

Figura 3. Durante la riproduzione del programma, il registratore alimenta l'automatismo che ha il contatto in chiusura del relais collegato in serie tra la rete-luce ed il proiettore.

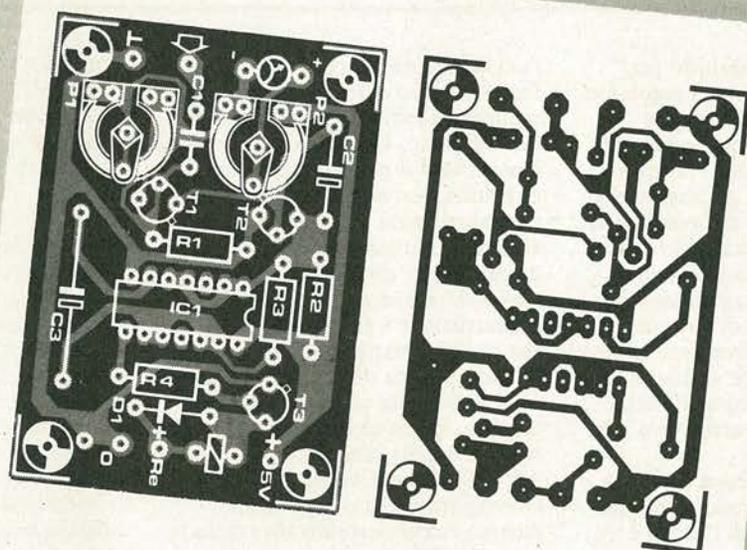
l'automatismo è collegato in serie tra la rete ed il proiettore ed è alimentato all'uscita del registratore; i comandi di volume e tono di quest'ultimo devono essere regolati in modo tale da non produrre in alcun modo scatti casuali. Per la messa a punto dell'apparecchio, P1 e P2 saranno portati a circa metà corsa, inizialmente, P1 in seguito sarà regolato per ottenere la commutazione dopo un secondo esatto di pausa nel commento (suono più parlato). Dopo questa operazione di taratura, P2 dovrà essere aggiustato a sua volta per ricercare sul microamperometro M1, la esatta soglia di comando. M1 devia di circa un quarto della scala, allorché P1 è regolato al meglio. Se il livello di registrazione è piuttosto

uniforme, non sarà necessario alcun intervento ulteriore; se invece vi sono serie differenze, il P1 dovrà essere riaggiustato per ottenere la lettura giusta con l'esatta temporizzazione di azionamento.

Il circuito stampato dell'automatismo appare in scala 1:1 nella figura 4; il montaggio è alimentato con una tensione di 5V (la corrente relativa è di circa 18 mA). Il relais eventualmente può avere una diversa alimentazione, ma se si impiega un modello per logiche TTL, nulla impedisce di collegarlo al +B generico, invece che al +Re, specifico. Se vi sono problemi per ottenere 5V da un normale alimentatore, la tensione disponibile può essere abbassata con un semplice sistema a diodo Zener.

Figura 4. Circuito stampato e disposizione dei componenti dell'automatismo (per la richiesta dello stampato si deve impiegare il codice EPS 9743).

4



Elenco dei componenti

Resistenze:

R1 = 150 k
R2 = 27 k
R3 = 4k7
R4 = 1 k
P1 = 1 M trimmer lineare
P2 = 1 k trimmer lineare

Condensatori:

C1 = 47 n
C2 = 4,7 μ 7/10V
C3 = 220 μ /10V

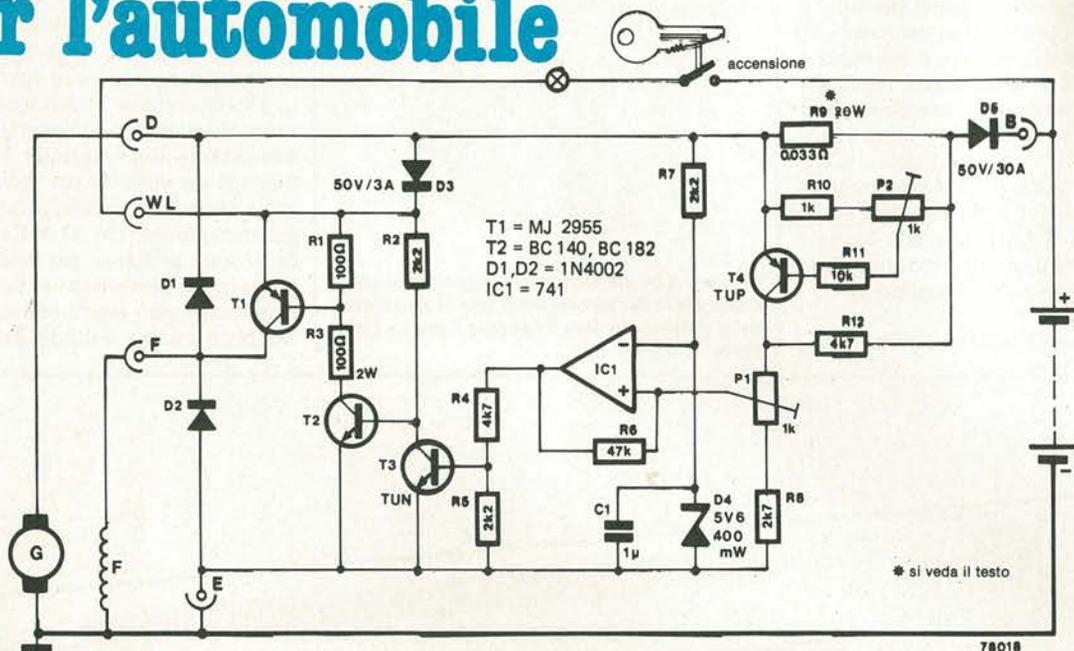
Semiconduttori:

T1, T2 = BC547B oppure BC107B (o equivalenti)
T3 = BC141.
N1, N2 = IC1 = 7413
D1 = DUS

Varie:

Relais 5-6V, avvolgimento da 68 Ω o tensione superiore si veda il testo.
Contatti del pacco-molle capaci di sopportare la corrente e la tensione di lavoro.

regolatore di tensione/corrente per l'automobile



Questo circuito è progettato per rimpiazzare direttamente i regolatori di tipo elettromeccanico e, pur essendo studiato principalmente per l'impiego con le dinamo, funziona egualmente bene con gli alternatori. Esaminando il modo di lavoro di un regolatore convenzionale, si resta sorpresi che tali dispositivi siano tanto attendibili come risultano in pratica. Il regolatore di tensione basilamente opera come ora diremo: allorché il motore gira al minimo, l'avvolgimento di campo (F) della dinamo è alimentato attraverso alla spia d'ignizione.

L'armatura non è ancora connessa con la batteria, in questo stadio del funzionamento, quindi l'uscita è inferiore alla tensione dell'accumulatore, e di conseguenza questo si scarica nel circuito.

Allorché il numero di giri del motore aumenta, la tensione di uscita della dinamo cresce. Appena supera la tensione della batteria, un relais scatta e collega l'armatura dell'accumulatore, che in tal modo si carica. Se la dinamo giunge ad erogare 14,5V un secondo relais sconnette l'avvolgimento di campo. In tal modo il campo decade e la tensione di uscita cala sino a che il relais torna a riposo.

Quest'altro relais si apre e si chiude continuamente, mantenendo l'uscita della dinamo a circa 14,5V e prevenendo l'eccesso di carica della batteria.

Un terzo relais ha il proprio avvolgimento posto in serie con l'uscita della dinamo, quindi la corrente complessiva vi scorre. Se l'intensità d'uscita di sicurezza è superata, per esempio allorché la batteria è completamente scarica,

l'avvolgimento produce l'azionamento del relais, che sconnette l'avvolgimento di campo della dinamo. Ciò che abbiamo detto, illustra solo il principio fondamentale di lavoro, perché il circuito esatto del regolatore varia da una vettura all'altra. Trattiamo qui il circuito di un regolatore elettronico di tensione/corrente. Il relais d'interruzione è rimpiazzato dal D5, che risulta polarizzato inversamente quando l'uscita della dinamo scende al di sotto della tensione della batteria. Quest'ultima non può quindi scaricarsi nella dinamo.

Allorché l'accensione è azionata l'avvolgimento di campo della dinamo riceve corrente attraverso la spia ed il T1.

D3 è incluso per evitare che la corrente sia indebitamente assorbita dall'avvolgimento di campo a causa della minor resistenza dell'armatura. Allorché il motore aumenta il numero di giri la tensione d'uscita della dinamo aumenta ed inizia a fornire la propria corrente di campo via D3 e T1. Mentre la tensione al catodo del D3 cresce, la spia si spegne gradualmente.

Allorché l'uscita della dinamo raggiunga circa 13-14V, la batteria inizia a caricarsi.

IC1 funge da comparatore e valuta la tensione d'uscita della dinamo. Mentre la tensione aumenta, la tensione all'ingresso invertente dell'IC1 è inizialmente più elevata di quella dell'ingresso non invertente, cosicché l'uscita dell'IC è bassa e T3 non conduce.

Quando la tensione di uscita supera 5,6V la tensione all'ingresso è stabilizzata a questo valore del D4. Allorché la tensione d'uscita eccede il

massimo richiesto (aggiustabile tramite P1), il potenziale all'ingresso non invertente dell'IC1 supera quello dell'ingresso invertente, cosicché l'uscita dell'integrato diviene positiva. In questa situazione, T3 conduce bloccando T2 e T1 ed interrompendo la corrente di campo della dinamo. In tal modo l'eccitazione della dinamo decresce e di conseguenza la tensione di uscita cade sin che il comparatore non commuta di nuovo. R6 fornisce qualche centinaio di mV di isteresi e così assicura che il circuito funzioni da regolatore a commutazione. T1 è alternativamente nella conduzione forte o nell'interdizione, cosicché dissipa una potenza ridotta.

La regolazione in corrente si effettua per mezzo del T4. Allorché l'intensità che attraversa R9 supera il massimo previsto, la caduta di tensione causa l'azionamento del T4. Ciò si traduce nell'innalzamento del valore dell'ingresso non invertente di IC1 e nel taglio della corrente di campo della dinamo.

Il valore riportato per R9 (0,033 Ω /20W realizzato ponendo in parallelo 10 resistenze da 0,33 Ω /2W) è corretto per una corrente massima d'uscita di 20A. Per intensità maggiori, è necessario ridurre R9 proporzionalmente. Il circuito può essere montato dentro ad una vecchia scatola per regolatore, cosicché sarà possibile collegarlo direttamente ai fili esistenti. La tensione di uscita, e la corrente devono essere aggiustate impiegando P1 e P2 per ottenere le specifiche del regolatore originale. T1 e D5 devono essere montati su di un radiatore, isolato dallo chassis.

misure da manuale

Misure standard per gli amplificatori audio

Allorchè ci si appresta all'acquisto di un riproduttore audio, le specifiche esposte nelle inserzioni o che appaiono nelle specifiche del costruttore possono trarre in inganno.

Non di rado, i consumatori interpretano male il gergo tecnico, ed in più le fabbriche tendono ad esaltare quei parametri che fanno "sembrare buono" il loro prodotto, ed includono le altre specifiche nelle scritte "piccole-piccole", se vi sono.

La confusione diviene completa quando ogni tipo di "specifica innovatrice" compare nella lista delle caratteristiche. Si prenda, ad esempio, la favolosa "Potenza istantanea musicale per ogni canale": l'unico commento valido, può essere "Augh!"

L'Istituto Americano dell'Alta Fedeltà (IHF) ha recentemente pubblicato una nuova serie di standard che trattano dei "Metodi di misura per Amplificatori Audio". Questo articolo ne riprende alcuni, tra i più importanti.

I numeri sono molto importanti nella nostra società. Ogni genere di "cose" è espresso in cifre. Se vi è una scala di riferimento, ogni "cosa" che interessi può essere misurata senza problemi. Le distanze sono misurate in chilometri o miglia, le valute possono essere espresse in lire o in dollari (con il relativo cambio), anche i terremoti possono essere misurati in accordo alla scala Richter. Il tentativo di esprimere la "qualità" in tal modo è però alquanto più difficile. La qualità usualmente si riferisce ad una valutazione soggettiva legata ad una somma di punti negativi o positivi, associati con vari fatti. Il problema, in questo caso, è identificare con precisione tutte le caratteristiche coinvolte, poi un modo di quantificarle: per esempio determinare l'importanza di ciascuna nel contesto della "qualità" generale. Allorchè si voglia valutare con precisione un'apparecchiatura audio hi-fi, non vi è solo "un" criterio di "misura della qualità".

Il cliente che voglia procedere ad un buon acquisto deve distinguere bene tra le caratteristiche annunciate dai diversi costruttori, ciascuno dei quali, ovviamente tenta di vendere il proprio prodotto.

Il potenziale compratore deve decidere anzitutto su questi due punti:

- 1) La lista dei dati, contiene tutte le caratteristiche determinanti per formulare una valutazione dell'apparecchiatura, senza imbonimenti e/o omissioni?
- 2) Considerato che i parametri esposti siano il risultato di misure, quanto sono rilevanti ed accurate le procedure impiegate per le misurazioni?

La seconda domanda, si riferisce al fatto che i vari costruttori, sembra che si siano dati a tempo pieno alla ricerca dei punti poco chiari negli standard, invece di cercare di realizzare buone apparecchiature. Il risultato è il "gonfiamento dei data sheet", arte alla quale sembra si siano dedicati anche i fabbricanti dalla buona reputazione.

Il primo interrogativo è ancor più fondamentale: è possibile definire una serie di misure che coprano tutti gli aspetti relati alla "qualità"? E se sì, la lista comprende una serie completa di dati (senza forzature)?

La risposta, purtroppo è no. La decisione finale circa la qualità dipende dall'orecchio umano, ed in tal modo, non vi è un procedimento di misura o "figura

di merito" che vada d'accordo in ogni caso con l'ascolto. Chiaramente la situazione non soddisfa.

Attualmente i ricercatori si concentrano su tre problemi principali: quali prestazioni non abbiamo misurato? Qual'è l'importanza relativa dei parametri che misuriamo? Ciascuno può ottenere gli stessi dati effettuando le stesse misure?

L'ultimo interrogativo, in particolare, rappresenta il tema di questo articolo. Le nuove specifiche di misura IHF stabiliscono quali prestazioni devono essere misurate e come misurarle. La valutazione non è tesa ad avere delle specifiche minime come nel caso delle famose (o malfamate) norme DIN 45.500. Un amplificatore può (anzi dovrebbe) essere misurato "in accordo con gli standard IHF - A - 202" ma dire che il dispositivo "segue gli standard IHF" sarebbe un nonsenso.

Standard IHF -A- 202 1978

Nei diciotto anni che sono passati dalla emanazione degli ultimi standard IHF per amplificatori (IHF - A - 201, 1966) vi sono stati moltissimi cambiamenti nel progetto degli amplificatori. I nuovi "Metodi standard di misura per amplificatori audio" sono basati sulla teoria e la pratica corrente.

Com'è ovvio, anche questi non vogliono dire "l'ultima parola" nel campo specifico, perchè gli sviluppi futuri probabilmente provocheranno la necessità di una nuova revisione tra altri dieci anni. Ciononostante, rispetto al passato, queste nuove specifiche sono molto più significative.

La Tabella 1 elenca tutte le specifiche che devono essere misurate. Una chiara distinzione interviene tra le "caratteristiche principali" e le cosiddette "rilevazioni secondarie". Per quotare un amplificatore secondo le norme IHF tutte le caratteristiche principali devono essere soddisfatte. In più i dati secondari possono essere approfonditi provvedendo che la loro misura sia basata in accordo a questi standard.

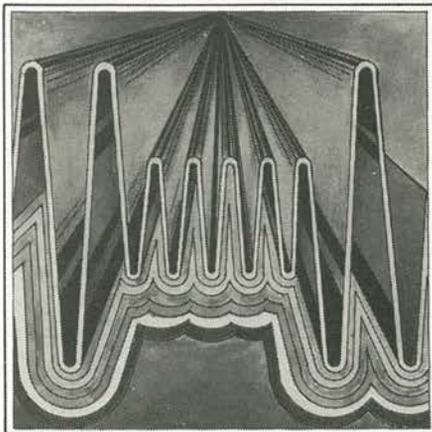
In questo articolo, si considerano gli standard in tre sezioni:

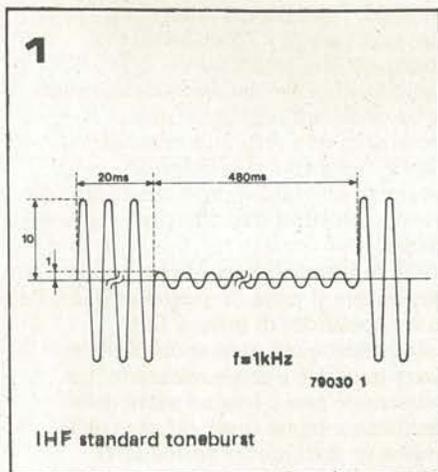
1. Potenza, Watt e cosa si intende per Watts.
2. Distorsione.
3. Dettagli vari.

La normativa per i Watt

La potenza d'uscita di un amplificatore è uno dei primi dati che il potenziale compratore osserva, ed i costruttori lo sanno bene. Si devono quindi applicare delle specifiche stringenti, in merito, sia per i valori misurati, sia per i metodi che hanno scaturito i valori.

In futuro, le specifiche relative alla potenza d'uscita potranno essere espresse sia in Watt che in "dBW"; laddove 0 dBW equivale alla potenza di 1W espressa su di un carico prestabilito. La scala di potenza dei dBW è logaritmica; impiega il numero di dB attraverso il quale l'uscita da misurare supera 1W.





TABELLA

Caratteristiche principali che devono apparire nelle liste:

Per gli amplificatori di potenza

1. Potenza d'uscita media continua
2. Ampiezza della dinamica
3. Responso in frequenza
4. Sensibilità
5. Rapporto segnale-rumore pesato

Per i preamplificatori

1. Risposta in frequenza
2. Massima tensione d'uscita
3. Distorsione armonica totale
4. Sensibilità
5. Rapporto segnale-rumore pesato
6. Massimo segnale d'ingresso
7. Impedenza d'ingresso

Per amplificatori "integrati"

1. Potenza d'uscita media continua
2. Ampiezza della dinamica
3. Responso in frequenza
4. Sensibilità
5. Rapporto segnale-rumore pesato
6. Massimo segnale d'ingresso
7. Impedenza d'ingresso

Caratteristiche secondarie che dovrebbero essere esposte, se applicabili:

1. Tosatura della dinamica
2. Impedenza di uscita
3. Fattore di smorzamento sulla banda intera
4. Fattore di smorzamento a frequenza bassa
5. Rapporto segnale-rumore CCIR/ARM
6. Responso del controllo di tono
7. Frequenza di taglio del filtro
8. Pendenza del filtro
9. Distorsione d'incrocio
10. Distorsione d'incrocio pesata
11. Distorsione d'incrocio CCIR/ARM
12. Distorsione d'intermodulazione SMPTE
13. Distorsione d'intermodulazione IHF
14. Tempo di recupero dopo sovraccarichi transitori
15. Fattore di spegnimento
16. Carico reattivo
17. Carico capacitivo
18. Separazione
19. Differenza nel responso di frequenza
20. Scarto nel guadagno rispetto al tracking
21. Scarto nel controllo di tono rispetto al tracking
22. Scarto nel controllo di tono del tracking

Ad esempio 20W divengono 20 dBW; 250 mW - 6 dBW. L'impiego del dBW può piacere poco a chi ama i grandi numeri (200 Watt suona meglio che "23 dBW") ma la specifica relativa è più realistica.

Potenza d'uscita continua media.

La potenza continua media di uscita (talvolta riportata come "potenza RMS" il che è errato) di un amplificatore è la potenza indicata su un carico determinato che si ottiene allorché l'amplificatore è pilotato all'ingresso con un segnale a forma di sinusoide. Nel caso delle norme IHF deve poter essere espressa su tutta la banda utile specificata ed alla massima distorsione armonica prevista. Ad esempio, non vi deve essere nessuna noticina scritta in piccolo che indichi "1 kHz, 10% THD". La potenza d'uscita continua media, deve essere ottenuta misurando il valore RMS della tensione d'uscita e calcolando il valore in base.

Se un amplificatore è previsto per lavorare con più carichi, la Potenza d'Uscita Continua Media deve essere indicata separatamente per ciascun carico. Le altre "regole del gioco" sono le seguenti:

- i canali devono operare nelle identiche condizioni; in altre parole, per un complesso stereo, *ambidue* i canali sono pilotati al massimo per determinare i valori di potenza.
- le impedenze di carico specificate sono date per una tale banda passante (ad esempio 20 Hz/20.000 Hz) e per la THD indicata come parte specificata del parametro.
- prima della misura, l'amplificatore deve essere posto in funzione per un'ora funzionando ad un terzo della potenza media d'uscita (piccola vendetta relativa al "warming-up"! Piacerà ai costruttori di piastre raffreddatrici).
- per la misura, il segnale a forma di sinusoide sarà applicato per un periodo di non meno di cinque minuti.
- la THD indicata deve essere valida per ogni livello di potenza d'uscita, da -6 dBW (250 mW) con il pieno pilotaggio, e su tutta la banda passante indicata. Con questa prova, gli amplificatori che hanno una piccola distorsione al massimo pilotaggio, ma una brutta distorsione da cross-over ai bassi livelli (che è più importante in pratica) possono essere giudicati adeguatamente.

Ampiezza della dinamica

Una cosiddetta "specifica" che è di moda nelle inserzioni odierne è la "Potenza musicale". Più W in questa che nella potenza continua, è una indicazione simile ad una licenza poetica. La Potenza musicale si suppone che sia riferita al numero di W che un amplificatore può erogare per un periodo corto. Il punto è: quanto corto?

L'idea originale che ha scaturito il parametro è ragionevole; un amplificatore che lavori con un alimentatore non regolato, può dare forti potenze istantanee, cioè sin che la

tensione che lo alimenta non crolla. La musica consiste di brevi picchi ad alto livello, con una potenza media che è all'incirca inferiore di 17 dB. Quindi, un amplificatore munito di una potenza di uscita continua di 20W ed una "potenza musicale" di 100W può fornire una riproduzione tanto buona, tanto pulita e tanto forte di un altro che sia specificato per 100W di potenza continua per 100W di "potenza musicale". Il parametro, comunque è un po' causale perchè non vi sono misurazioni standard per determinare la "potenza musicale". Di ciò si è tenuto conto nella stesura delle norme IHF, curando di evitare le confusioni. Invece di specificare la potenza musicale in W, le IHF introducono il "rapporto di ampiezza della dinamica" espresso in dB. Trascriviamo di seguito la tecnica di misura:

- si usa un burst di segnale con un periodo di 500 ms; un intervallo del 4%, una frequenza di 1.000 Hz, 20 dB di differenza nel livello. In altre parole, il segnale di 1 kHz è al livello standard per 480 cicli, o simili, poi è incrementato di +20 dB per 20 cicli, quindi torna al livello di riferimento per 480 cicli, e il funzionamento continua così. I "salti di livello" avvengono a zero-crossing con il segnale a 1.000 Hz. (Un semplice circuito che produce il segnale in oggetto è trattato in seguito).
- l'amplificatore in prova è prima di tutto fornito del carico previsto, (o dei carichi previsti con più prove) quindi pilotato con i burst (figura 1).
- l'uscita dell'amplificatore è osservata all'oscilloscopio, ed il livello all'ingresso è aggiustato per il massimo valore che non causa la squadratura dei picchi del segnale, durante l'esaltazione a +20 dB.
- la tensione d'uscita durante l'esaltazione a +20 dB
- è misurata e si calcola la potenza d'uscita relativa; il rapporto tra questo valore e la potenza media continua, espresso in dB, è definito il "rapporto di ampiezza della dinamica".

Facciamo un esempio. Posto che la potenza media continua sia 40 W (= +16 dBW) e che la potenza corrispondente ad un burst indistorto sia 50W (= +17 dBW); il rapporto di ampiezza nella dinamica, in tal caso sarà di 1 dBW. La durata di 20 ms per il "periodo alto" del burst è più che adeguato alla funzione; i picchi nella musica o nella parola raramente durano più di 10 o 15 ms. Inoltre, è assai raro che i picchi si succedano con intervalli di appena mezzo secondo.

Tosatura della dinamica.

Bene. Ora noi lasciamo un po' di spazio ai ragazzi che si interessano della pubblicità. Rinfreschiamoci la memoria: la potenza di uscita continua media, deve essere valida per tutta la banda passante, ed al livello THD previsto. Può darsi che il livello a 1.000 Hz sia più ampio; dell'amplificatore, o se il punto di tosatura non è visibile sullo schermo dell'oscilloscopio.

Il termine "Tosatura della dinamica" in

accordo con gli standard IHF ha il vantaggio di essere espresso in dB. Un esempio: la potenza di un amplificatore è 40W (+ 16 dBW), ma ad 1 kHz è possibile ottenere una sinusoide che appare ottima, sullo schermo dell'oscilloscopio, a 45W (+ 16,5 dBW). La tosatura della dinamica può essere specificata in 0,5 dB, se coloro che compilano testi pubblicitari lo preferiscono.

Ove non vi sia alcuna specifica al riguardo della frequenza, le misure possono essere condotte a 1.000 Hz; altri valori possono essere scelti, così com'è possibile di effettuare prove su una intera banda di frequenze. E' da notare, tuttavia, che in ogni caso il parametro tosatura della dinamica deve essere specificato per una impedenza di carico precisa.

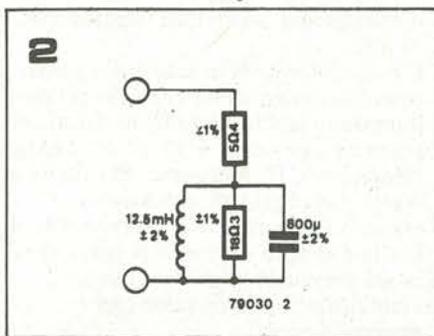
Carico reattivo.

Questa specifica è nuova nelle liste di dati che si applicano agli amplificatori. Notoriamente, la maggior parte degli amplificatori raggiungono le loro caratteristiche "ufficiali" lavorando su carico resistivo, ma iniziano a fare cose orribili se il carico è un altoparlante. "Cose orribili", nel senso che se si prova ad applicare la piena potenza ad un diffusore, si ha la protezione interna che scatta, brevemente, ma in modo audibile. Questo effetto è particolarmente avvertito a frequenze vicine a quella di risonanza dell'altoparlante.

Una possibile soluzione al problema può essere adottare un altoparlante come carico di prova standard e misurare la distorsione come funzione della frequenza nelle condizioni di funzionamento al pieno. Ovviamente, si incontra un problema minore, così procedendo; dove si può trovare un altoparlante che funga da carico reale in grado di sostenere la potenza massima di certi amplificatori per sonorizzazione senza che salga nel paradiso degli altoparlanti che sono stati buoni? Un errore comune, è il concetto che un altoparlante, diciamo, da 40W, sopporti appunto 40W continui nella banda per la quale è studiato. Ebbene, nossignori, altro il funzionamento continuo, altro la musica o la voce che giungono attraverso ad un amplificatore ed hanno un andamento variabile.

Serve una soluzione diversa. Non può essere un "simulatore" di altoparlante che esibisca le stesse caratteristiche specialmente per le basse frequenze in particolare? Certamente sì. Basilarmente, il "simulatore", che osserviamo per il circuito nella figura 2 è "visto" dall'amplificatore proprio come un altoparlante. Si tratta di un circuito oscillante smorzato con una resistenza in serie che ha la frequenza di risonanza di 50,3 Hz. Il massimo sfasamento introdotto è ± 39°, a 40 Hz ed a 63 Hz rispettivamente.

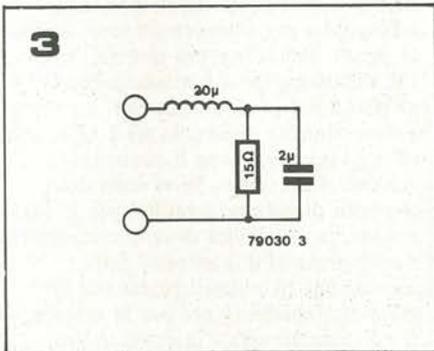
La procedura per effettuare misurazioni è la seguente: un segnale a 40 Hz è applicato, ed il livello d'uscita è determinato in modo tale da corrispondere ad una THD dell'1%. La prova va rifatta a 63 Hz. Il più basso dei



due livelli è usato per stabilire la potenza. Il rapporto tra i due valori di potenza e la potenza media continua, espresso in dB, costituisce il "rapporto reattivo di potenza". Nel migliore dei casi, il rapporto può anche essere 0 dB; normalmente è negativo.

Carico capacitivo

Ooops! Guarda, guarda, spiacenti, i ragazzi dello IHF hanno dimenticato quest'altro. Un pò di comprensione, suavia: gli altoparlanti elettrostatici sono comuni negli impianti odierni, quindi ci vorrebbe una tiratina d'orecchie. Comunque, una prova molto simile a quella descritta, impiegante un dispositivo con caratteristiche analoghe (per le alte frequenze in particolare) a quelle di un altoparlante elettrostatico, e che può dare risultati interessanti in molti casi, la si può fare con il circuito di figura 3.



Distorsione armonica

Questa è il tipo di distorsione conosciuta da più tempo, nota e facile da misurare. Come si è detto in passato, questo fenomeno ha una incidenza non molto profonda sulla qualità "udibile". Dopo l'avvento dell'analizzatore di spettro è possibile specificare meglio la distorsione armonica, basandosi su procedimenti di misura più realistici. Prima di tutto, vediamo una definizione rielaborata, o rinnovata: "La percentuale della distorsione su di una armonica X di una sinusoide che abbia la frequenza f è numericamente eguale a 100 volte il rapporto tra la tensione RMS del segnale componente alla frequenza Xf, rispetto alla tensione RMS della componente del segnale alla frequenza f". In termini semplificati, è il rapporto tra il livello della tensione RMS dell'armonica X e la fondamentale espressa come percentuale. Ci si può permettere di specificare la distorsione armonica come una lista di percentuali,

che prevedono tutte le armoniche dall'ampiezza che supera il 10% dell'ampiezza della più forte armonica inclusa nella lista.

La percentuale della distorsione armonica totale (THD) di una sinusoide della frequenza f è (il lettore respiri profondamente!) "numericamente eguale a 100 volte il rapporto della radice quadrata della somma dei quadrati delle tensioni RMS di ciascuno dei componenti armonici individuali, rispetto alla tensione RMS della fondamentale". Persino una formula sembra più semplice, eccola:

$$\%THD = 100 \times \frac{\sqrt{X_2^2 + X_3^2 + X_4^2 + \dots}}{\sqrt{X_1^2}}$$

Come abbiamo detto prima, tutte le armoniche con una ampiezza maggiore del 10% dell'armonica più forte devono essere incluse.

Una variazione in questo tema è la percentuale della distorsione armonica pesata (WTHD). Basilarmente, vale la stessa formula, con una differenza, il fattore X² è ogni volta moltiplicato per un fattore di "peso" che si intende espresso come distorsione per la particolare armonica. Ovviamente il fattore "peso" non è specificato dall'IHF, quindi il rapporto WTHD può essere valutato solo se il costruttore specifica il modo di "pesatura".

I tre tipi di distorsione armonica esaminati, possono essere resi evidenti con misure basate su di un (dispendioso) analizzatore di spettro. Un tradizionale (e non troppo dispendioso) misuratore di distorsione, può anche essere impiegato, sebbene i risultati che in tal caso si ottengono debbano essere specificati come la *percentuale di distorsione armonica totale più il rumore* (THD + N), che è esattamente ... ciò che è.

Per i preamplificatori, il valore della distorsione armonica totale è definito come il valore più grande della distorsione totale in ogni frequenza della banda passante prevista (!). Le misure relative devono essere eseguite su ciascun ingresso, nelle condizioni che seguono:

- livello del segnale all'ingresso (dalla linea): 2V (= + 6dBV);
- livello di uscita identico; 2V.
- segnale d'ingresso per la presa del pick-up magnetico: 20 mV ad 1 kHz, il livello deve poter essere aggiustato a seconda della frequenza, seguendo all'inverso l'equalizzazione normalizzata.
- livello del segnale all'ingresso per microfoni a bobina mobile: 2 mV ad 1 kHz, anche quest'altro aggiustabile per seguire la curva di equalizzazione.

In sostanza, si deve procedere con misure realistiche, univoche.

Distorsione da intermodulazione

La distorsione SMPTE (SMPTE-IM) è la ben nota distorsione da intermodulazione misurata usualmente a 60 Hz ed a 7 kHz mediante segnali del tipo sinusoidale aventi un rapporto di 4 : 1. E' nostra opinione che tale misura non serva a

nulla THD. Non perdiamo quindi tempo, e passiamo direttamente alla misura standard

IHF che analizza la distorsione da intermodulazione

(IHF-IM). Due onde sinusoidali, f_1 ed f_2 , dall'ampiezza uguale e con la frequenza che differisce in modo costante di 1 kHz sono applicate all'ingresso. Le componenti della distorsione IHF-IM formano una base di "mappa" come funzione del "centro frequenza": $1/2 (f_1 + f_2)$. Sono specificate cinque misure, che corrispondono ai livelli di uscita di -12 dB, -9dB, -6dB, -3dB e 0 dB rispetto al livello di riferimento d'uscita. Una serie completa di cinque livelli deve essere tracciata per ciascuna delle impedenze di carico previste (negli amplificatori di potenza) e per i preamplificatori (ingressi pilotati tramite i correttori di frequenza). E' anche possibile specificare la IHF-IM in cifre. In tal caso, la percentuale più elevata scoperta è specificata per ciascuna impedenza di carico e per ciascun ingresso.

Qual'è esattamente la percentuale di distorsione IHF-IM?

Si possono misurare solo le componenti di intermodulazione di secondo ordine sino al quinto ordine, definite come segue;

secondo ordine: $f_1 \pm f_2$.

terzo ordine: $2f_1 \pm f_2$ ed $f_1 \pm 2f_2$.

quarto ordine: $2f_1 \pm 2f_2$.

quinto ordine: $3f_1 \pm 2f_2$ e $2f_1 \pm 3f_2$.

In queste 12 componenti, solo quelle che hanno una frequenza inferiore a 20.000 Hz e dall'ampiezza che eccede il 10% dell'ampiezza del componente più forte di intermodulazione, sono incluse nel calcolo finale. Il valore RMS di queste componenti è calcolato, poi diviso per il valore RMS del segnale d'uscita complesso ($f_1 + f_2$).

Il risultato espresso in percentuale è la distorsione IHF-IM.

Distorsione da intermodulazione transitoria (TIM).

Questo fenomeno riceve una particolare menzione nelle specifiche IHF; la seguente: "si tratta di una specie di distorsione da intermodulazione dinamica che può essere associata agli amplificatori che impiegano una controeazione basata sulla compensazione interna dello sfasamento, ed è causata dal lavoro non lineare di uno o più stadi amplificatori che lavorano nel loop di controeazione nelle condizioni che includono un cambiamento rapido della tensione d'ingresso". Lo standard comunque non specifica i sistemi di prova, si limita ad informare che "diversi metodi sono stati proposti dalla stampa tecnica. Ciascuno di questi può essere impiegato, sebbene i risultati dipendano dal metodo".

Quanto bene un amplificatore tratti i mutamenti rapidi del segnale presentato all'ingresso, deve ovviamente essere misurato: lo "slew factor" è definito come il rapporto al quale la frequenza più alta può essere applicata all'ingresso di un amplificatore, al livello che produce l'uscita prevista ad 1 kHz, e può essere

riprodotta con accettabile linearità sino a 20 kHz.

Il procedimento di misura è il seguente: il controllo del volume è regolato per dare il massimo guadagno (amplificazione di potenza) o per dare +12 dB di guadagno complessivo. Una sinusoide del valore di 1 kHz è applicata all'ingresso (ogni ingresso è misurato in successione) ed il livello è elevato sin che la potenza di uscita prevista è raggiunta (per gli amplificatori) o la tensione (per i preamplificatori).

Di seguito si aumenta la frequenza sino a che la distorsione armonica totale non raggiunge l'1%. La frequenza alla quale si ha tale valore, divisa per 20 kHz è il dato che si ricerca. In altre parole, se il valore dell'1% è ricavato a 10 kHz, lo "slew factor" è 0,5; e se l'1% THD lo si riscontra solo per frequenze superiori a 20 kHz lo "slew" è 1.

Così come nelle prove relate alla distorsione, le misure vanno ripetute per tutte le impedenze di carico previste; gli ingressi per cartucce magnetiche o sistemi a bobina mobile devono sempre essere provvisti di un dispositivo equalizzatore.

Miscellanea di annotazioni varie

Un gran numero di altre misurazioni standard sono descritte nel testo originale. Troppe, per questo articolo. Ci limiteremo a trattare quelle più interessanti:

La sensibilità di un amplificatore è riferita alla tensione RMS presentata all'ingresso per ottenere un certo livello di uscita. Per essere più precisi: l'uscita di 1W all'altoparlante è ottenuta con 0,5V all'uscita del preamplificatore. La misura è normalmente effettuata ad 1 kHz, per tutti gli ingressi e con il controllo di volume al massimo. Se vi sono dei controlli di volume semifissi per le varie entrate, la sensibilità deve essere misurata e specificata ai due estremi della regolazione di codesti; prima per la massima sensibilità poi per la minima. *Il massimo segnale d'ingresso* indica qual'è la tensione-segnale che l'amplificatore può accogliere prima che intervenga la tosatura. E' da notare che ciò si applica a tutti gli stadi che precedono il controllo di volume principale; è facile distinguere se la squadratura avviene all'ingresso o all'uscita, impiegando un oscilloscopio; nel primo caso, la regolamentazione del controllo di volume varia l'uscita ma la squadratura resta visibile; se invece la tosatura avviene nello stadio finale, la regolazione del controllo muta l'ampiezza solamente e il risultato è chiaro, anche se il livello resta costante.

La misura deve essere ripetuta ad un numero di frequenze che coprano la banda passante espressa per l'amplificatore, ed il minimo valore così ottenuto deve essere assunto come la massima tensione-segnale ammissibile. Come sempre, anche durante questo ciclo di prove occorre sempre un equalizzatore del segnale se si impiega l'ingresso per pick-up.

Noi abbiamo una piccola lagnanza da esprimere, in questo caso.

Tutte le misure da farsi relativamente ai preamplificatori per dischi sono state discusse come realistiche. Ma in disaccordo con l'IHF non possiamo dire altrettanto. Nel nostro pensiero, la possibilità di elaborare il segnale da parte di un preamplificatore per giradischi deve essere considerata alla luce dei segnali d'ingresso che ricadono in una gamma di valori. Il massimo valore del segnale che deve essere registrato è sempre in funzione della frequenza. Per tagliar corto in una lunga storia, alla frequenza di 3 kHz il massimo segnale d'ingresso misurato secondo le norme IHF deve calare di 6dB per ottava senza che avvenga alcun scadimento nelle prestazioni.

Forzando i costruttori a specificare il minimo valore da ottenere in tutta la banda specificata (sino a, diciamo, 20 kHz) si può anche avere un confronto proprio.

La massima tensione di uscita di un preamplificatore è il minimo segnale output dato in RMS o dBV, che può essere erogato in tutta la banda passante all'1% di THD. Per stabilire questo parametro, tutti gli ingressi devono essere misurati, ed il controllo di guadagno deve essere regolato in modo da dare +12 dB. Una raccomandazione giusta, con un interessante risvolto: l'uscita di un preamplificatore deve essere sempre caricata con un condensatore da 1.000 pF posto in parallelo con una resistenza da 10.000 Ohm, per avere lo "Standard reference load".

Il rapporto segnale - rumore

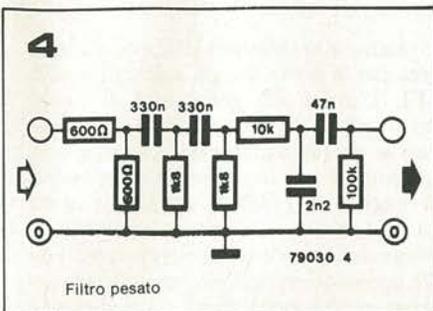
Problemino; un amplificatore da 100W è dichiarato per avere un rapporto segnale-rumore (S/N) uguale ad 80 dB. Il rapporto S/N di un altro, da 40W è indicato in 70 dB. Quale dei due è più rumoroso?

Chi riesce a risolvere il quiz in questi termini ha i nostri complimenti. Si entra infatti in un campo di cose dell'altro mondo. Si veda bene: un amplificatore con un rapporto S/N di meno 60 dB! La maggior parte del circuito deve consistere un generatore di rumori a larga banda. Il rapporto segnale-rumore non ha senso se non si conosce il parametro più importante. Questo può essere incluso nelle specifiche o le misure devono essere realizzate in accordo con dei riferimenti che specificino un certo livello.

Gli standard IHF prendono le mosse da questi fatti: il rapporto S/N deve essere specificato al livello di riferimento di uscita di 0,5V per i preamplificatori, ed 1W per gli amplificatori. Il rumore all'uscita è misurato con un filtro che "pesa" il sistema. La caratteristica di frequenza relativa, discende dal fatto che certe bande di rumore sono più inquinanti di altre. Lo standard IHF relativo quindi specifica il

Rapporto segnale - rumore pesato (S/N).

Questo è il rapporto del livello di riferimento di uscita rispetto ad un livello pesato si rumore di uscita, in dB. La relativa misura deve implicare tutti gli



ingressi, con i controlli di guadagno posti in accordo a ciò che prescrivono le misurazioni standard (per esempio 0 dB di guadagno totale sulla linea di ingresso). L'ingresso sottoposto a prova deve essere terminato su di una impedenza specifica; mettiamo 1.000 Ω rappresentati da una resistenza per gli ingressi generici, in alternativa 100 Ω per gli ingressi da bobine mobili (microfoni etc.). Il dispositivo indicato nella figura 5 si adatta agli ingressi per giradischi magnetici. Non vi è alcun nonsenso o cortocircuito. La terminazione approssima ragionevolmente il tipo di carico d'ingresso normalmente incontrato nella pratica, cosicché la misura risulta più reale che in passato. Un'idea non male.

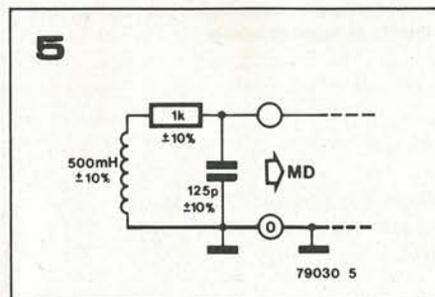
Lo standard deve includere una nota di cautela: il dispositivo non deve in alcun caso captare campi elettromagnetici dispersi o campi elettrostatici. Niente da dire; ogni captazione causale produce una misura erronea o almeno imprecisa e nessun costruttore cade in questo sbaglio. Una misura simile può essere condotta impiegando un sistema di pesatura CCIR. In tal caso, il risultato va ascritto come "rapporto segnale-rumore CCIR/ARM".

Ultimo ma non come importanza, segue il *Tempo di ripresa dopo i transienti che causano un sovraccarico*

Questo è il tempo che occorre perché un amplificatore torni al normale stato di lavoro dopo un sovraccarico che duri 20 ms, con una ampiezza di 10 dB ed una ripetizione dell'ordine di 0,5 secondi.

Per stabilirlo, il burst mostrato nella figura 1 è applicato all'ingresso principale. Il controllo di volume è posto ad un punto tale da produrre un livello di uscita di 10 dB in meno rispetto la potenza media continua (o la tensione media continua, se del caso).

Il segnale in uscita è scrutato con un oscilloscopio; in particolare quella porzione di ciclo che interviene immediatamente in seguito al "ritorno" del segnale all'ingresso, al livello di riferimento. Il numero di sinusoidi che si vedono distorte sono determinanti:



questo parametro, espresso in millisecondi è il tempo di ripresa o recupero.

Conclusione

Vi sarà probabilmente un buon ritardo prima che le nuove norme inizino ad essere parte delle specifiche pubblicizzate. Poiché vengono dall'USA, ci si può attendere che siano i costruttori americani (e giapponesi) i primi ad utilizzarle.

Ed in Europa? Silenzio imbarazzante. Nel Mercato Comune e nella CEE non vi è nulla di simile, nè i vari costruttori nè gli istituti hanno emesso specifiche altrettanto aggiornate. Molti vi stanno

lavorando ma vi è un notevole rallentamento rispetto alla situazione USA. Conviene quindi darsi subito al meglio.

Le norme DIN 45.500 sono finite. E' veramente ora di seppellirle.

Letteratura originale

Il documento relativo agli "Standard IHF - A - 202" può essere ottenuto chiedendolo all'Istituto dell'Alta Fedeltà U.S.A.

Trascriviamo il relativo indirizzo:

The Institute of High Fidelity Inc.

489 Fifth avenue,

New York N.Y. 10017, USA.

Il prezzo relativo è \$ 7,50 (circa 7.500 lire comprendendo la spedizione, NDR).

I Decibel facili

Il decibel (dB) è la decima parte di un "Bel" ma per ragioni in parte incomprensibili, è l'unica unità di misura impiegata nella scala relativa. Chi ha mai sentito parlare del "centibel" o del "millibel"?

Il dB è impiegato per specificare tensioni, correnti e rapporti di potenze (tanto per dire alcune funzioni) in linea con l'esprimere di quanto è più grande una tensione rispetto ad un'altra e via di seguito. Il numero di dB può essere definito come il logaritmo di 10 o 20 volte rispetto al valore in questione. 10 volte, per i rapporti di potenza e 20 volte per quelli di tensione o corrente. Perché? In particolare, per quale ragione si usano i logaritmi, e perchè si usano le differenti moltiplicazioni dei fattori di potenza? Conviene vedere la questione da questo punto: i rapporti nei quali i tecnici sono interessati sono molto grandi, facilmente giungono a 100.000 : 1. In più, nella maggior parte dei casi nei quali i dB sono usati, le variazioni importanti di livello sono quelle nelle quali il segnale è moltiplicato per un certo fattore.

Per esempio, l'incremento *percepito* in un livello che vari, per dire, da 10W a 20W (X2) è simile a quello *percepito* per livelli di 100W e 200W! In tutti e due i casi, la potenza è duplicata ed è ciò che conta. Espressi in dB, ambedue i rapporti sono equivalenti a 3 dB d'incremento. L'impiego dei dB risolve in prima istanza i rapporti di potenza da 100.000 : 1, sino a 1 : 100.000. Questi corrispondono alla scala dB che varia tra +50 dB e -50 dB, almeno per i detti. A dispetto delle "compressive" della scala, un rapporto 2 : 1 è pur chiaramente espresso come +3 dB.

Secondariamente, la differenza nei rapporti può essere più facile da spiegare. La potenza (in W) corrisponde alla tensione al quadrato e divisa per la resistenza. Quindi se una tensione aumenta, diciamo da 1 a 3V (X3), la potenza corrispondente cresce da 1W a 9W (X9). L'effetto è quindi il medesimo: vi sono giusto due vie per esprimere gli stessi cambi di livello. Impiegando i dB, come interessa a noi, è sempre meglio dare il valore in decibel per ambedue i rapporti: in altre parole, se il rapporto di potenza è dato in dB, è uti-

le avere il rapporto di tensione *quadrato*. Poiché i dB sono logaritmici, si ha l'equivalente di moltiplicare il logaritmo del rapporto per 2: se i "dB di potenza" sono 10 X log rapporto, la tensione (e la corrente etc.) in dB deve essere 20 X il logaritmo del rapporto. Basta con la teoria. In pratica, anche se è possibile calcolare i logaritmi dei rapporti, normalmente non v'è alcuna necessità.

Tenerlo a mente che l'*addizione* dei dB corrisponde alla *moltiplicazione* dei rapporti, basta ricordare pochi valori in dB per effettuare il "calcolo" virtuale di ogni rapporto, con una sufficiente accuratezza. Ecco il modo di procedere.

numero di dB	rapporto di potenza	rapporto di tensione
0	1:1	1:1
+ 3	2:1	$\sqrt{2}$:1 (≈1,4:1)
+ 6	4:1	2:1
+ 10	10:1	$\sqrt{10}$:1 (≈ 3:1)
+ 20	100:1	10:1

Diamo ancora alcuni esempi: un rapporto di tensione è specificato in 32 dB.

$32 = 20 + 6 + 6$, cosicché il rapporto è $10 \times 2 \times 2 = 40$.

Un rapporto di tensione è di 34 dB: $34 = 20 + 20 - 6$, cosicché il rapporto è $10 \times 10 \times \frac{1}{2} = 50$. Si noti che il segno meno implica che il rapporto sia vertito "nella direzione opposta": +6 dB = 2:1 (= X2), quindi -6 dB = 1:2 (= X 1/2)

Ora il rapporto di tensione è 33 dB. Quindi?

Usiamo la "regola generale": 1 dB è approssimativamente eguale al 10% per le tensioni (al 20% per i rapporti di potenza), cosicché $33 = 32 + 1$ (o $34 - 1$) ed il rapporto è $40 + 10\% \approx 44$ (o 45). La potenza d'uscita di un amplificatore è 60W. Quanti sono i dBW relativi? In altre parole, qual'è il rapporto in dB tra 60W ed il livello di riferimento (1W)? Prima approssimazione: 60W, tale valore è "appena di più" di 50W; $50 = 100 : 2$, così 50W è 20 - 3 = 17 dBW. 60W deve essere appena un po' di più... Quanto di più? 1 dB ≈ 20%: perfetto! 60W devono essere 18 dBW. Un calcolo accurato, dà il risultato di 17,78151250: "18" è abbastanza vicino.

generatore di toneburst IHF

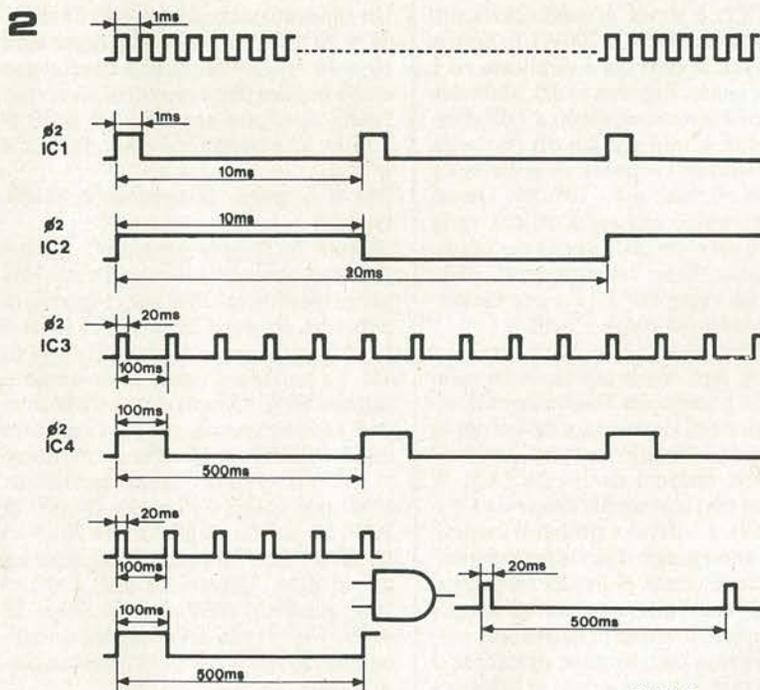
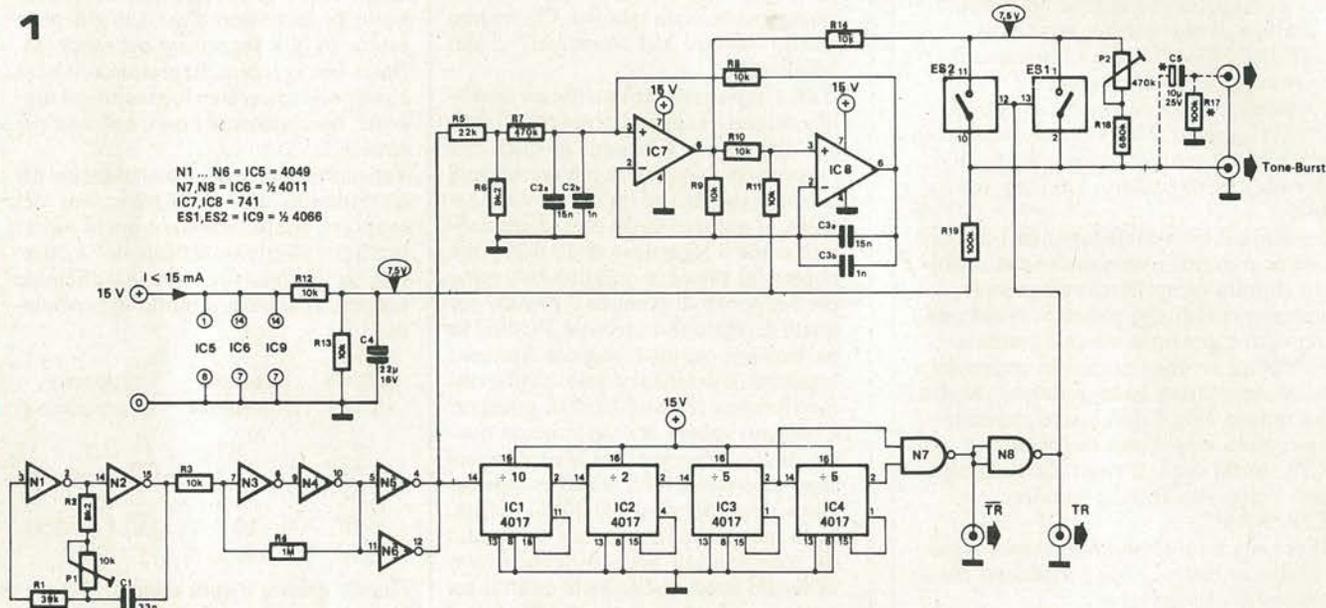
Burst da manuale

Per un certo numero di misure audio, gli standard IHF di cui abbiamo parlato in precedenza specificano l'impiego di un particolare "toneburst" o treno di impulsi audio: una sinusoide a 1.000 Hz, dal riferimento standard di 480 ms portato a + 20 dB per 20 ms, quindi ancora standard per 480 ms e via di seguito. I cambiamenti di livello devono avvenire a "zero-crossing" con l'onda sinusoidale.

Un circuito che si presta ad erogare il segnale richiesto è riportato nella figura 1. Gli IC1 - IC4, contano sino a 480. Il segnale al pin 2 dell'IC3 è "alto" per 20 ms, e "basso" per 80 ms; al pin 2 dell'IC4 il segnale è "alto" per 100 ms a "basso" per 400 ms. Questi due segnali sono sommati per mezzo di un circuito "AND" formato da N7 ed N8; in tal modo si ottiene una uscita (TR) che è alta per 20 ms e bassa per 480 ms:

equivalente allo standard IHF e comunque ottima per la prova di ogni apparato audio HI-FI. L'uscita del generatore di clock, non solo pilota il contatore, ma è anche immessa in un filtro attivo (IC7, IC8) che la rende sotto forma di sinusoide, sempre dalla frequenza di 1.000 Hz sufficientemente pura e geometrica. L'onda sinusoidale attraversa due interruttori elettronici (ES1 ed ES2), connessi in parallelo per ridurre la resistenza nello stato di "on". Se lo si ritiene opportuno, tutti e quattro gli interruttori che sono contenuti nell'IC possono essere collegati in parallelo.

Quando ES1 ed ES2 sono chiusi, l'attenuazione sul segnale è determinata dal rapporto esistente tra R14 ed R19 (per i segnali, il terminale in basso di R19 è effettivamente a massa!). Allorché il settore switch di apre, ovviamente P2 ed R18 sono collegati in serie con R14.



Per calibrare l'apparecchio, P1 deve essere aggiustato sino a che l'inizio del termine di ciascun burst, o treno di impulsi, coincide con il valore zero della sinusoide. P2 subito dopo è regolato per ottenere la differenza tra il "burst on" (maggiore ampiezza del segnale) e "burst off" (minore ampiezza) corrispondente a 20 dB ($\times 10$).

Figura 1. Circuito elettrico del generatore di burst, particolarmente utile per eseguire i collaudi secondo le norme IHF, ma impiegabile generalmente per prove raffinate nel campo degli amplificatori audio.

Figura 2. Comportamento logico del circuito, con riferimento ai tempi di lavoro.

Bibliografia: Elektor "Tone-Burst generator", dicembre 1978, pagine 12/10.

indicatore dei difetti delle luci di bordo

Un diodo elettroluminescente, montato in un angolo conveniente del cruscotto si spegne se la lampada controllata brucia; ecco l'essenza del dispositivo. E' evidentemente possibile montare più assiemi circuitali per controllare più gruppi di lampade.

Nel circuito proposto, la corrente che alimenta la lampada o il gruppo di lampade passa nell'avvolgimento che energizza un contatto reed. Se il filamento luminoso s'interrompe, la corrente si tronca, il contatto si apre e il diodo elettroluminescente si spegne. Il numero di spire dell'avvolgimento eccitatore deve essere abbastanza grande per ottenere l'attivazione del contatto con la corrente normale della lampada, e tuttavia deve anche essere limitato a quel tanto che produce la pronta riapertura in caso di difetti.

In generale un contatto reed necessita da 30 a 100 A.s. (Amperé- spire: prodotto della corrente per il numero di spire). In base a questo dato, tenendo conto dell'assorbimento piuttosto alto di certe lampade della vettura, in vari casi, l'avvolgimento sarà di appena qualche spira. Per esempio, i due fari assorbono una corrente di circa 7,5A (a 12V). Un reed previsto per 50 A.s. necessiterà di appena 7 spire per il controllo della corrente dei due fari; se una delle due lampade entra in fuori uso, la corrente nell'avvolgimento diviene la metà ed in tal modo il contatto si apre ed il LED sul cruscotto si spegne. Al posto del circuito classico di figura 1, si può impiegare quello di figura 2, che produce l'accensione del diodo (normalmente spento) se una lampada deve essere sostituita. Quest'altro tipo di

Accade di sovente che l'automobilista non si avveda dei difetti sopravvenuti nelle luci della vettura, sin quando un agente non lo ferma per farglieli rilevare. Il circuito qui descritto, impiega semplicemente un relais reed, un LED ed una resistenza e costituisce un mezzo di constatazione più economico!

funzionamento produce un avvertimento più efficace, in particolare se il LED (come è giusto fare) è montato in un punto in penombra. Tuttavia, è da considerare che il circuito 1 avverte anche delle proprie pannes, e la vita di ogni componente elettronico non è mai illimitata...

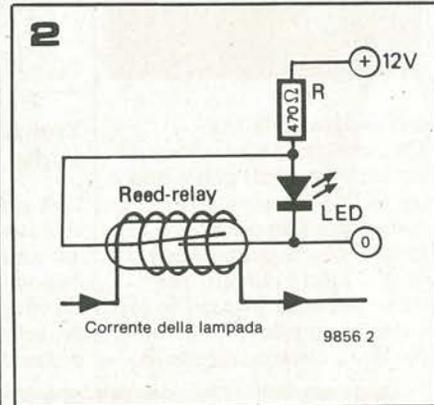
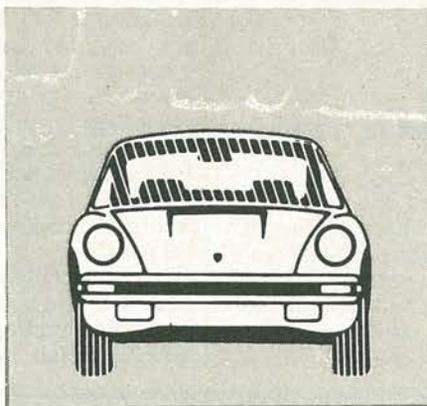
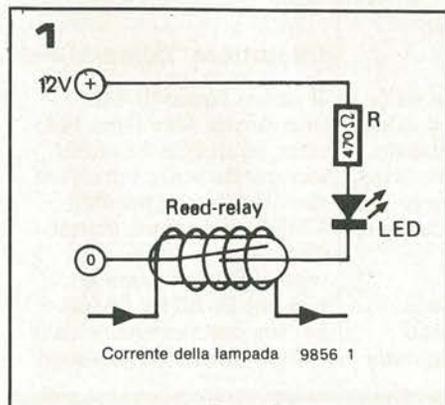
Per assicurare al sistema di allarme un funzionamento soddisfacente, raccomandiamo di utilizzare dei contatti reed diversi per controllare lampade dalla potenza differente; vale a dire che servirà un reed per le luci di posizione, un'altro per gli stop, un terzo per i fari e così di seguito.

E' possibile controllare con un unico reed i lampeggiatori destro e sinistro montando due avvolgimenti sul bulbo, visto che gli avvisatori non funzionano mai contemporaneamente, ma in nessun'altro caso conviene un arrangiamento del genere e men che meno nei circuiti di alimentazione di due luci che possono essere accese assieme. Se si utilizza il circuito di figura 2, l'alimentazione per il LED deve essere presa dopo l'interruttore che alimenta la lampada interessata; così facendo l'apertura del contatto provocato dallo spegnimento volontario, non provoca l'illuminazione del diodo, ciò che avverrebbe con l'alimentazione disposta in altro modo.

E' importante notare che il diametro del filo utilizzato come avvolgimento del relais deve avere lo stesso diametro di quello impiegato nell'impianto elettrico dell'auto che fa capo al portalamпада, altrimenti si rischia di avere una caduta di tensione che porterebbe ad una diminuzione della luminosità.

Figura 1. Circuito classico

Figura 2. Circuito che produce l'accensione del LED nel caso in cui una lampada debba essere sostituita.



MERCATO

Un amplificatore dal rumore molto basso

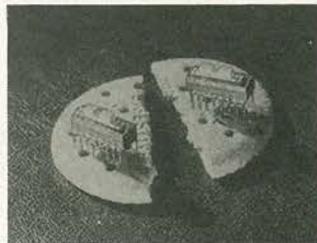
Lo SL561C costruito dalla Plessey Semiconductor è un amplificatore ad alto guadagno e basso rumore progettato per l'impiego a frequenze sino a 6 MHz. Le frequenze di lavoro superiori ed inferiori possono essere scelte con l'impiego di un solo condensatore, ed il guadagno può essere selezionato tra 10 e 60 dB con una sola resistenza. Il lavoro sulle frequenze molto basse è semplificato dal piccolo ingombro dei condensatori esterni e dal modesto rumore: 1/F. La tensione di rumore è più piccola di 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ e l'assorbimento non eccede i 2 mA dall'alimentazione singola a 5 Volt.

Le applicazioni relative includono l'impiego con LDR infrarossi, testine magnetiche, microfoni dinamici ed altro. Il dispositivo sostituisce un amplificatore operazionale in molte applicazioni nelle quali il responso della CC non interessa.

*Plessey Semiconductors, Limited
Chenney Manor,
Swindon,
Wiltshire,
SN2 2QW, England.*

Interruttore DIL a profilo alto

Uno speciale interruttore a profilo alto munito di connessione DIL (dual-in-line) utile per l'azionamento attraverso il pannello e per il montaggio a pannello è



annunciato dalla Erg Corporation. La versione basilare è quattro poli e due vie in DIL, e può essere comandata con un dito, o con un arnesino a punta, genere probe. Tutti i contatti che strisciano sono placcati in oro e specificatamente progettati per una altissima affidabilità

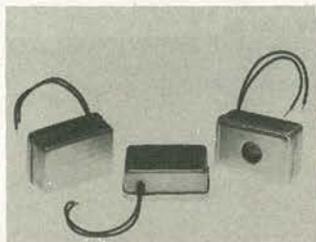
di commutazione $\mu\text{V}/\mu\text{A}$, con una capacità massima tensione/corrente di 240V CA e 2A (fissa) nonché 30V e 0,25A commutabile.

Versioni professionali del prodotto sono disponibili.

*Erg Industrial Corporation Ltd,
Luton Road,
Dunstable, Bedfordshire LU5
4LJ
England.*

Una nuova gamma di ronzatori in miniatura

Non sono vespe miniaturizzate scozzesi, ma una gamma di microscopici ronzatori prodotti dalla Highland Electronics con la specifica GA 100/K. Emettono un



segnale a 400 Hz con l'uscita di 70 - 83 dB (A) alla distanza di 22 cm. Non hanno alcun contatto in movimento e non causano parassitari RF. La corrente assorbita è tra 16 e 25 mA il che li rende utilizzabili per impieghi nelle apparecchiature portatili o a pile che abbiamo necessità di una indicazione acustica. I contenitori misurano 22 per 15 per 10 mm e sono realizzati in plastica di alta qualità, con un codice a colori che indica le quattro tensioni di lavoro base: 2,5 - 6 - 12 oppure 24 Volts

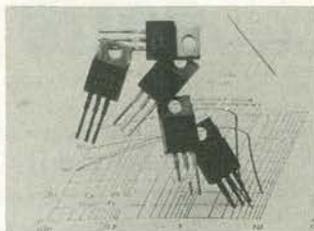
*Highlands Electronics Ltd,
Highlands House,
8 Old Steine,
Brighton, East Sussex;
BN1 1EJ, England.*

Transistori di potenza audio

Una gamma di transistori epibase, a diffusione singola nel contenitore TO-220 ora è disponibile presso la Micro Electronics Ltd. I detti sono progettati per il lavoro nell'audio o per la

commutazione, con una corrente che varia da 2A a 7A ed una dissipazione che da 20W sale a 50W.

I dispositivi sono disponibili in quattro configurazioni di chip per applicazioni di controllo o di amplificazione, o ambedue. Com'è noto, i transistor che utilizzano il chip epibase, sono progettati per una ottima



linearità del guadagno in CC e nel contempo hanno un responso elevato in frequenza (sino a 3 MHz), mentre presentano un'area di lavoro sicura molto ampia. Ambedue le versioni NPN e PNP complementari sono disponibili. Queste caratteristiche rendono gli epibase Micro Electronics utilizzabili idealmente per gli stadi finali e driver negli amplificatori ad alta fedeltà. La gamma di transistor a diffusione singola prodotta dalla Micro Electronics Ltd è caratterizzata da una area distinta di lavoro in condizioni di sicurezza, ciò che li suggerisce per l'impiego anche nei regolatori di tensione, nei controlli di solenoidi, ed in tutti sistemi commutatori e di controllo dalla velocità non molto elevata.

*Micro Electronics Ltd;
York House, Empire Way,
Wembley, Middlesex,
England.*

Flussometro digitale in Gauss

Le industrie RLF hanno annunciato un nuovo strumento per misure magnetiche che misura sia la densità del flusso che il campo magnetico totale. Il modello 906 Gaussmetro/Flussometro, è progettato per l'impiego in laboratorio, nella produzione, nel servizio. Allorché opera come gaussmetro, lo strumento impiega dei probes basati sull'effetto Hall. Una gamma

importante di probes, che comprende modelli assiali e trasversali è a disposizione presso la RFL.

I magneti premontati campioni assiali e trasversali, consentono una precisione migliore del 3%. I fondo-scala di 1.000 e 10.000 Gauss prevedono una risoluzione di 1 e 10 gauss, rispettivamente. La possibilità di un fuori-scala del 100%, estende la misura a 20.000 gauss per lo strumento a 3 $\frac{1}{2}$ digit a cristalli liquidi. Con un flussometro integrato, il modello 906 provvede le portate di 10⁵ e 10⁷ maxwell per spira.

I probes che servono per ogni misura di flusso magnetico, oltre ad essere disponibili presso la RFL, possono essere costruiti dall'utilizzatore secondo le proprie specifiche e necessità.



Il modello 906 lavora sia alla tensione di rete di 115V che a 230 V, con 50/60 Hz, o in alternativa, con una batteria ad elettrolita solido che è inclusa per il lavoro portatile. Un circuito di ricarica è incorporato nello strumento. Il Gaussmetro/Flussometro impiega un contenitore plastico antiurto munito di maniglia che serve anche per alzare lo strumento sul banco per una più facile leggibilità delle misure. Le misure sono 21,6 x 7,6 x 24 cm, ed il peso è 1,95 Kg.

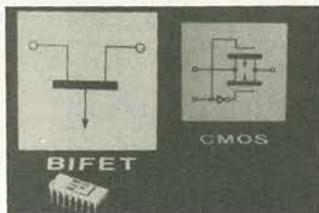
*RFL Industries Inc,
Boonton
New Jersey, 07005 USA*

Interuttore "Quad-bi-Fet"

Il nuovo "quad-Bi-FET" interruttore della Ditta PMI offre caratteristiche molto elevate, ma senza i problemi che disturbano i prodotti CMOS concorrenti. Poiché il dispositivo utilizza contemporaneamente le tecniche Bi-FET e CMOS è per sua natura immune dalle rotture causate da fenomeni

MERCATO

statici. Non si prevede alcuna cura particolare per il maneggiamento, di conseguenza. Nel contempo, non vi sono problemi di "latch-up" comuni ai dispositivi basati sulla tecnica degli SCR. Disponibili nelle versioni sia normalmente-aperto (SSS7510) che normalmente-chiuso (SSS7511), ogni dispositivo utilizza il contenitore DIP ermetico a 16 terminali. Vi è una intercambiabilità diretta, del tipo "pin-to-pin" con gli Analog Devices AD/7510DI/AD7511DI. La resistenza massima nello stato "On" è bassa: 75 Ω . In più, i dispositivi presentano un isolamento nello stato "Off" molto elevato, un basso incrocio, correnti di perdita limitatissime: tutte queste caratteristiche indicano il quadro switches come un elemento validissimo in una infinità di applicazioni



Gli SSS7510/SSS7511 rappresentano una scelta eccellente per equipaggiare filtri attivi programmabili, amplificatori programmabili ad alto guadagno e controlli di posizione. Altre applicazioni sono i choppers, i demodulatori e la commutazione in genere, oltre al multiplex. Gli ingressi sono compatibili TTL e CMOS. L'interruzione-primaria-del-contatto, è garantita, senza la necessità di resistori esterni.

Precision Monolithics Inc.
1500 Space Park Drive, Santa Clara,
California 95050
U.S.A.

Alimentatore a commutazione condizionato

Un nuovo alimentatore dalla doppia uscita offerto dalla Gould Electronic Component Division, il modello MGD500, incorpora un raffreddatore ad aria forzata tale da consentire una potenza molto elevata in

raffronto alla densità dei componenti, ed in più consente il montaggio in ogni piano.

Progettato specificatamente per alimentare i sistemi che impiegano la logica ECL, lo MGD500 prevede due uscite indipendenti controllate reciprocamente, che erogano una potenza tale di 526W con un involucro che misura solamente 12,7 per 20,3 per 26,7.

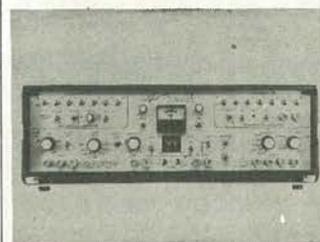
Le due uscite in CC dell'alimentatore Gould hanno il valore di 5,2V (+/-0,2V) aggiustabile tra 0 ed 80A, e 2,2V (+/-0,1V) aggiustabile tra 0 e 50A, con il terminale positivo comune. L'ingresso può essere sia a 230V che a 115V (+/-15%) con frequenze di 47-63 Hz ed è selezionabile dal pannello. La regolazione è dell'ordine dello 0,2% in ambedue le uscite anche per il malaugurato caso nel quale la linea abbia una variazione del 15%, e contemporaneamente il carico vari tra lo 0 ed il 100%. Il ronzio residuo su ambedue le uscite è 10 mV RMS, e di 50 mV picco-picco (collaudato su 30 MHz di banda) con un coefficiente di temperatura inferiore a 0,01% per °C. Il Gould MGD500 è protetto contro le extracorrenti, le extratensioni e l'eccessiva temperatura, e prevede un tempo massimo di tenuta dell'ordine dei 28 ms al pieno carico in caso di mancanza di rete.

La tensione di isolamento è pari a 2,1 KV in CC tra l'ingresso e la messa a terra, e la resistenza di isolamento nei circuiti CC non è inferiore a 50 M Ω rispetto a 500V. Il responso dei transistori è tale che l'uscita ritorna prossima all'1% del valore originale in 500 μ S per il 50% di mutazione nel carico. Non vi è limite per eventuale connessione in parallelo con altri apparati identici, e più alimentatori dello stesso tipo possono lavorare connessi in serie, sino ad una tensione massima ricavata di 250V. La tensione d'uscita può essere programmata con un controllo remoto: lo scarto relativo massimo di prova sarà del 5%.

Gould Electronic Components Division,
Raynham Road,
Bishop's Stortford
Herts. CM 23 5PF England.

Simulatore di linee telefoniche

Le linee telefoniche sono progettate per trasmettere messaggi a voce, piuttosto che dati ad alta velocità, cosicché non ci si deve sorprendere se gli ultimi sono soggetti a distorsioni ed errori quando circolano sulle linee esistenti. Per assistere il progettista nella progettazione di trasmettitori di dati lungo la linea telefonica, vi è un apparecchio che simula la distorsione di questi sistemi; è progettato dalla Axel Incorporated di New York.



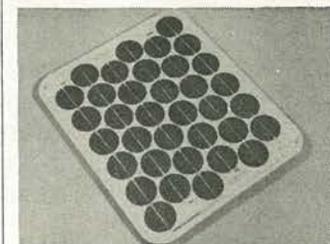
La simulazione della linea è selezionabile con un dispositivo commutatore, ed è possibile anche impostare il peggior caso possibile; in più lo strumento si può sovrapporre disturbi statici e rumori casuali, variazioni repentine di fase, slittamenti di frequenza e distorsioni armoniche così come fenomeni transitori che includono rumori impulsivi, rotazioni di fase e di ampiezza del pari impulsive, cadute di segnale. Tutti i disturbi possono essere selezionati e variati individualmente e simultaneamente.

Wandel & Goltermar (U.K.) Ltd.
40 - 48 High Street,
Acton,
London W3 6LG,
England.

Pannelli di alimentazioni solari

La Ditta Ferranti Electronics Limited ha sviluppato un nuovo pannello solare in modulo per impieghi professionali, industriali e domestici. Si tratta degli elementi della

serie MST300 che è stata progettata per una lunga vita operativa in condizioni di ambiente e climatiche eccezionalmente avverse. Il modulo standard comprende 36 pile solari, ciascuna da 3 pollici di diametro, collegate in serie, che erogano 1,1 Ampere con 14,4 Volts. Il modulo misura 560 mm per 480 mm ed ha una profondità di solo 130 mm. E' realizzato in alluminio ed in tal modo offre una buona dissipazione termica, il che suggerisce l'impiego del modulo in zone particolarmente riscaldate. Il modulo è ermeticamente sigillato per evitare i fenomeni connessi con l'umidità, ed è riempito in resina relativamente allo spazio che contiene le pile solari. L'iniezione di questa resina assicura che ogni particella d'aria sia tolta tra l'involucro e la base; un fatto importante, visto che notoriamente le "sacche d'aria" causano la



premorienza dei dispositivi. Un rivestimento in fibra rinforzata da poliesteri protegge i moduli da un ambiente rude, compresi gli estremi immaginabili, così come dalla corrosione operata dalla sabbia e dai raggi ultravioletti. Un ulteriore pregio del progetto è la facilità con la quale è possibile cambiare le dimensioni dei moduli. Se è necessario, ulteriori pile solari possono esservi inserite per soddisfare le specifiche dei clienti.

Ferranti Electronics Limited
Fields New Road
Chadderton
Oldham
OL9 8NP

servizi elektor per i lettori

elektor printservice (servizio elektor circuiti stampati)

Numerose realizzazioni di Elektor sono accompagnate dal disegno del circuito stampato. La maggior parte di questi circuiti possono essere forniti serigrafati e forati, pronti ad essere montati e possono essere ordinati direttamente a Elektor oppure richiesti presso tutti i punti di vendita GBC in Italia e i rivenditori di materiale elettronico più qualificati. Il termine di consegna per l'invio per corrispondenza può, in certi casi, essere di circa un mese.

Richiamiamo l'attenzione dei lettori sul fatto che i circuiti stampati commercializzati sono chiaramente indicati su ogni numero della rivista e che non possono essere richiesti circuiti diversi da quelli che appaiono in questo elenco.

domande tecniche

Questo servizio è a completa disposizione dei lettori; al riguardo Elektor precisa che:

1. Tutte le richieste indirizzate alla redazione, tecniche ed altre, devono essere accompagnate da una busta affrancata per la risposta con l'indirizzo del richiedente.
2. Non viene data evasione a richieste non concernenti articoli pubblicati da Elektor.
3. Non è normalmente possibile fornire informazioni circa il collegamento di una realizzazione di Elektor con una apparecchiatura esistente; per fare ciò infatti l'apparecchiatura dovrebbe essere conosciuta dai tecnici di Elektor. Una eventuale risposta non potrà che essere basata sulla comparazione delle specifiche tecniche fra la realizzazione di Elektor e l'apparecchiatura in questione.
4. Domande relative a disponibilità di componenti troveranno quasi sempre risposta negli annunci pubblicitari delle varie ditte.

Consigliamo i lettori di guardare attentamente la pubblicità. Elektor si augura che i suoi lettori prenderanno nella dovuta considerazione le note sopra esposte che hanno lo scopo di prevenire un inutile sovraccarico di lavoro per la redazione, che nuocerebbe alla qualità dei successivi articoli.

Per il prossimo numero . . .

Abbiamo selezionato + di 100 circuiti!

Realizzazioni complete, circuiti supplementari, idee di progetto, novità ... questo ed altro troverete nel numero doppio di luglio-agosto in edicola dal 1° luglio a lire 4.000.

Prendi qualche nuova idea dal malloppo degli "application notes" dei costruttori e poi prova se veramente esse funzionano ... Valuta centinaia di collaborazioni dei lettori, scegli le più interessanti, sperimentale e (quando serve) migliorale. Sistema "più di cento" di queste idee di circuiti in un ragionevole numero di pagine.

Il risultato è il nostro numero doppio di Luglio/Agosto. Un numero eccezionale che rimarrà una costante anche per il futuro. Per i lettori interessati a questo numero deve essere detto che non si tratta di un numero "normale"

Noi facciamo (e solo noi) questo genere di cose **soltanto una volta all'anno!** Questo numero speciale **NON** è una rassegna di circuiti già pubblicati, e **NEMMENO** un anticipo sui progetti che verranno discussi nei dettagli nei prossimi numeri.

E adesso ... decidete un po' voi!

Noi speriamo che vi diventerà studiare questa selezione di circuiti e costruirne qualcuno (se non tutti). Se vi venissero delle idee per qualche circuito da includere nella selezione speciale del prossimo anno, inviatecela!

Buona sperimentazione!!!



Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza

custodie per strumenti di misura



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

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 utensili,
scomparti porta tester ecc.
e di due astucci di plastica
con divisori per resistenze
e piccoli pezzi di ricambio.



ditta **FERRI**
del dottor
Ferruccio Ferri

via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy



Spedire il tagliando a: ditta Ferri - via Castel Morrone, 19 - 20129 Milano

Vogliate inviarmi il Vs/ Catalogo generale.

Sig.

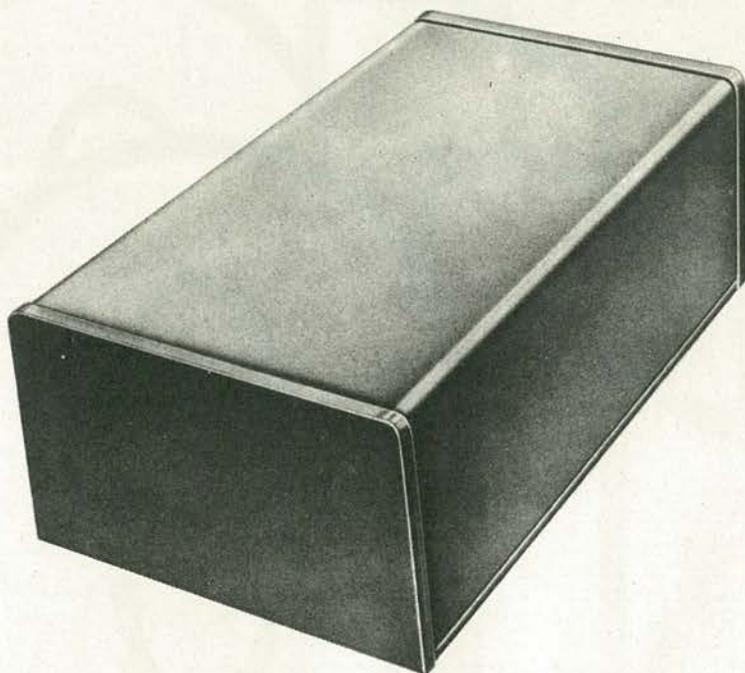
Via

Città CAP

TEKO

WALL

INTERAMENTE IN PLASTICA
FONDO GRIGIO O NERO
COPERCHIO ARAGOSTA
CHIUSURA A SCATTO



modelli	dimensioni mm
WALL 2	123x 70x42
WALL 3	153x 85x57
WALL 4	168x100x72



S.A.S. - SCAZZARO (BO) - VIA DELL'INDUSTRIA, 7 - TEL. (051) 455190 - TELEX 52827 - C.P. 173

TELEQUIPMENT

Serie 1000, gli oscilloscopi di largo impiego costruiti professionalmente.

Il « fall out » tecnologico di una azienda costruttrice di strumentazione professionale ricade naturalmente anche sui prodotti meno sofisticati.

E' questo il caso della TEKTRONIX la cui esperienza pluriennale ad altissimo livello ha permesso ad una azienda del suo gruppo, la TELEQUIPMENT, di realizzare una serie di oscilloscopi economici nei quali vengono impiegate le tecnologie costruttive proprie degli strumenti professionali.

Produzione altamente automatizzata, impiego di componenti largamente dimensionati, test automatico dei circuiti sono i fattori che hanno permesso ai TELEQUIPMENT Serie 1000 di diventare i « best sellers » degli oscilloscopi di largo impiego.



Modello	Banda Passante MHz	Sensib. mV	MODO DI FUNZIONAMENTO			
			ADD	X-Y	X5 Quad. verticale	Sec/Div Variabile
D1010	10	5	NO	NO	NO	NO
D1011	10	*1	SI	SI	SI	SI
D1015	15	5	NO	NO	NO	NO
D1016	15	*1	SI	SI	SI	SI

*5 mV a piena banda e 1 mV a 4 MHz di banda.



silverstar

SEDE 20146 MILANO - Via Dei Gracchi 20 - ☎ (02) 4996 (12 linee) ✆ 332189
 FILIALE: 00198 ROMA - Via Paisiello 30 - ☎ (06) 8448841 (5 linee) ✆ 610511
 FILIALE: 10139 TORINO - P. Adriano 9 - ☎ (011) 443275/6-442321 ✆ 220181
 DIST.: 35100 PADOVA: MECOM - Via Ognissanti 83 - ☎ (049) 2680210
 DIST.: 40121 BOLOGNA: SORI - Via G. Boldrini 6 - ☎ (051) 558311
 DIST.: 80142 NAPOLI: ABBATE - V. S. Cosmo f/P. Nol. 123 - ☎ (081) 333552



Desidero ricevere ulteriori informazioni su:
TELEQUIPMENT Serie 1000

NOME _____ TITOLO _____
 SOCIETA' _____ INDIRIZZO _____
 CAP _____ CITTA' _____
 N. TELEFONICO _____

new

oscilloscopio doppia traccia G 4001 DT



banda passante 20 MHz

UNAOHM

della START S.p.A.
20068 PESCHIERA B. (MI)
VIA G. DI VITTORIO 45
TELEF. 54 70 424 / 425 / 426
TELEX: UNAHOM 310323

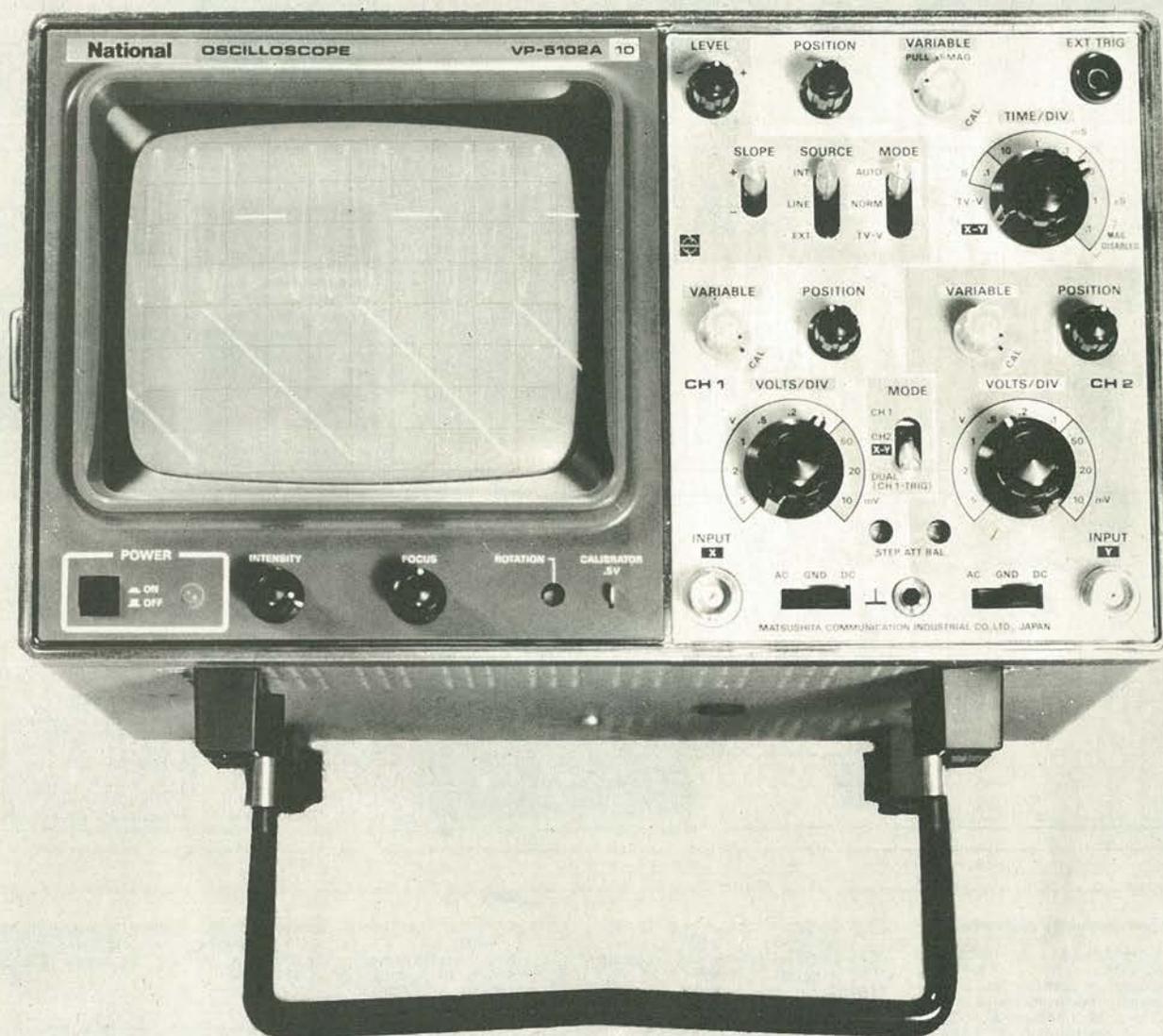


Uffici: 20136 Milano - Via Francesco Brioschi 33 - Tel. 8322852 (4 linee)
STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO ELETTRONICI



National

UN PO' PIÙ AVANTI DEL NOSTRO TEMPO

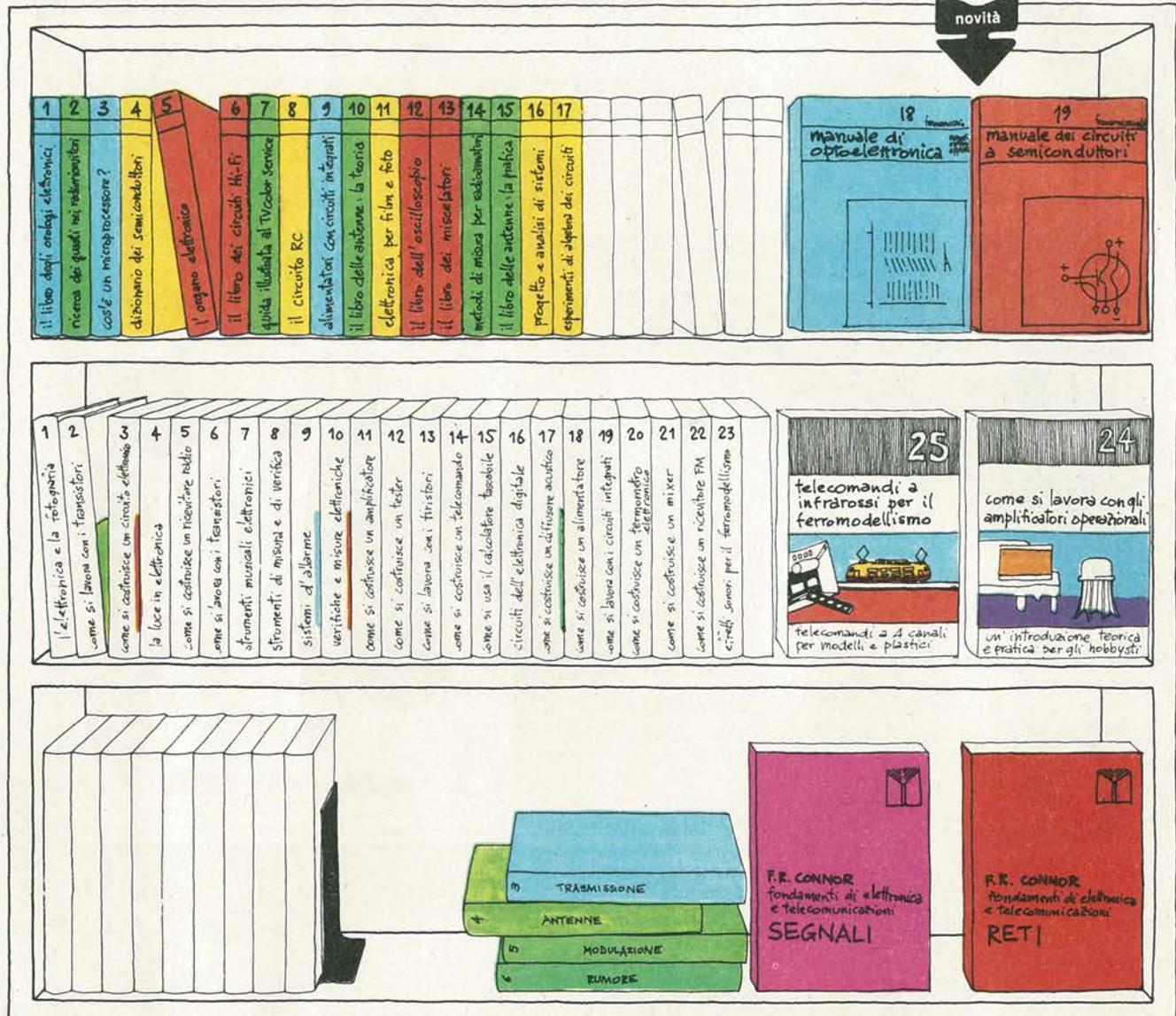


L'oscilloscopio mod.VP5102A, 10 MHz doppia traccia
con schermo rettangolare 8x10cm., piú compatto del mondo
ad un prezzo veramente competitivo

Barletta
Apparecchi Scientifici

20121 milano via fiori oscuri 11 - tel. 865.961/3/5 telex 26126 BARLET

franco muzzio & c. editore



biblioteca tascabile elettronica

- 1 L'elettronica e la fotografia, L. 2.400
- 2 Come si lavora con i transistori, parte prima, L. 2.400
- 3 Come si costruisce un circuito elettronico, L. 2.400
- 4 La luce in elettronica, L. 2.400
- 5 Come si costruisce un ricevitore radio, L. 2.400
- 6 Come si lavora con i transistori, parte seconda, L. 2.400
- 7 Strumenti musicali elettronici, L. 2.400
- 8 Strumenti di misura e di verifica, L. 3.200
- 9 Sistemi d'allarme, L. 2.400
- 10 Verifiche e misure elettroniche, L. 3.200
- 11 Come si costruisce un amplificatore audio, L. 2.400
- 12 Come si costruisce un tester, L. 2.400
- 13 Come si lavora con i transistori, L. 2.400
- 14 Come si costruisce un telecomando elettronico, L. 2.400
- 15 Come si usa il calcolatore tascabile, L. 2.400
- 16 Circuiti dell'elettronica digitale, L. 2.400
- 17 Come si costruisce un diffusore acustico, L. 2.400

- 18 Come si costruisce un alimentatore, L. 3.200
- 19 Come si lavora con i circuiti integrati, L. 2.400
- 20 Come si costruisce un termometro elettronico, L. 2.400
- 21 Come si costruisce un mixer, L. 2.400
- 22 Come si costruisce una radio FM, L. 2.400
- 23 Effetti sonori per il ferromodellismo, L. 2.400

manuali di elettronica applicata

- 1 Il libro degli orologi elettronici, L. 4.400
- 2 Ricerca dei guasti nei radio-ricevitori, L. 4.000
- 3 Cos'è un microprocessore?, L. 4.000
- 4 Dizionario dei semiconduttori, L. 4.400
- 5 L'organo elettronico, L. 4.400
- 6 Il libro dei circuiti Hi-Fi, L. 4.400
- 7 Guida illustrata al TVcolor service, L. 4.400
- 8 Il circuito RC, L. 3.600
- 9 Alimentatori con circuiti integrati, L. 3.600
- 10 Il libro delle antenne: la teoria, L. 3.600
- 11 Elettronica per film e foto, L. 4.400

- 12 Il libro dell'oscilloscopio, L. 4.400
- 13 Il libro dei miscelatori, L. 4.800
- 14 Metodi di misura per radioamatori, L. 4.000
- 15 Il libro delle antenne: la pratica, L. 3.600
- 16 Progetto e analisi di sistemi, L. 3.600
- 17 Esperimenti di algebra dei circuiti, L. 4.800

fondamenti di elettronica e telecomunicazioni

- 1 Connor - Segnali, L. 3.800
- 2 Connor - Reti, L. 3.800

novità

- 18 Ratheiser/Pichler - Manuale di optoelettronica, L. 4.800
- 19 Benda - Manuale dei circuiti a semiconduttori, L. 4.800
- 24 Stöckle - Come si lavora con gli amplificatori operazionali, L. 2.400
- 25 Schierching - Telecomandi a infrarossi per il ferromodellismo, L. 2.400

Prego inviarmi i seguenti volumi. Pagherò in contrassegno l'importo indicato più spese di spedizione.

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa o incollato su cartolina postale a:

SELEZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 CINISELLO B. (MILANO)

Prego inviarmi i seguenti volumi. Pagherò in contrassegno l'importo indicato più spese di spedizione.

nome _____

cognome _____

indirizzo _____

località _____

c.a.p. _____

codice fiscale _____

NOVE BUONE RAGIONI per essere o diventare abbonati a ELEKTOR

1. Elektor vi informa sulle più recenti tecnologie;
2. Elektor ve le presenta in una forma facile da utilizzare;
3. Elektor interessa tanto gli hobbisti quanto i tecnici;
4. Elektor utilizza sia i buoni vecchi transistori che i microprocessori;
5. Elektor vi dà nel numero speciale "Selezione di circuiti + di 100", oltre cento progetti, tutti provati e gli uni più interessanti degli altri;
6. Elektor è la rivista apprezzata nel mondo intero;
7. Elektor vi darà nel 1979 il TV-scope, il pianoforte elettronico è il corso sul Basic;
8. Elektor presenterà apparecchi di misura semplici, una tecnica audio rivoluzionaria, interessanti montaggi AF, la pratica dei microprocessori e tantissimi altri progetti;
9. Elektor pubblica ogni anno circa 250 progetti.



Inoltre — a tutti gli abbonati sconto del 10% sui libri editi o distribuiti dalla JCE

ATTENZIONE

Per i versamenti ritagliate il modulo C/C postale, riprodotto in questa pagina e compilate, indicando anche la forma prescelta.

CONTI CORRENTI POSTALI RICEVUTA di un versamento	CONTI CORRENTI POSTALI Certificato di accreditam. di L.	Bollettino di L.	Mod. ch-8-b/s AUT. cod. 127902
<p>Lire <input type="text"/></p> <p>sul C/C N. 315275</p> <p>intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.</p> <p>Via V. Monti, 15 - 20123 Milano</p> <p>eseguito da</p> <p>residente in via addl</p> <p><input type="text"/></p> <p>Bollo lineare dell'Ufficio accettante</p> <p>L'UFFICIALE POSTALE</p> <p>Cartellino del bollettario</p> <p>Bollo a data</p>	<p>Lire <input type="text"/></p> <p>sul C/C N. 315275</p> <p>intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.</p> <p>Via V. Monti, 15 - 20123 Milano</p> <p>eseguito da</p> <p>residente in via addl</p> <p><input type="text"/></p> <p>Bollo lineare dell'Ufficio accettante</p> <p>L'UFFICIALE POSTALE</p> <p>numerato d'accettazione</p> <p>Bollo a data</p>	<p>Lire <input type="text"/></p> <p>sul C/C N. 315275</p> <p>intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.</p> <p>Via V. Monti, 15 - 20123 Milano</p> <p>eseguito da</p> <p>residente in via addl</p> <p><input type="text"/></p> <p>Bollo lineare dell'Ufficio accettante</p> <p>L'UFFICIALE POSTALE</p> <p>numerato d'accettazione</p> <p>Bollo a data</p>	<p>N. del bollettario ch 9</p> <p>data progress.</p> <p>numero conto importo</p>

Importante: non scrivere nella zona sottostante!

IMPORTANTE : non scrivere nella zona soprastante !

AVVERTENZE

Per eseguire il versamento, il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, l'arché con inchiostro nero o nero-bluastro il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non siano impressi a stampa).

NON SONO AMMESSI BOLLETTINI RECANTI CANCELLATURE, ABRASIONI O CORREZIONI.

A tergo del certificato di accreditamento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari.

La ricevuta non è valida se non porta i bolli e gli estremi di accettazione impressi dall'Ufficio postale accettante.

La ricevuta del versamento in Conto Corrente Postale, in tutti i casi in cui tale sistema di pagamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

Autorizzazione ufficio conti correnti di Milano n° 2365 del 22-12-1977.

Per abbonamento a ELEKTOR luglio/dicembre 1979 £ 10.000 anziché 12.000

SUPEROFFERTA!

Per abbonamento a ELEKTOR luglio 1979/dicembre 1980 £ 25.000 anziché 36.000

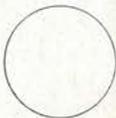
cognome _____

nome _____

via _____

cap. _____

Parte riservata all'Ufficio dei Conti Correnti



servizio circuiti stampati



TUTTI I CIRCUITI STAMPATI DI ELEKTOR SONO IN VENDITA ANCHE PRESSO LE SEDI GBC E I MIGLIORI RIVENDITORI

EPS 9453	- generatore di funzioni semplice	£ 6.000
EPS 9453F	- generatore di funzioni semplice	£ 4.850
EPS 9465	- alimentatore stabilizzato a circuito integrato	£ 4.000
EPS 78041	- tachimetro per la bicicletta	£ 2.800
EPS 1234-4	- riduttore dinamico del rumore	£ 3.300
EPS 9743	- comando automatico per il cambio delle diapositive	£ 2.500
EPS 4523/9831	- le fotografie di Kirlian	£ 7.400
EPS 1473	- simulatore di fischio a vapore	£ 3.650
EPS 1471	- sintetizzatore di vaporiera	£ 3.400
EPS 9765	- iniettore di segnali	£ 2.450

Tagliando d'ordine da inviare a JCE (EPS) - Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B.

Inviatemi direttamente o attraverso il punto di vendita a me più vicino i seguenti circuiti stampati.

Pagherò al postino l'importo indicato più spese di spedizione.

<input type="checkbox"/> n° ... EPS 9453	£ 6.000	<input type="checkbox"/> n° ... EPS 9743	£ 2.500
<input type="checkbox"/> n° ... EPS 9453F	£ 4.850	<input type="checkbox"/> n° ... EPS 4523/9831	£ 7.400
<input type="checkbox"/> n° ... EPS 9465	£ 4.000	<input type="checkbox"/> n° ... EPS 1473	£ 3.650
<input type="checkbox"/> n° ... EPS 78041	£ 2.800	<input type="checkbox"/> n° ... EPS 1471	£ 3.400
<input type="checkbox"/> n° ... EPS 1234-4	£ 3.300	<input type="checkbox"/> n° ... EPS 9765	£ 2.450

Nome

Cognome

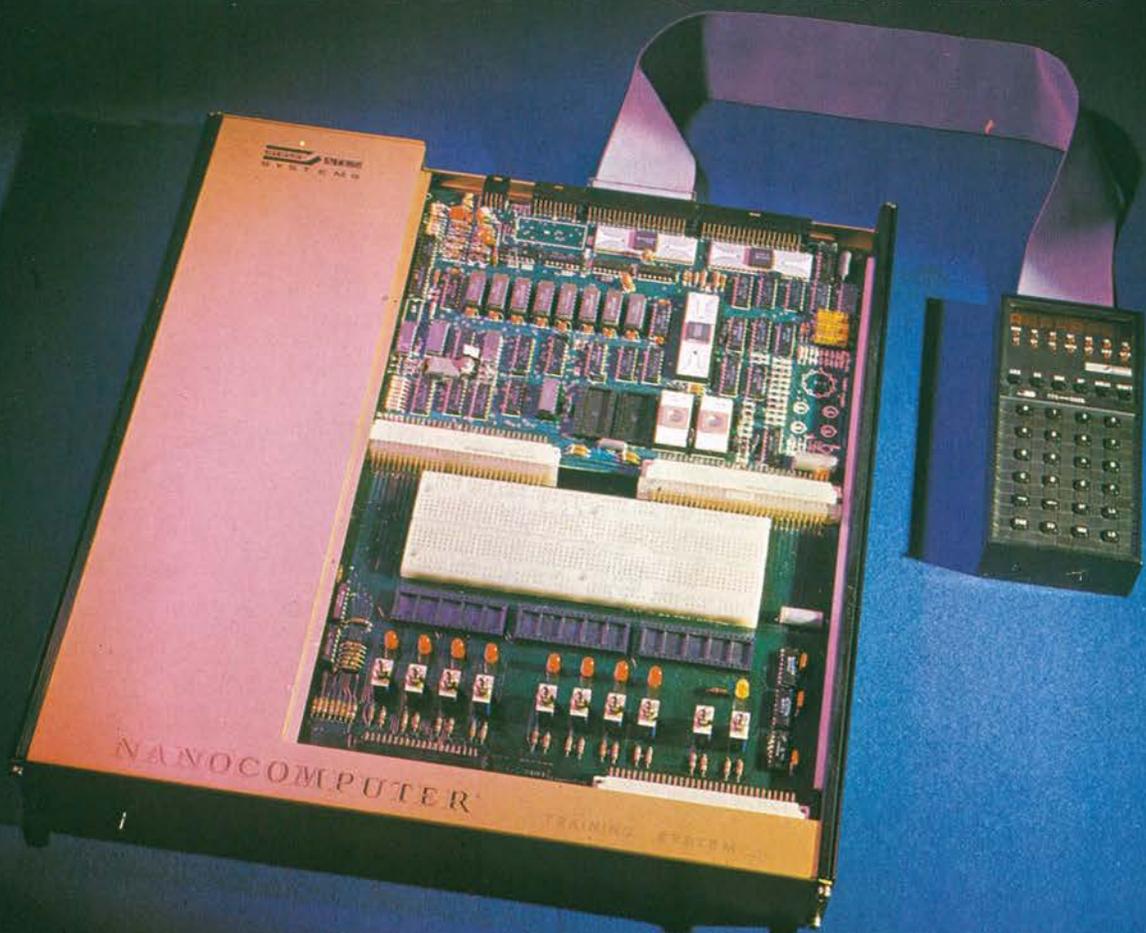
Via

Città C.A.P.

Data Firma



NANOCOMPUTER[®] Z80



Sistema basato sulla CPU Z80 studiato dalla SGS-ATES espressamente per impieghi didattici.

● **IL PIU' POTENTE SISTEMA DIDATTICO SUL MERCATO**

4K di RAM, 2K di ROM, interfaccia per terminale seriale e cassette magnetiche, 4 porte di I/O, tastiera a 26 tasti, display a 8 digit, accessibilità al bus completa.

● **UTILIZZABILE ANCHE PER SVILUPPO HARDWARE**

Una scheda addizionale contenente un breadboard senza saldature e dotata di interruttori ed indicatori luminosi, permette di sviluppare circuiti di interfaccia di crescente complessità.

● **MASSIMA FLESSIBILITA' ED ESPANDIBILITA'**

Espansione sulla scheda fino a 16K di RAM, 8K di ROM, USART, stampante parallela, espansione attraverso schede addizionali fino a 64K di RAM/ROM, interfaccia video e floppy disk.

● **NON SOLO UN MANUALE DI ISTRUZIONE**

Tre libri in italiano, pensati come parte integrante del sistema.

● **COMPLETO SUPPORTO SOFTWARE E HARDWARE**

Un monitor da 2K, assembler/editor/debugger, BASIC, tutto su una sola scheda. Kit di espansione, alimentatori, schede per esperimenti, schede a wire wrap, connettori, cavi...



IDEALE PER ENTRARE NEL MONDO DEL MICROPROCESSORE. NUOVO MODULO EDUCAZIONALE DELLA TEXAS INSTRUMENTS

Il modulo TM990/189 rappresenta il mezzo più semplice per imparare da soli l'uso del microprocessore.

Le sue caratteristiche principali sono:

- microprocessore a 16 BIT (TMS9900) con un linguaggio facile da apprendere,
- tastiera alfanumerica display a 7 segmenti per poter programmare in linguaggio assembler,
- software residente in ROM costituito da un monitor e da un assembler simbolico,
- possibilità di lavorare con audio-cassette,

- interfaccia EIA e TTY,
- 1K-byte di RAM (espandibile fino a 2K),
- 4K-byte di ROM ed un socket di espansione di EPROM per 2K-byte,
- 16 bit di I/O, LEDs indirizzabili ed un indicatore sonoro.



POWER SUPPLY TM990/519

Il modulo è corredato da un testo di 570 pagine: nei vari capitoli sono disponibili una introduzione al microprocessore, esercizi di programmazione, esempi e concetti di progettazione, esperimenti di laboratorio. Inoltre con il modulo viene consegnato un manuale di 300 pagine per l'utilizzo ed una facile comprensione delle modalità di impiego.

- Per maggiori informazioni contattate:

I nostri uffici commerciali di Roma, Milano, Torino.

I nostri distributori autorizzati. Il nostro ufficio promozione commerciale, Cittaducale-Rieti.

 **TEXAS INSTRUMENTS**
SEMICONDUTTORI ITALIA S.p.A.

Electronica per il progresso.