

SELEZIONE DI TECNICA

6

RADIO TV HI-FI ELETTRONICA

GIUGNO 1981

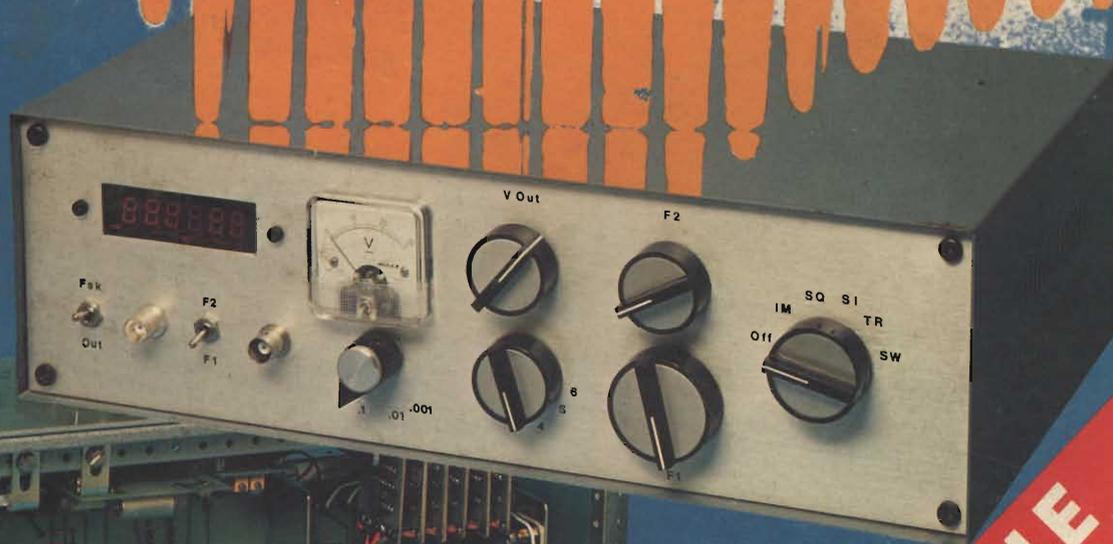
L. 2.500

- Kit per la pulizia delle testine dei registratori
- Amplificatore stereo HI-FI per auto da 30 + 30 W, munito di equalizzatore grafico
- Digitale - Microcomputer
- Filtri selettivi per casse armoniche HI-FI
- Interfacciamento di dispositivi MOS
- Oscilloscopio da 3"
- Nuovi prodotti

CENTRALINA ANTIFURTO ELETTRONICA

COME FUNZIONANO LE FIBRE OTTICHE

GENERATORE DI FUNZIONI



LE CELLE SOLARI

Copia riservata agli abbonati

Sped. in Abb. Postale Gruppo III/70

METTITI IN TESTER IDEE NUOVE

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI



... ad esempio,
l'Oscilloscopio
Monotraccia
PAN 8002
della PANTEC.

Il design
sobrio e funzionale,
le dimensioni contenute -
oltre alle ben note qualifiche
di precisione e modernità
di tutti gli strumenti **PANTEC** -
caratterizzano
l'Oscilloscopio Monotraccia **PAN 8002**
e lo rendono particolarmente adatto
sia per laboratori
di riparazione e ricerca,
sia per uso didattico e hobbistico.

Singola traccia
Larghezza di banda 10 MHz (-3 dB)
Sensibilissimo circuito di trigger
Tubo a raggi catodici
con schermo piatto e superficie utile
di 8 x 10 divisioni
Tutti i circuiti transistorizzati
e montati su circuito stampato
per assicurare
la più agevole manutenzione

L'OSCILLOSCOPIO PAN 8002
FA PARTE DELLA LINEA PANTEC CON:
MAJOR 50K
PAN 2000
CT-3206
P78-2CH

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Precisione e novità
nel tuo strumento di misura

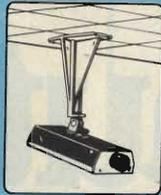
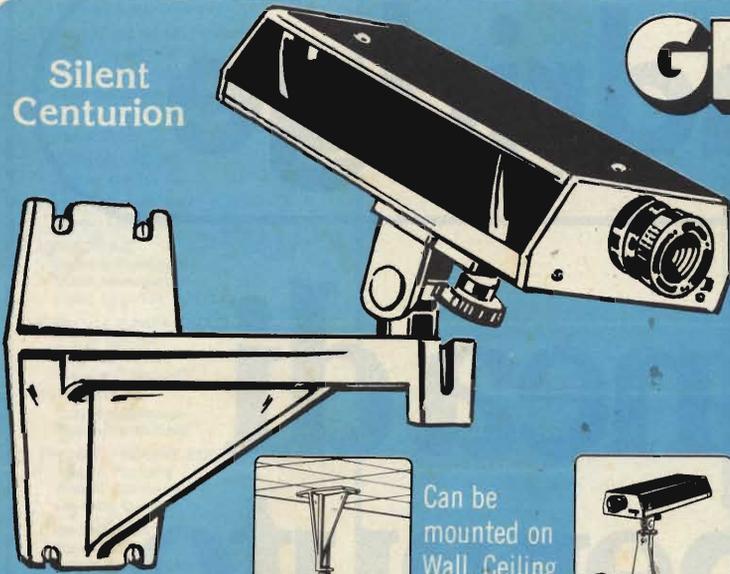
Silent
Centurion

GBC's All New CTC-2200

MINIATURIZED MULTI-PURPOSE
CCTV CAMERA

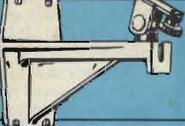
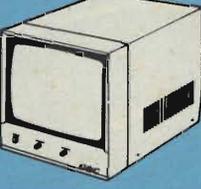
Assoluta novità nel campo delle telecamere miniaturizzate. Questo nuovo prodotto della GBC CCTV, presenta una tecnologia avanzata che lo rende unico nel settore della sicurezza sia personale che industriale.

La nostra competenza tecnica sommata all'utilizzo di circuiti integrati di recentissimo perfezionamento, vi garantisce la telecamera più piccola al mondo, pur mantenendo l'interlacciamento 2:1 dei modelli più professionali.



Can be
mounted on
Wall, Ceiling
or Table



PRODUCTS AND ACCESSORIES	MODEL NUMBER	DESCRIPTION
	OT/3000-00	Caratteristiche della telecamera Interlacciamento: 2:1 Peso ridotto meno di 1 kg Alimentazione: 18 Vc.c. (obiettivo escluso)
	OT/3000-05	Alimentatore stabilizzato Tensione d'entrata: 220 Vc.a. Tensione d'uscita: 18 Vc.c. Consumo: 300 mA Completo di 6 metri di cavo con Jack \varnothing 3,5
	OT/3000-50	Supporto per montaggio in 3 differenti posizioni: a parete, tavolo e soffitto. Snodo regolabile
	OT/3000-40	Robusto contenitore per uso esterno a prova di intemperie. Possibilità di fissaggio dall'alto o dal basso. Leggero e di facile installazione.
	OT/3000-20	Obiettivo personalizzato 16 mm - F 1,6 Offerto ad un prezzo imbattibile.
	OT/3000-30	Adattatore per grandangolo compatibile al mod. 1518. Garantisce una conversione ad obiettivo 8 mm senza variazione luminosa. È il più economico grandangolo sul mercato.
	OT/3000-10	Monitor 9" ad alta riproduzione Usa il sistema "No-Roll" per il controllo elettronico e automatico dei sincronismi

GBC CLOSED
CIRCUIT **TV CORP.**

315 HUDSON STREET, NEW YORK, N.Y. 10013 • 212-989-4433



Bandridge

Una linea di
HI-FI per auto
molto completa,
molto inglese,
molto HI-FI.



Bandridge

1 York Road, London SW19 8TP, England.

EDITORE
Jacopo Castellfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castellfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

DIRETTORE TECNICO
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

CAPO REDATTORE
Sergio Cirimbelli

REDAZIONE
Daniele Fumagalli
Marta Menegardo
Tullio Lacchini

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Filippo Pipitone
Angelo Cattaneo
Lorenzo Barriale

CONTABILITA'
Roberto Ostelli
Maria Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Patrizia Ghioni
Rosella Cirimbelli
Luigi De Cao

CORRISPONDENTE DA ROMA
Gianni Brazzoli

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Lodovico Cascianini
Sandro Grisostolo
Giovanni Giorgini
Amadio Gozzi
Michele Michelini
Gloriano Rossi
Domenico Serafini
Lucio Visintini
Giuseppe Contardi
Vita Calvaruso

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero:
Reina & C. S.n.c.
Via Ricasoli, 2 - 20121 Milano
Tel. (02) 803.101 - 866.192
805.09.77 - 864.066
Telex 316213 BRUS I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

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

STAMPA: P.I.L.E. CART S.A.S. di Adriano Zambusi & C.
Vallà di Riese Pio X (TV) Tel. 0423/493011 - 493156

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500
Abbonamento annuo L. 30.000
Per l'estero L. 30.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castellfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

© Tutti i diritti di riproduzione e
traduzione degli articoli pubblicati
sono riservati.



Sommario

NEWSLETTER	6
INDUSTRIAL ELECTRONIC	
Le celle solari	11
TOP PROJECT	
Generatore di funzioni	22
MARKET	
Kit per la pulizia delle testine dei registratori	38
Amplificatore stereo HI-FI per auto da 30+30W, munito di equalizzatore grafico	40
μ COMPUTER	
Digitale - Microcomputer	47
HI-FI REALIZATION	
Filtri selettivi per casse armoniche HI-FI	57
DIGITAL CIRCUITS	
Interfacciamento di dispositivi MOS	63
KIT	
Centralina antifurto elettronica	77
TEST-LAB	
Oscilloscopio da 3" - V parte Come funzionano le fibre ottiche	87
LETTERS	
I lettori ci scrivono	105
NUOVI PRODOTTI	110



Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

**Sony:
molta,
troppa carne
al fuoco**

Alla Sony ha recentemente dedicato un profilo la rivista americana Business Week nell'ambito della sua seguita rubrica "Corporate Strategies". Qualcosa di nuovo e di strano, esordisce la rivista, sta accadendo alla Sony. Negli ultimi due anni la società nipponica ha messo in cantiere una serie di iniziative di cui, dice, non sono chiare le finalità. La società nipponica è entrata o si accinge ad entrare in alcuni promettenti mercati come quello dei personal computer e dei videodischi di largo consumo ma nello stesso tempo, e qui nasce lo stupore di analisti finanziari ed esperti industriali, la Sony ha diversificato le sue attività verso settori non-elettronici come la cosmetica e le assicurazioni.

Nello scorso dicembre la società presieduta da Kazuo Iwama e diretta da Akio Morita, ha sorpreso l'establishment mondiale con la presentazione di due progetti per il trattamento dei testi, unici nel loro genere, ed il contemporaneo preannuncio di nuovi prodotti per l'automatizzazione degli uffici. Ora, tra le altre cose, la Sony starebbe lavorando a dei nastri magnetici ed a dispositivi microelettronici di memoria che dovrebbero prendere il posto della pellicola cinematografica. La pubblicazione di dati relativi al bilancio chiuso al 31 ottobre scorso e alcune dichiarazioni rilasciate dal chairman Morita hanno ulteriormente accresciuto il ventaglio delle sorprese.

L'esercizio fiscale 80 è terminato per la Sony con vendite aggregate per 4,2 miliardi di dollari ed utili per 556 milioni di dollari, con incrementi del 57% e del 39% rispettivamente nei riguardi del precedente esercizio. Nonostante le molteplici iniziative di diversificazione e la severa concorrenza "che deve fronteggiare sul mercato dei prodotti di consumo, Akio Morita ha dichiarato, Business Week riporta l'opinione tra virgolette", che l'electronic consumer rappresenta il nostro principale campo di attività perchè io sono molto ottimista sulle sue possibilità durante gli anni ottanta".

Il decennio appena iniziato, ha aggiunto, sarà per il consumer elettronico un periodo d'oro, grazie all'avvento di nuove tecnologie come la fotografia elettronica e l'audio digitale che utilizzerà le tecniche dell'informatica per riprodurre la musica.

**1.750.000
I TVC venduti
nel 1980 in Italia**

Secondo l'ANIE l'Associazione delle industrie elettroniche, nello scorso anno i consumatori nazionali avrebbero assorbito circa 1.750.000 televisori a colori, con un aumento del 4% nei confronti del 1979. L'effettiva domanda potrebbe essere stata anche superiore, essendo nota la prudenza dell'ANIE nel valutare il mercato e la produzione, prudenza che trova riscontro se si confrontano le sue valutazioni a quelle di altri due organismi (uno italiano, l'altro internazionale) per gli anni 79 e 78 come dall'allegata tavola.

I dati sulla produzione e sul mercato nazionale dei televisori a colori: valutazioni, espresse in migliaia di pezzi, a confronto

		ANIE	ISTAT	MACKINTOSH CONS.
1979	produzione	1.060.000	1.224.460	1.350.000
	mercato	1.680.000	1.935.460	2.060.000
1978	produzione	968.000	1.031.539	1.020.000
	mercato	1.350.000	1.413.539	1.282.000

**Un nuovo
servizio SIP
di teleavviso
personale**

A fine primavera la Sip attiverà un nuovo servizio che consentirà di essere rintracciati anche quando si è lontani dall'apparecchio telefonico. È una delle novità presentate dalla società telefonica nella rassegna elettronica che si inaugura oggi a Roma.

Particolarmente utile a quanti si spostano frequentemente dalla sede di lavoro, il nuovo servizio di teleavviso personale consiste in un radiorecettore chiamato "Teledrin" che per le sue dimensioni può essere portato nel taschino della giacca.

Roma sarà la prima città italiana in cui la Sip attiverà il teleavviso personale. Oltre alla zona compresa entro il grande raccordo anulare, il segnale di radio avviso potrà essere ricevuto anche in zone limitrofe.

**Un "rapport nora"
per l'audiovisivo**

La Francia adora i rapporti. Dopo il successo fra il pubblico e gli addetti ai lavori del "Rapport Nora-Minc" (dai nomi dei due personaggi che l'hanno curato) sull'informatizzazione della società, il ministero transalpino della Cultura e della Comunicazione ha affidato allo stesso Simon Nora una missione esplorativa sulle prospettive di sviluppi delle industrie audiovisive nazionali. "L'obiettivo, ricorda a questo proposito una nota ministeriale, è di assicurare al nostro Paese lo sviluppo equilibrato e dinamico di tutto l'apparato industriale audiovisivo di fronte ad un mercato internazionale sempre più concorrenziale e di garantire la "specificità culturale delle produzioni nazionali".

Nello scorso anno il mercato francese dell'audio, secondo cifre diffuse dalla Associazione dei costruttori in occasione del recente Festival du Son di Parigi, ha assorbito 1.060.000 impianti elettroacustici (quantitativo venduto alla rete distributiva), con un incremento del 18% sul '79. In valore, la progressione si è aggirata intorno al 12% in seguito ad una riduzione nei prezzi all'ingrosso stimato nel 5%.

L'export è assommato a Fr. 361 milioni; esse coprono appena il 16% di tutte le importazioni, risultate pari a Fr. 2386 milioni e in provenienza in maggior parte dal sud-est asiatico.

Al primo posto nella lista dei prodotti acquistati dalla rete distributiva figurano i registratori di cui 2,1 milioni di lettori a cassette e 14.000 di altro tipo.

Rispetto al 1979 i primi registrano una netta ascesa mentre per i secondi c'è un calo. Al secondo posto, come già anticipato, ci sono i sistemi elettroacustici: 1.060.000 di cui il 78% conforme alle norme HI-FI. Ottimo l'andamento dei radioricevitori stereofonici (tuners) con la domanda in crescita da 250 a 450 mila pezzi.

Oggi si contano in Francia più di 48 milioni di apparecchi radiofonici e 4,9 milioni di impianti elettroacustici, il 60% dei quali del tipo alta fedeltà.

Dai circa 400 mila dello scorso anno le vendite di personal computer si eleveranno a più di due milioni di unità nel 1985, per un effettivo tasso annuale di crescita del 37%. Lo afferma la Venture Development Corp. di Wellesley (Mass.) cui si deve la compilazione di un voluminoso studio previsionale sull'argomento. Forniti ad un prezzo già oggi decisamente sotto i dieci milioni di lire e disponibili ormai per una gamma molto estesa di applicazioni, i personal computers interesseranno in futuro sempre di più le aziende e gli utenti professionali anziché l'hobbista e l'utenza domestica per i quali essi erano stati inizialmente progettati. Secondo la Venture Development nel quinquennio 80-85 il maggiore tasso annuo di crescita sarà registrato dal settore gestionale con il 52%. Seguiranno il settore educativo (34%), il settore scientifico e dell'engineering (30%) e dell'hobbistica (26%). Nello studio, intitolato "The Personal Computer Industry II: a strategic analysis", vengono discussi la struttura industriale, i canali distributivi, le tecnologie ed i mercati; vengono altresì presentati profili di produttori e di utilizzatori. Le chiavi fondamentali per vendere i calcolatori personali, ovvero la principale indicazione che pare venire dal rapporto, sono tre e tutte quante portano lo stesso nome: software. Al cliente non importano tanto i K di memoria ma soluzioni per i suoi problemi, soluzioni che variano al variare delle caratteristiche applicative. Per i produttori dunque l'elemento strategico di maggior rilievo degli anni ottanta riguarderà appunto il come soddisfare alle esigenze applicative, o di software, di differenti classi di utenti.

Il consumo di televisori in bianco/nero va diminuendo ma non conformemente alle previsioni, bensì assai più gradualmente. E ciò sia in Italia che negli altri principali Paesi. La sostanziale tenuta di questo mercato sarebbe da attribuire alla domanda di secondi apparecchi, soprattutto di piccolo schermo, ed alla entrata di nuove fasce di consumatori a reddito basso e poco estrofili per i quali il televisore B/N costituisce, specie in Italia, il primo contatto con il servizio televisivo. Se ciò è vero in particolare per il mercato nazionale vale in buona parte anche per Francia, Germania e Gran Bretagna dove nello scorso anno si stima che le vendite di ricevitori televisivi monocromatici siano calate rispettivamente del 2,8% (da 720 a 700 mila), del 5% (da 1260 a 1195 mila) e del 4% (da 1460 a 1400 mila pezzi) rispetto al 1979.

**+ 37% all'anno
per i P. Computer
che saranno
2 milioni
nel 1985**

**Più lento
del previsto
il distacco
dal bianco/nero**

Circuito di correzione per televisori

Con il circuito integrato TDA 4610, la Siemens ha messo a punto un componente che contiene tutti gli elementi attivi necessari alla correzione EST-OVEST e che consente anche di risparmiare tutti i circuiti passivi usati finora. Questo integrato permette inoltre la correzione a trapezio e l'aggiustamento delle larghezze di quadro. Il TDA 4610, in custodia SIL a nove piedini con aletta di raffreddamento, viene pilotato da una tensione a dente di sega verticale di 2 V (tempo di ritorno minore di 100 μ s), inviata a due amplificatori differenziali integrati che a loro volta forniscono due segnali in controfase.

Il primo dei due amplificatori pilota un moltiplicatore che genera una parabola simmetrica partendo dai segnali a dente di sega, il secondo pilota il circuito di correzione vero e proprio. La parabola ed il circuito di correzione lavorano in modo che i rami della parabola abbiano un andamento più piatto a partire da un determinato punto; questa regolazione viene eseguita mediante due resistenze. In questo modo l'andamento della parabola può essere in primo luogo adatto alle caratteristiche del cinescopio e successivamente utilizzato per regolare l'immagine e, se fosse necessario, eseguire una correzione EST-OVEST.

Videodischi: il formato VHD quasi pronto per il decollo

A partire da ottobre la Victor Co. of Japan e la Matsushita Electric Industrial, rispettivamente affiliate e casa madre, inizieranno a vendere sul mercato nipponico il loro sistema a videodischi. Si tratta del formato VDH, uno dei tre che nel 1982 si troveranno a confrontarsi sullo scenario consumistico mondiale. A tutto lo scorso marzo il VHD era stato adottato da dieci società giapponesi (Akai, Sansui, Sanyo Sharp, Nippon Electric, Toshiba, Mitsubishi, General Corporation, Trio-Kenwood e Yamaha) e da due partners esteri (la società americana General Electric e l'inglese Thorn EMI Ltd.).

Nuove azioni Inglesi per la promozione del videotex

Nell'area del videotex fra inglesi, francesi e canadesi è guerra dichiarata. Il mercato si prospetta molto grosso e nessuno è disposto a rinunciare ai lucrosi guadagni. Gli inglesi, rivendicando il diritto di essere stati i primi a maturare l'idea e ad applicarla in concreto, vogliono ricattare il terreno perduto alla concorrenza rinnovando mezzi ed azioni. Per evitare dispersioni di risorse e per presentarsi uniti alla clientela straniera, gli inglesi hanno riunito alcune delle loro migliori risorse di marketing in un unico organismo, denominato British Videotex and Teletext (BTV), una joint-venture alla quale partecipano la British Telecom (L'ente assimilabile al nostro ministero PPTT per le telecomunicazioni) e la Logica Ltd., una azienda di software e di consulenza.

La BTV è stata dotata di circa tre miliardi di lire che essa utilizzerà per promuovere il video-tex (collega il televisore al calcolatore remoto tramite il canale telefonico), la tecnologia e l'hardware del teletext (le informazioni sono diffuse tramite gli impianti radiovisivi) ed altre attività collaterali ai due servizi. Lo sforzo maggiore sarà fatto, a quanto si è potuto sapere, per imporre le soluzioni inglesi all'industria americana ed alle autorità che svolgono un'azione di controllo sulle stesse. Contatti saranno quindi avviati dalla BTV con la Federal Communication Commission nel tentativo di far valere di fronte a questo importante organismo le qualità del sistema inglese rispetto a quelle del francese Antiope e del Canadese Telidon.

Con la creazione della BTV salgono così a due le organizzazioni messe in piedi dagli inglesi per diffondere sia in Europa che negli USA il proprio videotex. L'altra organizzazione, che dovrebbe operare in concorrenza, si chiama Aregon International e dietro di essa stanno gruppi softwareisti. L'Aregon ha già concluso alcuni significativi accordi quali quelli firmati con la General Telephone and Electronics, per la concessione dei diritti esclusivi di vendita negli USA del sistema inglese, e con la Germania per lo sviluppo di un servizio di posta elettronica basata sul videotex. A questo pacchetto di iniziative i francesi in parte hanno risposto firmando un primo importante accordo con la compagnia telefonica brasiliana Telesp per l'attivazione di una rete sperimentale videotex composta da 1500 terminali. L'accordo è stato concluso da un consorzio formato da Matra, CII-HB e Steria e con il concorso della Intelmatique, l'organismo pubblico incaricato del coordinamento e della promozione dei sistemi francesi di telematica all'estero. Il mercato brasiliano a medio termine (1985) viene stimato in 100 mila terminali videotex.

è in edicola



cod. 6011

Per imparare fattivamente l'elettronica occorre unire teoria e sperimentazione pratica. Il "DIGIT-1" porta il lettore ad impadronirsi dei concetti di elettronica digitale, utilizzando, a tal scopo, in tutti gli esperimenti proposti un'originale basetta stampata fornibile a richiesta.

È, però, solo realizzando praticamente delle applicazioni che il lettore può dirsi veramente padrone delle tecniche digitali.

Questo è quello che si propone il "DIGIT 2", che costituisce il naturale prosieguo del volume precedente, al fine di quell'unità didattica di cui si è parlato.

Il libro raccoglie i migliori circuiti digitali a C. I. proposti negli ultimi anni da ELEKTOR, presentati con i disegni dei circuiti stampati e i relativi elenchi componenti.

I circuiti pratici presentati sono oltre 50 tutti interessantissimi che spaziano dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali-triangolari-rettangolari, fino all'impianto semaforico o alla pistola luminosa. Una serie di pratiche e divertenti realizzazioni, insomma, per arricchire il proprio laboratorio, la propria casa o, semplicemente per divertirsi.

Se non trovi il DIGIT 2 in edicola perchè esaurito, oppure non hai ancora acquistato il DIGIT 1 utilizza questo tagliando d'ordine.



TAGLIANDO D'ORDINE da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.

- Inviatemi una copia del libro Digit 2 a L. 6.000 (Abb. 5.400)
 Inviatemi una copia del libro Digit 1 a L. 7.000 (Abb. 6.300)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap.

Città

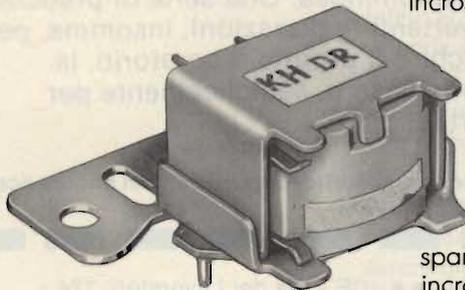
Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

- Allego assegno n° _____ di L. _____
(in questo caso la spedizione è gratuita)
- Pagherò al postino l'importo di L. _____ + L. 1.500 per spese di spedizione.

SE - 6/81

NON TOGLIE LO SPORCO. LO DISSOLVE.

La sporcizia è uno dei più pericolosi nemici degli apparecchi elettronici, specie per la pessima abitudine che ha di accumularsi e incrostarsi nei punti più delicati e difficilmente raggiungibili, come le testine dei registratori.



Ma con DSL-102, basta uno spruzzo e lo sporco sparisce (anche le incrostazioni più

vecchie si dissolvono) e i videoregistratori, i registratori audio e tutte le altre apparecchiature riprendono a funzionare meglio di prima senza problemi, senza interruzioni.

DSL-102 Bitronic è sicuro, non infiammabile e asciuga all'istante: indispensabile nell'industria, nelle radio e TV private e, perché no? anche in casa, per i circuiti del tuo HI-FI e di tutti i tuoi apparecchi domestici.

BITRONIC®
electro chemical development



Le celle solari

Una considerevole parte del fabbisogno d'energia nel mondo dovrà essere coperta in un futuro non lontano dalle batterie solari. Affinché l'energia solare divenga concorrenziale rispetto a quella ottenuta dai combustibili fossili (carbone e petrolio) oppure dalla fissione nucleare, i costi degli impianti a batterie solari, che oggi sono di circa **25.000 lire** per watt di potenza di picco, devono essere diminuiti di circa 100 volte. Questo risultato sembra si possa ottenere con l'impiego di nuove tecnologie e con una produzione di massa.

di Horst Strunk

L'energia impiegata dall'uomo proviene fondamentalmente dal sole. Anche l'elettricità, che è la forma di energia universalmente impiegabile da un centinaio di anni, viene prodotta bruciando i materiali fossili carbone e petrolio, che rappresentano un'importante forma di energia solare accumulata. Con l'aiuto del principio della dinamo, scoperto nel 1866 da Werner von Siemens, una parte dell'energia termica liberata nella combustione viene convertita in elettricità (centrali termoelettriche).

Già alcune decine d'anni prima, nel 1839, Becquerel scoprì l'effetto fotovoltaico, ossia l'apparire di una tensione elettrica su di una sostanza per effetto della luce. Solo ai nostri tempi divenne possibile convertire *direttamente*, per mezzo di questo effetto, l'energia della luce solare in energia elettrica in grande scala. La premessa per questo risultato fu la descrizione basata sulla teoria dei quanti della giunzione PN, dovuta a

Shockley (1949), che derivò dalla scoperta dell'effetto transistor. La conversione diretta presenta vantaggi ragguardevoli, in quanto la sorgente dell'energia è praticamente inesauribile, ed è ideale per la conservazione dell'ambiente. Non produce gas di scarico od altri residui, non causa inquinamento termico dell'ambiente, in quanto viene convertita l'energia solare così com'è irradiata. Inoltre gli impianti solari necessitano di poca sorveglianza, non contenendo praticamente parti in movimento.

A tutto questo si oppongono però due considerevoli svantaggi: L'energia solare irradiata è relativamente scarsa ($\cong 1 \text{ kW/m}^2$ al massimo), necessitano quindi superfici elevate, ed i costi per l'installazione di impianti solari sono ancora troppo elevati (circa 25.000 lire, come detto sopra, per watt di potenza di picco installato, dei quali circa la metà per le celle solari vere e proprie). Questi alti costi rendono economico l'impiego delle batterie solari solo dove l'alimentazione con potenza prodotta in modo convenzionale è troppo costosa od impossibile, quindi in zone fuori mano e/o per piccole potenze. Nella tecnica dei satelliti esse sono praticamente l'unica sorgente di energia. Sulla superficie terrestre le batterie solari vengono impiegate per esempio nei ripetitori radio ed analoghi impianti, in montagna, in certe zone inaccessibili o nei paesi sottosviluppati, per esempio applicate alle pompe di sollevamento dell'acqua potabile.

Una lunga durata utile, ed un basso prezzo sono fattori importanti perché le batterie solari possano dare un contributo apprezzabile al fabbisogno di energia. I satelliti dimostrano che le batterie solari possono funzionare a lungo senza inconvenienti. Ci si ricordi delle sonde Voyager le cui batterie solari hanno potuto produrre sufficiente energia anche alla bassa intensità luminosa presente nelle vicinanze dei pianeti Giove e Saturno. I costi devono però essere abbassati di un fattore 100, ossia a circa 25 lire/W, per poter entrare in concorrenza con l'energia termoelettrica. Che questo traguardo non sia irraggiungibile con le nuove tecnologie e con la produzione automatizzata di massa, lo dimostra uno sguardo dato sul programma di sviluppo delle batterie solari in USA (figura 1). La figura 2 mostra come si sia già superata la soglia dell'impiego tecnico.

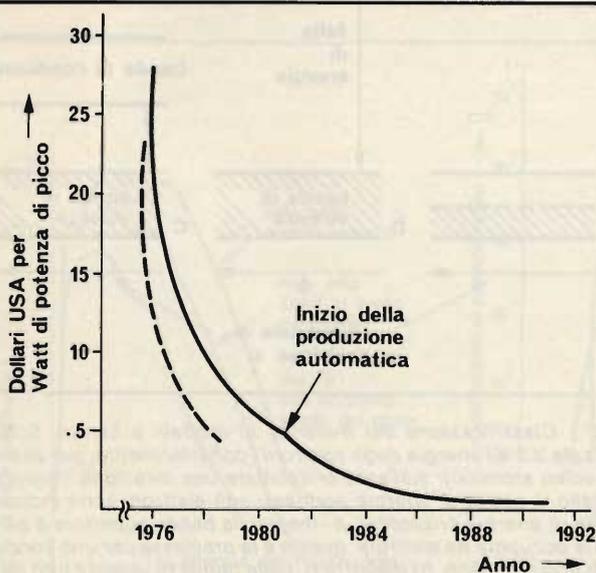


Fig. 1 - Programma USA per lo sviluppo di celle solari a buon prezzo. La curva a tratto intero è la proiezione dei costi delle celle solari per watt di potenza di picco erogata. Sono compresi i progressi tecnologici e l'aumento dello smercio. La linea tratteggiata rappresenta l'andamento dei prezzi per grandi partite. Si tratta di proiezioni fatte circa un anno fa.

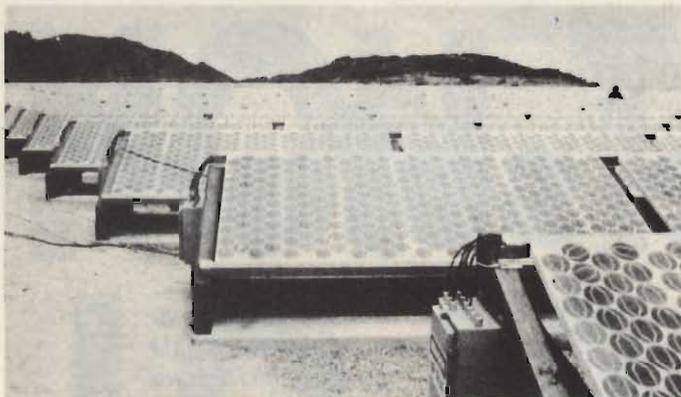


Fig.2 - La centrale elettrica solare attualmente più grande, con 60 kW di potenza di picco, situata presso S. Diego, California (USA). L'impianto consiste in molte celle solari singole, di forma circolare, che sono collegate insieme in "batterie". (Foto messa a disposizione dalle Forze degli Stati Uniti, dal dipartimento dell'energia e dal laboratorio di propulsione a razzo di Pasadena/California).

Vedremo in seguito i fondamenti fisici del funzionamento dei cristalli semiconduttori, e delle celle solari, e di conseguenza chiariremo esaurientemente come possono essere ottimizzate le celle solari nel quadro dell'odierna tecnologia dei semiconduttori. Successivamente dovranno essere indicate alcune tendenze di sviluppo. Come potremo vedere, questo programma è già molto vasto, cosicché non si può accettare l'influenza dell'ambiente nel quale verranno montate le batterie solari. Specie nell'impiego sulla superficie terrestre insorgono problemi notevoli, per esempio per l'azione corrosiva dell'acqua in concomitanza con i gas nocivi o l'irradiazione ultravioletta, per le grandi variazioni di temperatura, od anche per l'effetto della sabbia che, portata dal vento, può smerigliare la superficie delle celle solari e renderle otticamente cieche. Insorgono anche problemi costruttivi, in quanto sulle grandi superfici necessarie il vento esercita forze notevoli, che potrebbero sollecitare le celle solari ed anche spezzarle.

Cristalli a semiconduttori e modello a bande

Le proprietà elettroniche fondamentali di un cristallo si possono rappresentare molto bene con l'aiuto del cosiddetto modello a bande. Il modello a bande è conseguenza della teoria dei quanti e descrive il fatto che gli elettroni in un cristallo possono assumere dei valori di energia che stanno solo entro determinati limiti: in ogni banda energetica esiste un numero grande ma limitato di stati energetici, ciascuno dei quali può venir occupato da un solo elettrone. Facciamo ora una semplificazione ammessa per i nostri scopi, che ci possono essere degli stati con la stessa energia che differiscono tra loro per altri motivi. La suddivisione in stati (o livelli) delle bande può essere resa plausibile quando si considerino due circuiti oscillanti alla stessa frequenza molto distanti tra di loro. Se questi circuiti oscillanti vengono ravvicinati fino a che i loro campi si sovrappongono, si osserva che si formano due diverse frequenze di risonanza, le quali stanno al di sopra e al di sotto della frequenza di risonanza originale. Questo effetto viene usato per esempio nei filtri di banda. Secondo la teoria dei quanti, ad ogni onda elettromagnetica di frequenza ν (compresa la luce) corrisponde un'energia $h\nu$ (dove h è la costante di Planck = $6,62620 \cdot 10^{-34}$ Joule. sec); La precedente

riflessione può quindi essere applicata anche ai livelli energetici. Consideriamo due atomi, per esempio atomi di Silicio, a grande distanza tra di loro, che abbiano gli elettroni all'identico stato con la medesima energia, (con riferimento al nucleo intorno al quale orbitano). Avvicinando ora tra loro gli atomi, fino a quando le orbite degli elettroni più esterni interferiscono tra loro; in analogia con i due circuiti oscillanti si troveranno due livelli le cui energie differiscono un pochino tra loro. Ma se un cristallo è formato da 10^{23} atomi noi avremo un numero corrispondente di stati diversi per ogni banda.

In questo modello a bande possono essere classificati con semplicità due gruppi di materiali (figura 3): i conduttori (metalli) ed i non conduttori (isolanti). I conduttori hanno una banda parzialmente riempita di elettroni (figura 3a), la quale condiziona l'alta conduttività; gli isolanti hanno una banda completamente riempita (banda di valenza) con una grossa falla di energia che la separa dalla soprastante banda di conduzione vuota (figura 3b).

I cristalli semiconduttori puri hanno la struttura a bande analoghe a quella dei dielettrici, però la folla di energia tra la banda di valenza e la banda di conduzione è sufficientemente piccola (figura 3c) da permettere che alcuni elettroni possono sempre assorbire, delle oscillazioni termiche (oscillazioni del reticolo) del cristallo, energia sufficiente a raggiungere la banda di conduzione superando la falla di energia (figura 4a).

Gli elettroni e le lacune che di conseguenza compaiono nella banda di valenza, sono liberi di muoversi nel cristallo. Talvolta però gli elettroni tornano nella banda di valenza, dove si ricombinano con una lacuna (una lacuna rappresenta

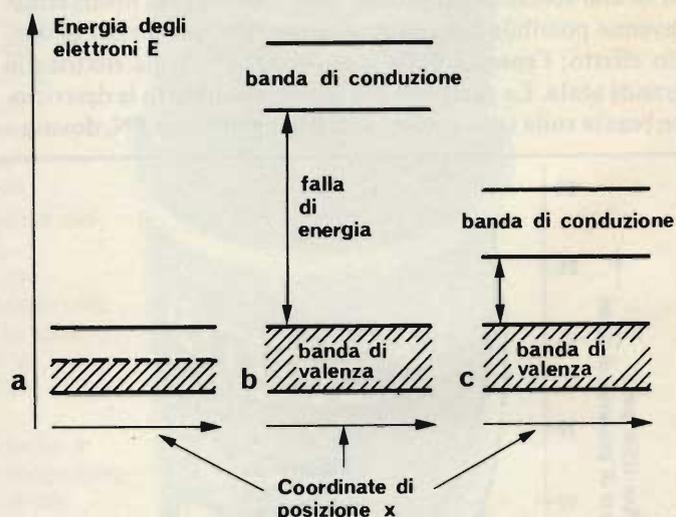
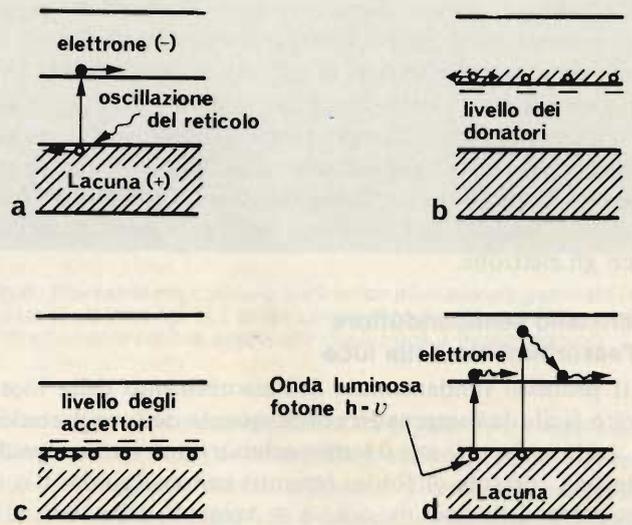


Fig.3 - Classificazione dei materiali in modelli a bande. Sull'asse verticale Y c'è l'energia degli elettroni (con riferimento, per esempio, al nucleo atomico); sull'asse orizzontale una direzione ricavata nel cristallo. I campi di energia permessi agli elettroni sono indicati da bande di energia orizzontali. a) metalli: la banda superiore è parzialmente occupata da elettroni: questa è la premessa per una conduzione di tipo metallico. b) dielettrico: questa è la premessa per una conduzione di tipo metallico. b) dielettrico: nella banda di valenza tutti gli stati energetici possibili sono occupati da elettroni. Una banda completamente riempita non può condurre corrente elettrica. La banda di conduzione è separata dalla banda di valenza da una larga (> 5 e V) falla di energia (o banda proibitiva). La banda di conduzione non contiene elettroni. c) semiconduttori: schema a bande analogo ai dielettrici, ma con falla di energia di larghezza minore ($Si \approx 1,1$ e V; $GaAs \approx 1,35$ e V).

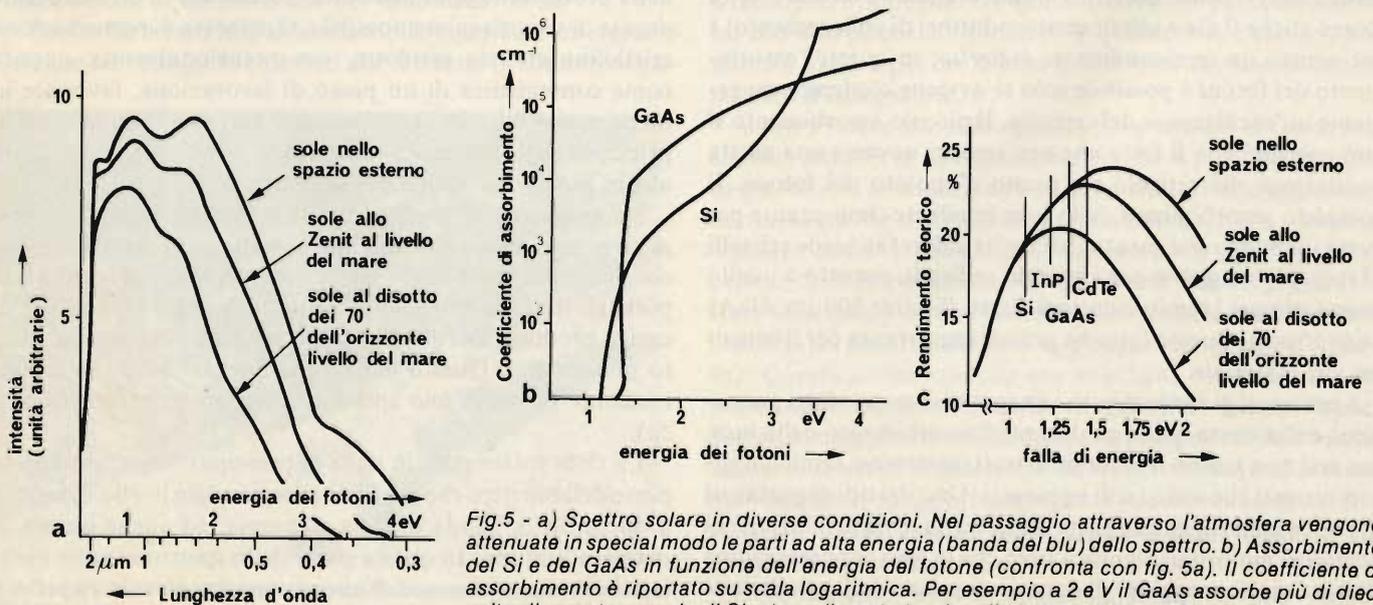
Fig.4 - La produzione dei portatori di carica nei semiconduttori. a) stimolazione termica: un elettrone può ricevere sufficientemente energia per raggiungere uno stato della banda di conduzione dall'oscillazione del reticolo. L'elettrone si può liberamente muovere nella banda di conduzione (come chiarito dalla freccia). Lo stato precedentemente occupato dall'elettrone nella banda di valenza ed ora rimasto libero si comporta come una carica positiva libera di muoversi nel cristallo, e viene detta "lacuna". b) drogaggio con atomi pentavalenti (per esempio Fosforo). Ciascun atomo lascia un elettrone muoversi liberamente come portatore di carica nella banda di conduzione (donatore). In corrispondenza alla piccola energia di legame di questi elettroni agli atomi dei donatori, i livelli dei donatori (linee tratteggiate) stanno proprio al disotto della banda di conduzione, nella falla di energia. c) drogaggio con atomi trivalenti (per esempio Boro). Si producono lacune nella banda di valenza in quanto ogni atomo preleva un elettrone dalla banda di valenza (accettore). Il livello di energia (linea tratteggiata) degli accettori sta proprio sopra la banda di valenza, entro la falla di energia. d) Produzione di portatori di carica per irradiazione: un elettrone della banda di valenza passa alla banda di conduzione dopo aver assorbita l'energia di un fotone. Per fotoni di elevata energia l'elettrone viene spedito molto in alto nella banda di conduzione (ed assume quindi troppa energia), ma ritorna rapidamente al margine inferiore della banda, cedendo energia.



uno stato elettronico libero nella banda di valenza). Applicando una tensione elettrica, questi portatori di carica prodotti termicamente danno origine ad una corrente termica. Questa corrente è relativamente debole (da cui la denominazione semiconduttori); essa aumenta fortemente con l'aumento della temperatura (e precisamente con legge esponenziale), in quanto alle maggiori temperature è maggiore il numero degli elettroni che possono passare dalla banda di valenza nella banda di conduzione. I processi di produzione e di ricombinazione termica portano ad un equilibrio tra elettroni e lacune ciascuno dei quali si trova alla stessa concentrazione. Il prodotto delle concentrazioni degli elettroni e delle lacune ad una data temperatura, è una grandezza caratteristica e pressoché costante per ogni cristallo semiconduttore. Per il Silicio è di circa $(1,4 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3})^2$ alla temperatura ambiente.

Con il drogaggio, ossia con la sostituzione mirata di atomi del semiconduttore con atomi estranei, si possono produrre

maggiori concentrazioni di portatori di carica nel cristallo semiconduttore. Consideriamo per esempio un atomo di fosforo in un cristallo di Silicio. Dei suoi cinque elettroni esterni l'atomo di fosforo ne cede quattro alla banda di valenza, che prendono il posto di quelli dell'atomo di Silicio sostituito. Il quinto elettrone in soprannumero ha ora un legame così debole con l'atomo di fosforo, che alle temperature normali staziona quasi in permanenza nella banda di conduzione (figura 4b). Con alte concentrazioni di fosforo (o di altro elemento di drogaggio pentavalente), si ottiene un semiconduttore che conduce bene, in quanto sono molti gli elettroni nella banda di conduzione. A causa del già chiarito prodotto costante tra le concentrazioni di elettroni e lacune, il numero di queste ultime dovrà diventare molto piccolo. Queste lacune divengono quindi portatori di carica minoritari, mentre gli elettroni saranno detti portatori di carica maggioritari; lo stesso semiconduttore finirà come "drogato n" a causa del segno negati-



vo dei portatori maggioritari.

Un'analogia considerazione possiamo farla per il drogaggio con elementi trivalenti, per esempio con il Boro (*figura 4c*). Al posto dei quattro elettroni di ciascun atomo sostituito ne vengono introdotti nella banda di valenza soltanto tre che provengono dal Boro. Ciascun atomo di Boro provoca quindi l'apparizione, della banda di valenza del Silicio, di una lacuna libera: si è prodotto un semiconduttore "drogato p" (con portatori maggioritari positivi); ora i portatori minoritari sono gli elettroni.

Il cristallo semiconduttore e l'assorbimento della luce

Il processo fondamentale dell'assorbimento della luce è molto facile da comprendere dopo quanto detto in precedenza. La luce che colpisce il semiconduttore può essere considerata una corrente di fotoni (quanti) con energia $h \cdot \nu$ (ν = frequenza della luce = c/λ , c = velocità della luce, λ = lunghezza d'onda della luce; la dipendenza tra lunghezza d'onda ed energia può essere ricavata dalla *figura 5a*). Come l'oscillazione del reticolo, (*figura 4a*), anche il fotone può cedere la sua energia ad un elettrone che si trova nella banda di valenza. Perché avvenga questo processo devono essere soddisfatte due condizioni: può essere ceduta solo l'intera energia del quanto; dopodiché il fotone non esiste più, dato che è formato solo da energia, e questa è stata assorbita. La trasmissione di energia è inoltre possibile soltanto se l'elettrone può essere trasferito in un livello superiore non ancora occupato. Di livelli non occupati ce ne sono tanti nella banda di conduzione (anche dei materiali drogati n). Un forte assorbimento di luce si ha quindi quando l'energia dei fotoni è sufficiente a portare gli elettroni dalla banda di valenza nella banda di conduzione (*figura 4d*).

La *figura 5b* mostra l'andamento dell'assorbimento in dipendenza dell'energia dei fotoni per due semiconduttori selezionati. Per quanto ci occorrerà più tardi, è importante stabilire che il silicio assorbe molto più debolmente del GaAs. La causa di questo fatto è che nel GaAs l'assorbimento avviene direttamente come descritto (semiconduttore diretto). Il Si (come anche il Ge e taluni semiconduttori di collegamento) è per contro un semiconduttore indiretto; in questi l'assorbimento dei fotoni è possibile solo se avviene contemporaneamente un'oscillazione del reticolo. Il piccolo assorbimento si può spiegare con il fatto che non sempre avviene una giusta oscillazione del reticolo nel punto d'impatto del fotone. Il completo assorbimento della luce incidente (importante per avere un buon rendimento della cella solare) richiede cristalli di spessore maggiore per i cristalli indiretti, rispetto a quello necessario per i semiconduttori diretti (Si circa 200 μm , GaAs circa 10 μm). Questo fatto ha grande importanza per il consumo del materiale.

I portatori di carica positivi e negativi sono prodotti pressappoco nella stessa quantità durante l'assorbimento della luce, ma essi non hanno il medesimo trattamento nei semiconduttori drogati che sono i soli impiegati. Uno dei tipi di portatori di carica appartiene alla parte minoritaria. Una produzione di portatori minoritari significa però che la loro concentrazione diventa molto maggiore di quanto ammesso dalla condizione di equilibrio superiore (la concentrazione sempre grande dei portatori maggioritari varia per contro in maniera relativa-

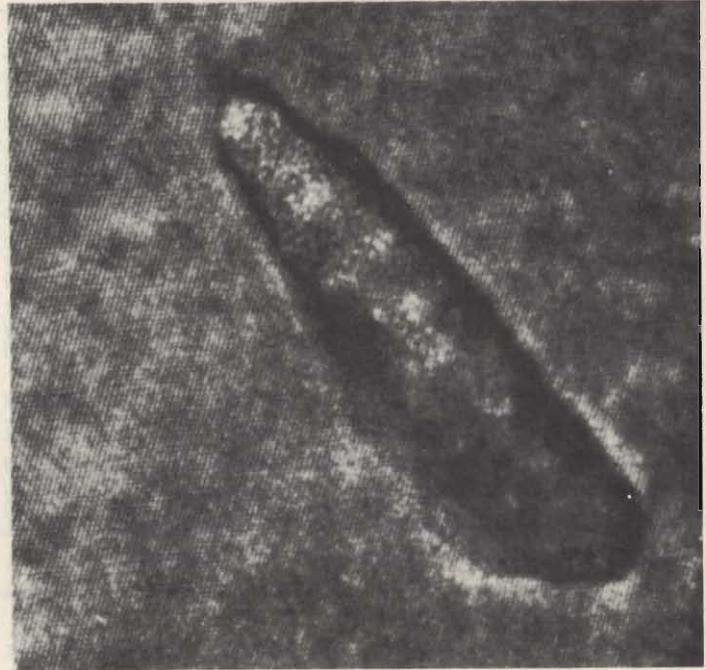


Fig.6 - Fotografia al microscopio elettronico di una separazione in un materiale per celle solari al Silicio. La foto è un esempio della risoluzione a livello atomico raggiunta oggi nella ricerca sui semiconduttori. I puntini bianchi regolarmente disposti sono canali nel reticolo cristallino, che appaiono a causa delle periodiche ridisposizioni degli atomi. Gli atomi stessi non sono singolarmente visibili: stanno nei campi scuri tra i puntini bianchi.

mente minore). Quindi i portatori minoritari sono costretti a sparire nuovamente il più presto possibile, ossia a ricombinarsi in qualche maniera con i portatori maggioritari. Un portatore minoritario prodotto, ha quindi a disposizione una minore vita (media), durante la quale esso può diffondersi libero attraverso il cristallo, percorrendo un tratto medio (distanza di diffusione). Poiché nelle celle solari con funzionamento soddisfacente devono poter essere possibilmente catturati tutti i portatori di carica prodotti dalla luce, si è costretti, nella produzione delle celle solari, a cercare di ottenere delle durate di vita maggiore possibile. Ogni sorta di perturbazione cristallina che sia prodotta non intenzionalmente, oppure come conseguenza di un passo di lavorazione, favorisce in modo straordinario la ricombinazione. Prima di trattare il principio delle moderne celle solari, dobbiamo considerare alcuni esempi particolarmente importanti.

Senza conoscere le particolarità delle celle solari possiamo già a questo punto considerare il rendimento massimo teorico. Si ricerca il rapporto tra la potenza elettrica fornita e la potenza luminosa incidente catturando tutti i portatori di carica prodotti. Purtroppo questo rendimento è sempre molto minore di 1. Questo deriva alla fine dal fatto che la luce incidente possiede uno spettro di energia (confronta *figura 5a*).

La cella solare può, in linea di principio, utilizzare solo la parte dello spettro che possiede energia ad un livello superiore a quello della banda di falla d'energia, ed anche questo in maniera limitata. In questa parte dello spettro ci sono molti elettroni che, a causa dell'energia troppo elevata rispetto a quella della falla di energia, si addentrano troppo nella banda di conduzione (*figura 4d*). Questi elettroni cadono molto

rapidamente al livello di minima energia al limite inferiore della banda di conduzione. L'energia che si forma è termica, ed è perduta per la conversione in elettricità. Tanto minore è la falla di energia tanto maggiore è questa perdita; ma d'altra parte vengono usati più fotoni. Ci si aspetta un optimum del rendimento per falle di energia di ampiezza media (questa argomentazione è molto semplificata, in quanto non considera l'effetto particolare negativo che alle piccole falle di energia hanno i portatori di carica di origine termica; la conclusione resta però la medesima). La *figura 5c* mostra il risultato dei calcoli (corretti). Del KW/m^2 cui somma all'incirca la luce incidente, si potranno ottenere nel caso ideale circa 150...250 W di potenza elettrica. In conclusione dell'articolo parleremo brevemente di una possibilità discussa oggi, di migliorare ancora questo limite di rendimento.

Il cristallo semiconduttore reale

Una perturbazione ineliminabile, perché naturale, del cristallo semiconduttore, è costituita dalla superficie. In prossimità di questa la vita media dei portatori minoritari è molto breve. Questa influenza negativa della superficie ideale può essere combattuta costruendo una cella solare stratificata. Poiché praticamente tutti i processi di produzione delle celle solari ne attaccano la superficie, sussiste sempre il pericolo che materiali indesiderati (per esempio atomi di metalli pesanti) possono venire introdotti, e che si possono formare difetti del reticolo: questi peggiorerebbero in modo considerevole la vita media dei portatori minoritari entro una vasta area superficiale. In un precedente lavoro *1)* si è già parlato delle forme in cui normalmente si manifestano questi difetti: difetti a livello atomico (per esempio atomi estranei dovuti ad impurità) oppure difetti a forma di linea (dislocazioni). La concomitanza di questi difetti ha un effetto particolarmente negativo. Lungo queste separazioni i portatori di carica minoritari si ricombinano con molta facilità, e negli stessi punti si formano di preferenza i dannosissimi portatori termici. La *figura 6* mostra la ripresa al microscopio elettronico di una dislocazione in un materiale per celle solari al Si.

Particolarmente importanti sono le esperienze intergranulari che costituiscono superfici che mettono in contatto sezio-

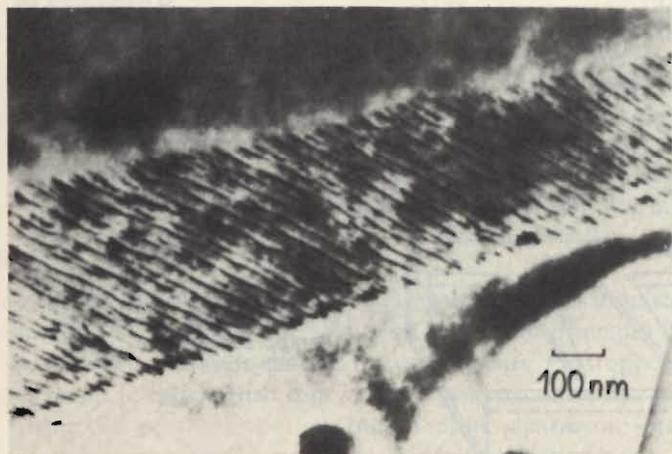


Fig.7 - Foto al microscopio elettronico di una densa concentrazione di dislocazioni, ossia di un limite intergranulare, in GaAs. I limiti intergranulari sono efficaci centri di ricombinazione per portatori minoritari.



Fig.8 - Ripresa al microscopio elettronico di un piccolo geminato (alla stessa scala della fig. 6). L'orientazione speculare dei reticoli cristallini è direttamente visibile grazie alla risoluzione a livello atomico.

ni cristalline diversamente orientate (*figura 7*). Le separazioni intergranulari sono, a causa della grande superficie, dei centri di ricombinazione eccezionalmente efficaci. Un particolare difetto a forma di superficie è dato dalle cosiddette separazioni geminate. Queste separano due cristalli che sono orientati in modo speculare uno rispetto all'altro. In *figura 8* si può chiaramente riconoscere questo tipo di orientamento. I limiti geminati influenzano poco di per se stessi la vita dei portatori minoritari, ma tendono ad accumulare, come succede alle separazioni intergranulari, un gran numero di atomi di impurità durante le lavorazioni ad alta temperatura; in questo modo anche i confini di geminazione divengono attivi centri di ricombinazione.

La cella solare

Nella cella solare i portatori di carica prodotti dall'irradiazione luminosa, elettroni e lacune, possono essere separati tra di loro e portati all'esterno come corrente elettrica. La separazione può avvenire, in linea di principio, in due modi: per mezzo di una barriera di Schottky oppure con una giunzione p-n. La barriera di Schottky consiste essenzialmente in un sottile film metallico depositato sulla superficie di un semiconduttore. La qualità della barriera di Schottky viene influenzata dalla presenza di superfici molto reattive e tendenti a raccogliere impurità. Da questo insorgono parecchi problemi che non possiamo discutere in questa sede e che costituiscono il motivo per cui la cella solare Schottky non ha ancora lasciato il laboratorio.

Come avviene allora la raccolta dei portatori di carica fotoelettrici attraverso una giunzione p-n? Se si portano a contatto tra loro un cristallo p ed uno n, i portatori di maggioranza dei due segni che si incontrano, si ricambiano. Nella sezione di contatto avviene perciò un impoverimento di portatori di carica. Contemporaneamente gli atomi del drogaggio che sono fissi nella loro posizione producono una carica spaziale localizzata: positiva dal lato n, e negativa dal lato p (*figura 9a*). Questa carica spaziale era in origine compensata dalla presenza dei portatori di carica maggioritari. Essa evita che i portatori maggioritari delle due parti possono confluire senza limitazione verso la giunzione, ed ivi ricombinarsi. Per esempio i portatori maggioritari negativi (elettroni) del cristallo n vengono tenuti lontani dalla carica spaziale negativa che appare nello strato p.

Consideriamo ora il comportamento di una coppia elettrone-lacuna, che viene prodotta secondo la *figura 4d* da un fotone incidente. Se la coppia appare sotto il campo della

giunzione p-n (figura 9b), a causa della carica spaziale la lacuna viene immediatamente attratta in direzione della zona p, e l'elettrone in direzione della zona n. Ciò significa che i portatori di carica vengono divisi ed attirati verso la zona nella quale costituiscono i portatori maggioritari. Risulta particolarmente chiaro il tutto quando si consideri il caso generale di una coppia prodotta al di fuori della giunzione p-n: consideriamo che il punto in cui appare la coppia sia nella zona p (figura 9c). L'elettrone che compare si diffonde nel cristallo p come portatore minoritario. Arriva infine alla giunzione p-n (se prima non si è ricombinato o non è andato perduto, e da questo si vede la necessità di elevate durate di vita) e viene subito attirato nella zona n per effetto della carica spaziale positiva. In questo modo l'elettrone originario si è trasformato da portatore minoritario con vita relativamente corta in portatore maggioritario con vita praticamente illuminata.

La tensione che così si forma per effetto dell'irradiazione sulla giunzione p-n, non può però diventare grande a piacere (figura 9c). Essa polarizza la giunzione p-n, che non è altro che un diodo, in direzione della conduzione. La tensione può quindi raggiungere al massimo il valore della tensione di soglia del diodo, e questo è il motivo della bassa tensione di uscita delle celle solari. La figura 10a mostra un semplice

circuito sostitutivo di una cella solare, e la figura 10b una tipica curva caratteristica corrente-tensione. È perciò molto importante che la resistenza serie R_s sia del minimo valore possibile.

Il silicio è al giorno d'oggi il più importante materiale per celle solari. Per quanto ci siano anche altri materiali con maggior rendimento teorico (cofronta figura 5c), il silicio ha però dei vantaggi conclusivi: è abbondante in natura sotto forma di ossido, e la sua tecnologia è progredita al massimo. La maggior parte delle celle solari viene ricavata da fettine di silicio monocristallino normali, dallo spessore di 250 μm (wafer); sono per lo più drogate con Boro, e quindi del tipo p. La giunzione p-n occorrente viene prodotta per diffusione di Fosforo e si trova a circa 0,5 μm al di sotto della superficie.

Questa vicinanza alla superficie è necessaria in quanto la parte blu dello spettro viene di preferenza assorbita in prossimità della superficie (cofronta figura 5b). I portatori di carica in tal modo prodotti devono essere raccolti alla superficie prima della loro ricombinazione, nell'interesse di un maggiore rendimento. Per mantenere piccola la resistenza serie R_s (figura 10a), lo strato n deve essere prodotto con bassa resistenza elettrica, ossia dovrebbe essere più spesso (e questo contraddice alla premessa) e più drogato possibile. Purtroppo nel drogaggio si deve raggiungere un compromesso, in quanto

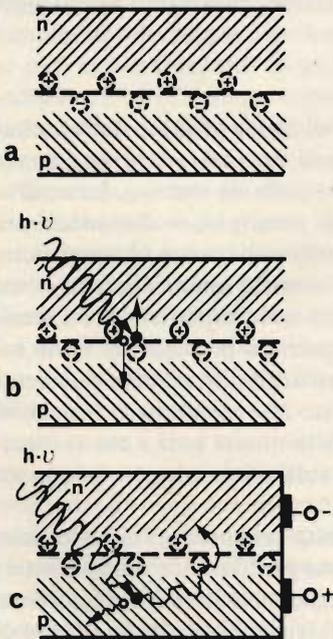


Fig. 9 - La giunzione p-n. a) l'impoverimento di portatori maggioritari che si verifica nella zona di contatto tra il cristallo n ed il cristallo p porta alla formazione di una carica spaziale che proviene dagli atomi del drogaggio ionizzati (simbolizzati da grandi cerchi). b) Una coppia di portatori di carica prodotta da un fotone nella giunzione p-n viene divisa dall'effetto della carica spaziale. c) Per coppie di portatori di carica prodotte al di fuori della giunzione p-n i portatori minoritari si devono diffondere fino alla giunzione per poter contribuire alla corrente fotoelettrica.

Fig. 10 - Semplice schema sostitutivo di una cella solare (I_L = generatore di corrente costante, rappresentato dalla corrente di portatori di carica dell'irradiazione; D = diodo; R_p = resistenza ohmica in parallelo, descrive la corrente di perdita in parallelo al diodo; nelle celle di buona qualità questa resistenza è molto alta e può essere trascurata. R_s = Resistenza serie, descrive la resistenza in conduzione del semiconduttore e la resistenza dei contatti; R_L = Resistenza del carico; I_{Aus} = Tensione d'uscita. b) Tipica curva caratteristica corrente-tensione di una cella solare, illuminazione di 100 mW/cm^2 ; P_{max} = Punto di massima erogazione di potenza; I_k = Corrente di cortocircuito; U_0 = Tensione ad ingressi aperti. La cella ha un rendimento di circa il 12% a; P_{max} =. La curva tratteggiata vale per resistenza serie R_s aumentata, per cui il rendimento scende al di sotto del 10%.

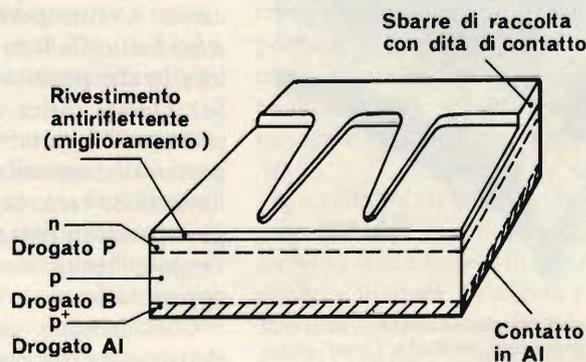
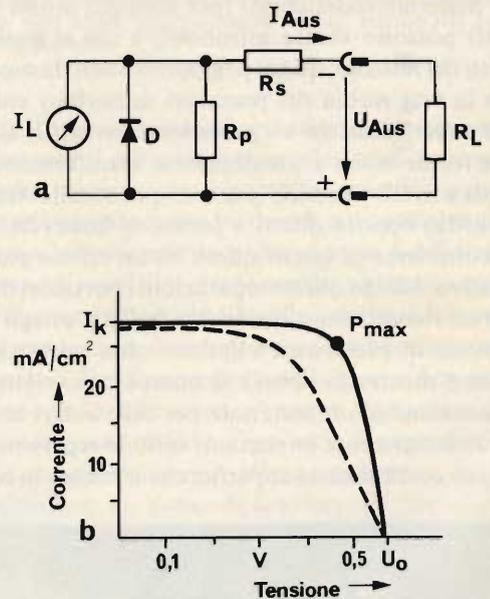


Fig. 11 - Costruzione schematica di una moderna cella solare (la rappresentazione non è in scala).

un forte drogaggio potrebbe portare a maggiori difetti cristallini (separazioni, dislocazioni) e quindi ad un maggior tasso di ricombinazioni. Appena negli ultimi anni si è trovato il modo di evitare questo strato morto dovuto al forte drogaggio, nonostante la concentrazione di Fosforo piuttosto alta.

Sulla superficie della fettina drogata vengono riportati successivamente i contatti elettrici con uno dei soliti sistemi, come la fotolitografia, la metallizzazione sotto vuoto, la separazione elettrolitica e così via. Questi conduttori devono soddisfare contemporaneamente a varie condizioni; devono essere resistenti alla corrosione e saldabili, devono aderire bene, avere la minima resistenza elettrica possibile ed una bassa resistenza di contatto. Consistono in genere di Ti - Pd - Ag oppure Ti - Ag depositati successivamente in strati; questi ultimi vengono infine sinterizzati ad una temperatura di alcune centinaia di gradi. Il sistema dei contatti deve venire attentamente ottimizzato in quanto i conduttori di contatto non sono trasparenti alla luce ed una parte della superficie della cella (di solito il 5...8%) rimane in ombra, peggiorando in questo modo il rendimento complessivo. Sull'intero sistema si dispongono degli strati antiriflettenti derivati dalla tecnologia delle lenti fotografiche, e consistenti in uno o più strati di ossido di Silicio, Titanio, Alluminio od altri (figura 11). Questi strati limitano fortemente la riflessione della luce incidente.

A causa del carattere indiretto del Silicio (vedi figura 5b), molti portatori di carica vengono prodotti molto in profondità nel cristallo dalla luce di elevata lunghezza d'onda. Ne consegue una perdita di portatori di minoranza, specie nelle fettine di Silicio di minor spessore, per ricombinazione sulla faccia posteriore, e questo fenomeno non è da sottovalutare. In questo campo è stata raggiunta negli ultimi anni un'interessante soluzione: l'alluminio usato come materiale di contatto (trivalente) viene contemporaneamente usato per ottenere un forte drogaggio p. Si forma in questo modo in vicinanza della superficie posteriore una giunzione p-p⁺ che si comporta come una giunzione p-n e sbarra ai portatori minoritari (elettroni) la via verso la superficie posteriore. Celle solari del tipo appena descritto raggiungono il notevole rendimento del 16%, e sono già molto vicine al rendimento teorico del 20% (vedi figura 5c).

Tendenze attuali di sviluppo

Il cristallo di Silicio è la parte più cara della cella solare. Di conseguenza molti sforzi sono dedicati allo scopo di ridurre il prezzo di produzione del materiale di base Silicio, che corrisponda ai requisiti di purezza richiesti per le celle solari, e che sia adatto ad una semplice produzione delle piastrine occorrenti. Consideriamo qui di seguito alcuni sforzi molto promettenti destinati ad una produzione economica delle piastrine.

Un processo molto costoso è la produzione del monocristallo. Questo può essere sostituito in linea di principio dal silicio di fusione, che è molto più conveniente. Purtroppo gli elementi in Silicio fuso sono sempre policristallini; una piastrina così prodotta contiene quindi molte separazioni intergranulari alle quali i portatori minoritari di preferenza si ricombinano. Una cella solare di questo materiale (figura 12a) ha quindi un basso rendimento (in genere di alcuni %), in quanto solo i cristalli che si affacciano alla superficie possono

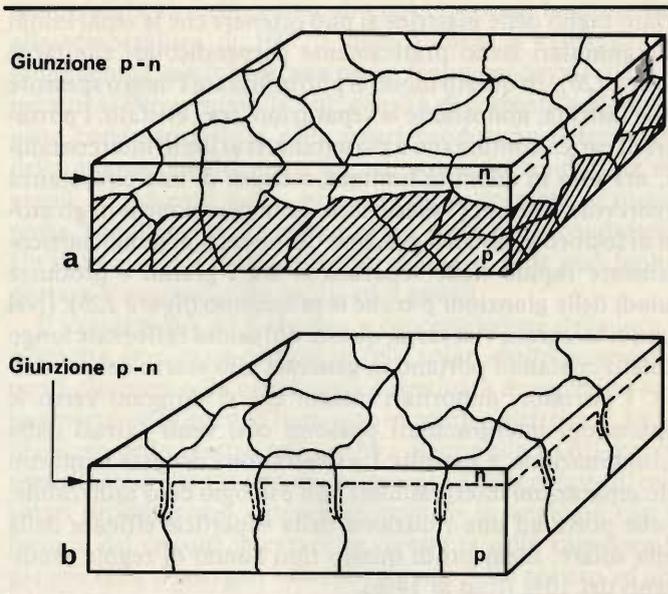


Fig. 12. - Materiale policristallino per celle solari. a) grani disposti irregolarmente. I portatori minoritari prodotti nei grani tratteggiati non possono raggiungere la giunzione p-n, perché si ricombinano ai limiti intergranulari che trovano sul passaggio. b) Struttura colonnare dei grani. Anche i portatori minoritari prodotti nella profondità del cristallo possono raggiungere la giunzione p-n. La distorsione della giunzione p-n appare a causa della diffusione accelerata del drogaggio n lungo i limiti intergranulari.

contribuire alla corrente fotoelettrica.

Sull'argomento è apparsa un'idea molto brillante, che viene esaminata soprattutto in Germania. Con un controllo stratificato della ripartizione della temperatura, e mediante appropriata costruzione della lingottiera, si può ottenere che la struttura cristallina cresca in forma colonnare durante la solidificazione del Silicio (figura 13). Mediante un appro-

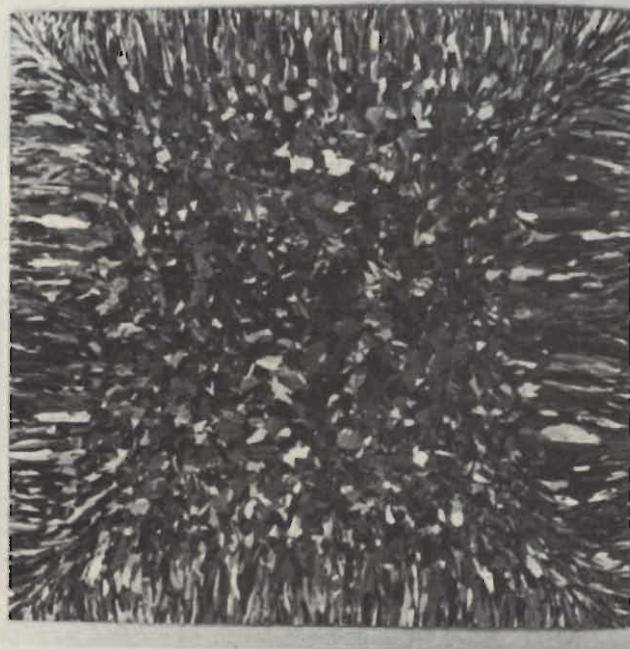


Fig. 13 - Cristallo di silicio fuso, con struttura a colonne. La sezione quasi quadrata del blocco (lunghezza del lato 100mm) permette una disposizione ottimale delle celle solari che se ne ricaveranno, su di una superficie (foto messa a disposizione dalla Wachter Helitronic GmbH).

priato taglio delle piastrelle si può ottenere che le separazioni intergranulari siano praticamente perpendicolari alle facce (figura 12b). In questo modo si può utilizzare l'intero spessore della lastrina, nonostante le separazioni tra i cristalli. I portatori di carica continuano a ricombinarsi ai limiti intercristallini, ma solo in quantità limitata, a causa di una circostanza favorevole. Durante l'esecuzione della giunzione p-n, gli atomi di fosforo introdotti possono diffondersi in modo particolarmente rapido nelle separazioni tra i grandi e produrre quindi delle giunzioni p-n che le precedono (figura 12b). (Nei circuiti integrati, viceversa, queste diffusioni rafforzate lungo i difetti cristallini portano in generale allo scarto del prodotto). I portatori minoritari interni che si dirigono verso le separazioni intergranulari possono così venir salvati dalla ricombinazione, e raccolti. La stretta zona drogata n intorno alle separazioni intergranulari non è in ogni caso utilizzabile, il che porta ad una riduzione della superficie efficace della cella solare. Elementi di questo tipo hanno di regola rendimenti del 10% (fino al 14%).

Un'altra linea di sviluppo seguita di preferenza in USA parte dal presupposto che durante l'operazione di segatura delle fette dal monocristallo si ha una perdita del 40 - 50 % del Silicio puro. Si cerca quindi di tirare dei monocristalli del giusto spessore direttamente dal bagno di fusione in forma di nastro. Il tiraggio libero ha alcuni vantaggi rispetto alla produzione di monocristalli su dei substrati in forma di banda, a causa del minor pericolo di introdurre impurità. È necessario chiarire in breve due delle soluzioni più promettenti. Nel metodo schizzato in figura 14a viene usato un ugello a forma di fessura. Il materiale di cui è formato l'ugello è grafite, talvolta rivestita di carburo di Silicio. Questo materiale viene bagnato dal Silicio, per cui nella fessura appaiono delle forze di capillarità che fanno risalire il Silicio fuso. Il Silicio fuso può essere dall'orlo superiore per mezzo di un germe cristallino, e tirato verso l'alto dove solidifica sotto forma di nastro monocristallino.

Fattori critici per la qualità del nastro e quindi per il suo contenuto in difetti cristallini, nonché per la sua planarità, sono la forma e la distribuzione delle temperature all'uscita dell'ugello. In particolare si formano facilmente all'orlo dell'ugello dei piccoli cristalli di carburo di Silicio dovuti alla reazione chimica del Silicio con la grafite. Queste particelle si

staccano e vengono incorporate nella striscia dove possono provocare forti perturbazioni cristalline. Allo stato attuale della tecnica possono essere tirati nastri continui larghi da 5 a 10 cm ad una velocità di alcuni centimetri al minuto. La figura 14b mostra un tipico campione di questo nastro. I nastri contengono, accanto alle dislocazioni, per lo più limiti di geminazione ed alcune separazioni intergranulari, che però, come nel caso del Silicio fuso, stanno per lo più ortogonali al nastro. Le celle solari finite raggiungono un rendimento dell'11 %.

Gli svantaggi dell'ugello si evitano con l'impiego di un elegante sistema che fa uso del cosiddetto accrescimento dendritico. Secondo questo principio un cristallo aghiforme si può formare rapidamente a certe condizioni in un bagno leggermente sopraffuso. Due di tali dendriti (figura 15a) vengono contemporaneamente tirate una contro l'altra da un bagno di Silicio sopraffuso. Le dendriti in crescita formano una guida nella quale il Silicio sotto forma di nastro.

Per usare questo sistema occorre mantenere costanti con molta precisione il grado di sopraffusione, la ripartizione delle temperature ed il livello del bagno di Silicio fuso. I problemi che sorgono per adempire a queste critiche condizioni costituiscono il motivo per cui con questo sistema si sono potuti produrre nastri lunghi al massimo un metro. Il motivo per cui si procede con lena nelle ricerche è che il nastro prodotto, tranne una geminazione assiale condizionata dal sistema, parallela alle facce, è praticamente privo di difetti strutturali grossolani (figura 15b). È possibile che questi nastri siano un eccellente sostituto delle rondelle monocristalline di Silicio finora impiegate.

Prospettive

Delle molte direzioni di sviluppo che in futuro potrebbero divenire importanti, vogliamo in conclusione elencarne qualcuna. Il fabbisogno di materiale si può in linea di principio diminuire rendendo le celle molto sottili (alcuni micron). Per ottenere un miglior rendimento si dovrebbe generalizzare l'uso dei semiconduttori diretti. Strati sottili si possono produrre con la massima semplicità per evaporazione sotto vuoto, per metallizzazione a spruzzo o simili sistemi. Ma per il momento questi strati contengono troppi difetti e sollevano

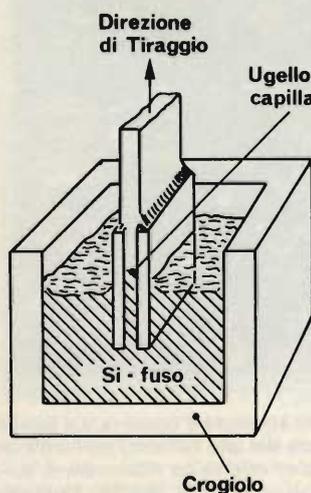


Fig. 14a - Cristallo di silicio in forma di nastro: schema per il tiraggio con un ugello capillare a forma di fessura.

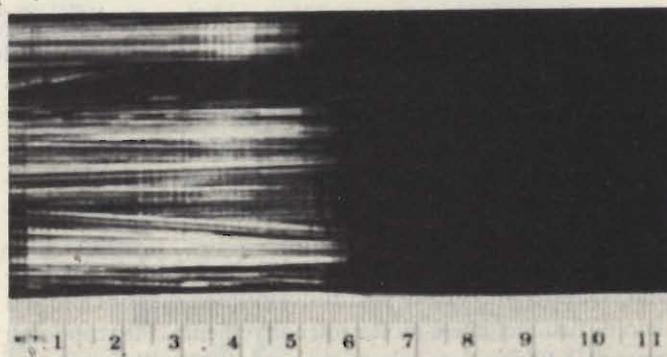


Fig. 14b. - Nastro di silicio prodotto dalla Mobil Tyco secondo il sistema di fig. 14a (direzione di tiraggio: orizzontale, scala in cm). La parte a sinistra è stata attaccata con acido per rendere evidenti i difetti della struttura. Le linee diritte pressoché orizzontali sono linee di separazione di geminati. La parte a destra non è trattata. Le striature periodiche verticali derivano da una leggera ondolazione della superficie.

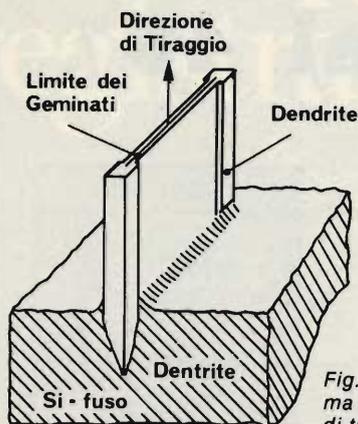
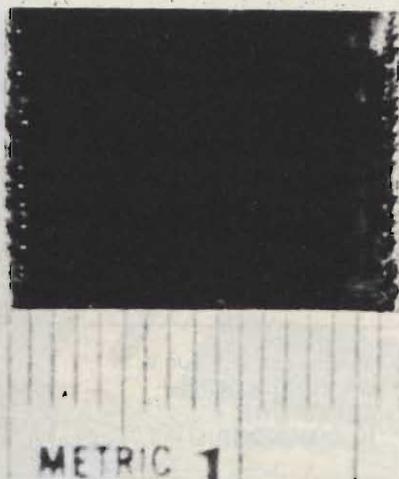


Fig. 15a - Cristallo di silicio in forma di nastro: schema del metodo di tiraggio a dendriti.

Fig. 15b - Nastro di silicio prodotto dalla Westinghouse secondo il metodo di fig. 15a (direzione del tiraggio: verticale, scala in cm). Le dendriti agli orli sono chiaramente visibili. La superficie è notevolmente liscia e priva di difetti del reticolo.



grossi problemi tecnologici; un notevole lavoro di sviluppo è ancora necessario per poter produrre in larga scala celle solari di questo tipo. Purtroppo i semiconduttori diretti sono fatti con elementi relativamente rari e costosi (Ga, As, In), cosicché ancora oggi non risulta ben chiaro se il loro impiego potrà veramente diventare economico. Già da alcuni anni si conducono ricerche riguardanti il Silicio amorfo, il quale si comporta come un semiconduttore diretto.

Le celle solari prodotte con questo materiale mostrano al momento attuale un rendimento del 2...4 %, che si spera diventi dell' 8...10 %.

Un'altra direzione di sviluppo abbandona il concetto di grandi superfici ricoperte da celle solari. È possibile focalizzare la luce solare su delle piccole celle mediante specchi o lenti di tipi diversi.

Ricerche dimostrano che vale la pena di impiegare il sistema con concentrazioni di circa 100 volte e con celle solari ottimizzate (e quindi care). Sistemi ottimizzati con due o tre celle solari possono, secondo i calcoli, raggiungere il rendimento del 40%, essendo già state prese in considerazione le perdite per la ripartizione spettrale della luce. Devono però essere superate nuove difficoltà di tipo tecnologico ed ingegneristico.

Per esempio il sistema deve essere orientato verso il sole anche con precisione di frazioni di grado, a seconda del tasso di concentrazione, e si deve assicurare il raffreddamento della cella. Le celle solari si possono anche far funzionare ad alte

temperature (le celle a base di GaAs possono lavorare fino alla temperatura di 100°, e questo anche a vantaggio del rendimento), ma subentrano nuovi fenomeni dovuti alla temperatura. Per esempio le alte densità di corrente nelle sottili piste conduttrici delle celle solari producono il fenomeno della migrazione del materiale: gli atomi del conduttore migrano lentamente nella direzione della corrente, e questo porta rapidamente all'interruzione delle piste conduttrici. Un'illuminazione non uniforme di queste celle può inoltre portare a sovraccarichi locali ed a guasti.

È vantaggioso, ed il sistema a concentrazione della luce lo permette, impiegare sistemi di celle solari molto costosi, nei quali ciascuna cella ottimizzata è destinata a convertire solo una parte dello spettro luminoso in energia elettrica. La suddivisione dello spettro può anche avvenire con adatti specchi semiriflettenti, ma si può anche pensare a delle cataste di celle solari prodotte con sistema monolitico in analogia con la tecnica dei circuiti integrati: in queste la cella superiore (a grande falla d'energia) assorbe la parte dello spettro ad alta energia (blu), mentre tutti gli strati sottostanti assorbono di seguito le altre parti dello spettro con energia via via minore.

Non possiamo parlare qui di tutti gli sviluppi accennati. È per esempio possibile che in futuro possano essere impiegate sostanze luminescenti a buon prezzo per la concentrazione della luce solare. Inoltre abbiamo trascurato l'intera classe delle celle solari nelle quali la giunzione p-n ottenuta accoppiando semiconduttori diversi tra loro. Speriamo però di aver almeno dimostrato che le celle solari, dopo un conseguente sviluppo, potranno in ogni caso produrre una parte dell'energia elettrica di domani, sempre beninteso che il sole splenda. Con questa osservazione siamo arrivati ad una domanda, che richiede ulteriori riflessioni: come si può conservare l'energia elettrica ottenuta dalla luce del sole per quando fa buio?

alla **C.P.E.**

troverete puntualmente
ogni mese la rivista
Elektor ed i Kits dei
progetti pubblicati.

C.P.E. Via Appia, 279 - 04028 SCAURI (LT)
Tel. 0771/65.59.0

abbonarsi conviene..

.. si risparmia fino al 40%

PROPOSTE	TARIFFE	PROPOSTE	TARIFFE
1) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE	L. 18.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 27.500)	10) Abbonamento annuo a SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 36.000 anzichè L. 60.000 (estero L. 56.000)
2) Abbonamento annuo a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 30.500)	11) Abbonamento annuo a ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 35.700 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)
3) Abbonamento annuo a ELEKTOR	L. 19.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 30.000)	12) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 37.500 anzichè L. 60.000 (estero L. 59.500)
4) Abbonamento annuo a IL CINESCOPIO	L. 18.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 28.500)	13) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR	L. 52.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 81.500)
5) Abbonamento annuo a MILLECANALI	L. 25.000 anzichè L. 30.000 (estero L. 33.000)	14) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 52.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 80.500)
6) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 55.000)	15) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 53.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 82.500)
7) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anzichè L. 48.000 (estero L. 54.000)	16) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 51.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 79.000)
8) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + IL CINESCOPIO	L. 34.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 53.500)	17) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 69.000 anzichè L. 108.000 (estero L. 107.000)
9) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR	L. 36.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)	18) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 87.000 anzichè L. 138.000 (estero L. 132.000)

IMPORTANTE

Per sottoscrivere abbonamenti, utilizzate l'apposito tagliando inserito nelle ultime pagine di questa rivista.



Le riviste leader
in elettronica

Radioricevitore registratore a cassette stereo

SAMSUNG



Radioricevitore registratore a cassette stereo mod. ST-737
munito di altoparlanti a due vie da 14 centimetri.
Apertura del vano cassette con ammortizzatore pneumatico.
Doppio strumento indicatore e possibilità di impiegare tre tipi di nastro:
normale, Fe Cr e CrO₂.



GENERATORE DI FUNZIONI

di G. Contardi

Con questo articolo presentiamo un generatore di funzioni, operante nel campo delle basse frequenze, di caratteristiche semi-professionali.

L'apparecchio è in grado di generare segnali impulsivi, quadri, sinusoidali, triangolari e a dente di sega, il campo di frequenze generate si estende da 1 Hz a 200 kHz, con la possibilità di generare segnali di frequenza di 0,01 Hz, pari ad un tempo di 100 s.

A complemento del circuito sono presenti un voltmetro elettronico, calibrato da 0 a 3V, per la misura continua della tensione di uscita e un frequenzimetro digitale per la lettura della frequenza generata.

L'utilità di un simile apparecchio risulta evidente ogni qualvolta si debbano eseguire delle prove o delle misure a punto sugli impianti di bassa frequenza; infatti per eseguire queste prove sono normalmente indispensabili due generatori: uno sinusoidale, per le prove dei filtri e della potenza e uno ad onda quadra per le misure di distorsione.

Questo generatore può anche servire per generare dei segnali logici per collaudi e prove su contatori, flip-flop e può essere anche utilizzato, ove sia necessario, come clock variabile nei frequenzimetri.

L'apparecchio, da noi presentato, risolve brillantemente tutti questi problemi in modo economico e tecnicamente ottimo.

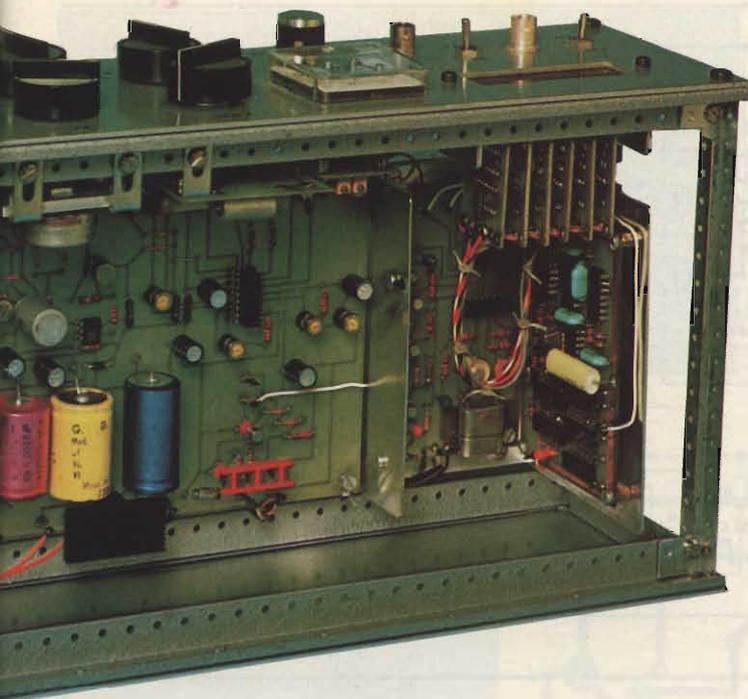
Le caratteristiche fondamentali del generatore di funzioni possono essere così riassunte:

- frequenza generata:* 0,01 ÷ 200000 Hz, in 6 gamme
- funzioni generate:* impulsiva, quadra, sinusoidale, triangolare, dente di sega.
- tensione in uscita:* 3 V efficaci 2V su f. sinusoidale
- attenuatore a scatti:* x1 - 0,1 - 0,01 - 0,001
- voltmetro di uscita:* 0 - 3V fondo scala, lineare da 5 a 150 kHz
- alimentazione:* 220 V
- assorbimento:* 18 VA
- distorsione armonica:* minore dello 0,5%
- linearità:* 1%
- tempo di salita onda quadra:* 250 ns
- tempo di discesa onda quadra:* 50 ns
- stabilità:* ± 20 ppm/°C

L'apparecchio ha inoltre possibilità di variare rapidamente la frequenza mediante un commutatore esterno, ed è dotato di un frequenzimetro digitale a sei cifre, con base tempi 1 MHz

Passiamo ora ad esaminare il circuito a blocchi del nostro generatore: questo esame renderà più facile il funzionamento di tutta l'apparecchiatura.

Praticamente la possiamo dividere in 12 blocchi (vedi figura 1), ognuno dei quali svolge una funzione ben precisa nella lo-



gica di funzionamento del generatore: sulla scheda FG 100 si trovano i seguenti blocchi:

ALIMENTATORE - fornisce tutte le tensioni necessarie al funzionamento del circuito

GENERATORE DI FUNZIONI - ad esso è affidato il compito di generare tutte le funzioni del nostro apparecchio.

AMPLIFICATORE SEPARATORE - provvede ad un adattamento di impedenza tra il generatore ed il circuito di uscita

COMMUTATORE ELETTRONICO DI FREQUENZA - sce-

glie quale dei due resistori di temporizzazione deve essere abilitato.

VOLTMETRO IN USCITA - misura la tensione generata.

Sulla scheda CG 300 si trovano i seguenti blocchi:
STABILIZZATORE 5V - fornisce l'alimentazione al frequenzimetro.

CONVERTITORE DI LIVELLO - converte il segnale in ingresso in un segnale atto a pilotare le "porte" della logica TTL del frequenzimetro.

CLOCK - fornisce il riferimento del conteggio ai contatori del frequenzimetro.

CIRCUITI DIVISORI E FORMATORI DI IMPULSI - scheda TG 400, dividono la frequenza di clock e formano gli impulsi di memoria e di reset dei contatori.

CONTATORE E DISPLAY - scheda DM 500 eseguono il conteggio della frequenza in ingresso e la visualizzazione.

Sul pannello frontale sono posti:

COMMUTATORE DI FUNZIONE - sceglie la funzione da generare.

ATTENUATORE A SCATTI - provvede ad attenuare il segnale in uscita a scatti fissi.

Iniziamo ora la descrizione dettagliata del circuito FG 100 di figura 2. Per primo esaminiamo il funzionamento dell'alimentatore. Le tensioni fornite dal medesimo sono le seguenti: +12 V, 0,5 A e -12 V, 0,5 A per l'alimentazione della parte analogica e +10 V, 2 A per l'alimentazione della parte logica. Il trasformatore T 201 riduce la tensione di rete a 16 + 16 V, la potenza del trasformatore è di circa 30 VA.

Si trovano, poi, due ponti, di diodi PD 101 e PD 102 che raddrizzano le tensioni alternate in arrivo. La tensione di +10 V, dopo essere stata filtrata da C115 viene inviata al circuito

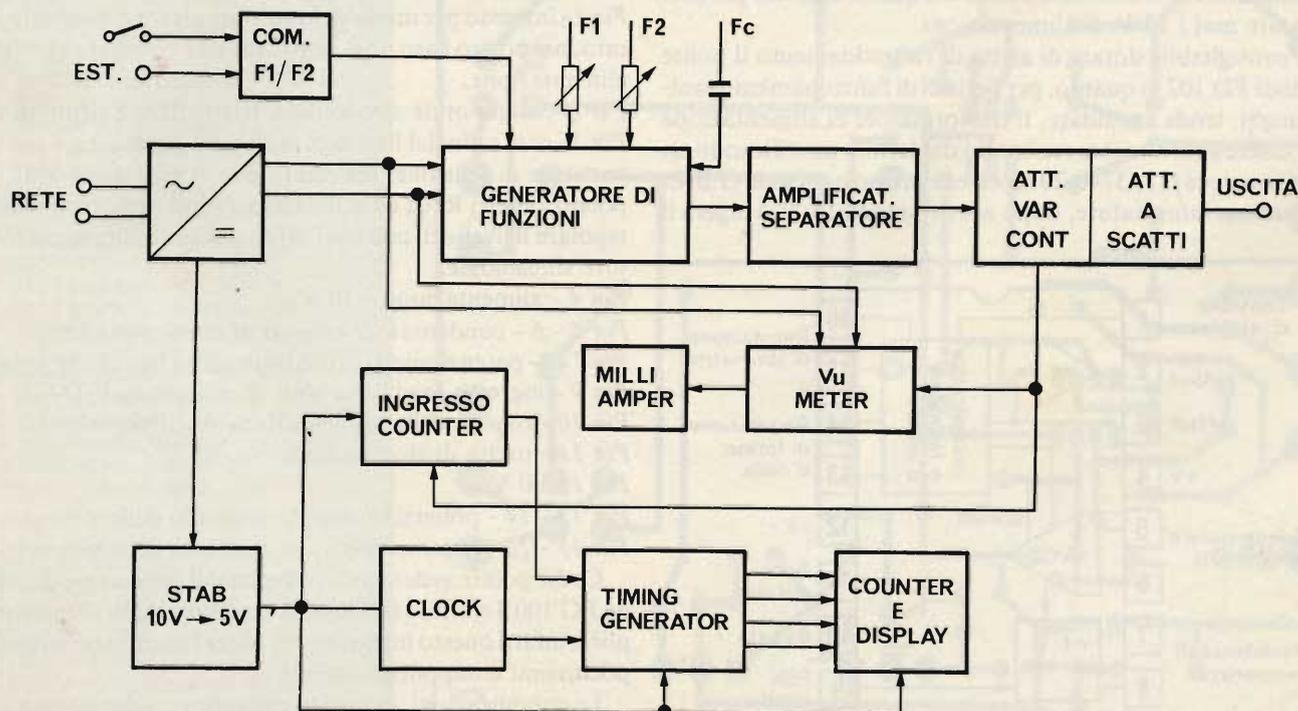


Fig. 1 - Schema a blocchi del generatore descritto in questo articolo.

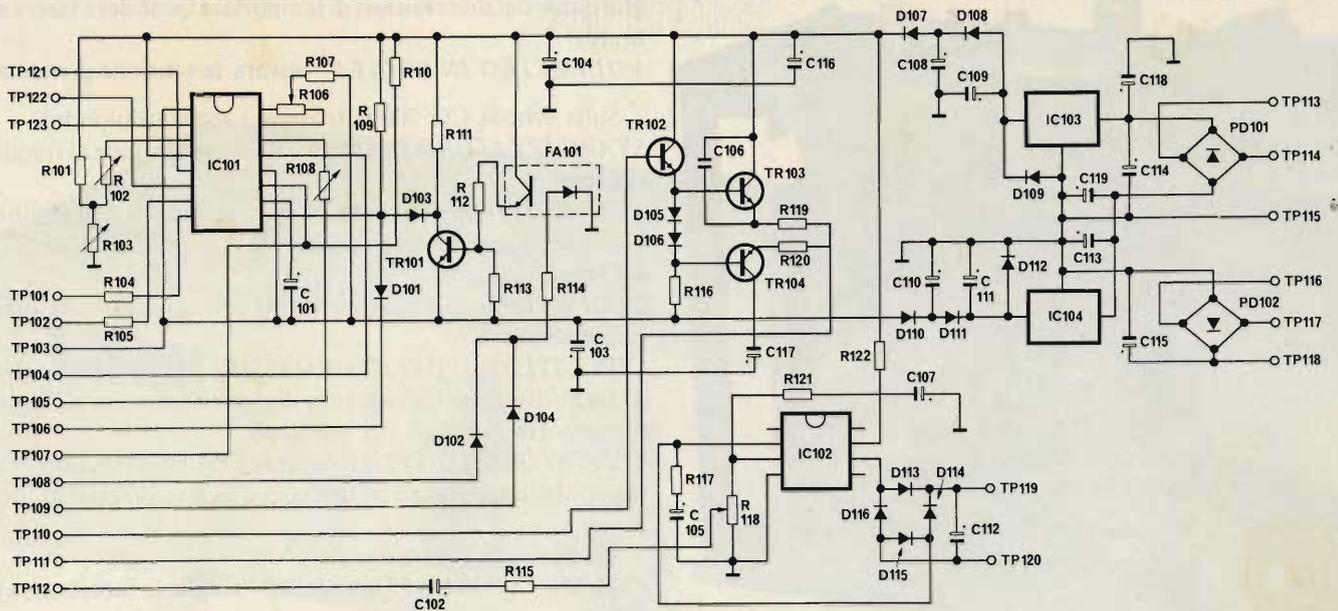


Fig. 2 - Schema elettrico dell'apparecchio.

di stabilizzazione posto sulla scheda GC 300. Le tensioni di +16 e -16 V, dopo essere stata filtrata dai condensatori C114 e C113 vengono inviate agli ingressi di due integrati stabilizzatori di tensione. I condensatori C116 e C117, posti nelle vicinanze degli integrati servono a prevenire eventuali autooscillazioni, che provocherebbero la rottura dell'integrato medesimo.

I diodi D107 - D110 e D111 riducono la tensione di alimentazione a 10,5 V; questa riduzione si è resa necessaria onde assicurare all'integrato IC101 una maggiore sicurezza di funzionamento, infatti la tensione massima assoluta di alimentazione è di +/-13 V, quindi, a causa delle tolleranze degli integrati stabilizzatori di tensione, si è ricorsi a questo artificio per non superare mai i 13 V di alimentazione.

È consigliabile dotare di aletta di raffreddamento il ponte di diodi PD 102 in quanto, per periodi di funzionamento molto lunghi, tende a scaldare. Il trasformatore di alimentazione può essere agevolmente realizzato dal lettore modificando un trasformatore HT/3740-20 reperibile presso ogni sede G.B.C. A questo trasformatore, dopo averlo smontato, si svolgerà il

primo secondario da 9 V e al suo posto si avvolgerà l'avvolgimento da 16 + 16 V con del filo di rame smaltato da 0,40 mm di diametro.

Dopo aver rimontato il trasformatore raccomandiamo di verniciarlo con vernicie impregnante, onde evitare l'insorgere di vibrazioni.

Passiamo ora al generatore di funzioni.

Il generatore di funzioni impiega un integrato XR 2206C della R-ohm. Questo integrato è in grado di generare onde sinusoidali, quadre, triangolari, rampe ed impulsi con grande stabilità e precisione.

Lo schema a blocchi dell'integrato lo potete trovare in figura 3. Vediamo ora le funzioni pins del medesimo:

Pin 1 - ingresso per modulazione in ampiezza del segnale generato, nel nostro caso non utilizzato ed è collegato al -10 V di alimentazione.

Pin 2 - uscita onda sinusoidale, triangolare e dente di sega.

Pin 3 - controllo del livello di uscita. Su questo pin è posto un partitore di tensione, realizzato con la resistenza R 101 ed i potenziometri R102 ed R103 che servono rispettivamente per regolare il livello di uscita e l'offset del moltiplicatore e formatore sinusoidale.

Pin 4 - alimentazione +10 V

Pin 5 - 6 - condensatore esterno di temporizzazione.

Pin 7 - 8 - potenziometri di controllo della frequenza generata.

Pin 9 - ingresso segnale di shift di frequenza F 1/F 2.

Pin 10 - bypass della alimentazione di riferimento.

Pin 11 - uscita di sincronizzazione.

Pin 12 - 0 V.

Pin 13 - 14 - potenziometro di controllo della distorsione.

Pin 15 - 16 - potenziometro di controllo della simmetria.

Come potete vedere dallo schema del generatore di funzione FG 100 il circuito relativo all'integrato IC 101 è molto semplice, infatti questo integrato per poter funzionare necessita di pochissimi componenti esterni.

Le complicazioni, in questo generatore, sono dovute al fatto che dovendo generare varie funzioni è necessario provvedere ad un commutatore multiplo. Il diodo D101 serve quando

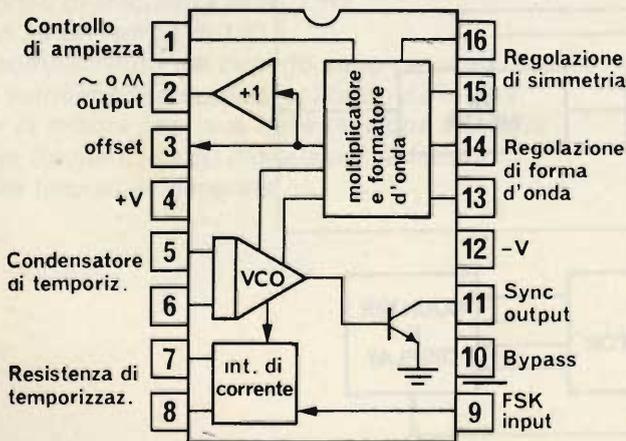


Fig. 3 - Schema a blocchi dell'integrato XR 2206C, cuore del sistema.

ELENCO COMPONENTI DEL MODULO FG 100

Resistenze

- R 101 : 10 k Ω - 0,33 W 5%
- R 102 : trimmer in cermet da 50 k Ω
- R 103 : trimmer in cermet da 5 k Ω
- R 104 : 4,7 k Ω - 0,33 W 5%
- R 105 : 4,7 k Ω - 0,33 W 5%
- R 106 : trimmer in cermet da 25 k Ω
- R 107 : 1 k Ω - 0,33 W 5%
- R 108 : trimmer in cermet da 500 Ω
- R 109 : 10 k Ω - 0,33 W 5%
- R 110 : 10 k Ω - 0,33 W 5%
- R 111 : 10 k Ω - 0,33 W 5%
- R 112 : 4,7 k Ω - 0,33 W 5%
- R 113 : 1 k Ω 0,33 - W 5%
- R 114 : 1,5 k Ω - 0,33 W 5%
- R 115 : 100 k Ω - 0,33 W 5%
- R 116 : 10 k Ω - 0,33 W 5%
- R 117 : 560 Ω - 0,33 W 5%
- R 118 : trimmer in cermet da 100 k Ω
- R 119 : 47 Ω 1/2 W 5%
- R 120 : 47 Ω 1/2 W 5%
- R 121 : 100 k Ω - 0,33 W 5%
- R 122 : 2,2 k Ω - 0,33 W 5%

Condensatori

- C 101 : ai tantalio da 10 μ F 16 VL
- C 102 : al tantalio da 15 μ F 16 VL
- C 103 : elettrolitico da 47 μ F 16 VL
- C 104 : elettrolitico da 47 μ F 16 VL
- C 105 : elettrolitico da 100 μ F 16 VL
- C 106 : in poliestere da 39 pF
- C 107 : elettrolitico da 100 μ F 16 VL
- C 108 : elettrolitico da 47 μ F 16 VL
- C 109 : al tantalio da 10 μ F 16 VL
- C 110 : elettrolitico da 47 μ F 16 VL
- C 111 : al tantalio da 10 μ F 16 VL
- C 112 : elettrolitico da 500 μ F 3 VL
- C 113 : elettrolitico da 2200 μ F 40 VL
- C 114 : elettrolitico da 2200 μ F 40 VL
- C 115 : elettrolitico da 2200 μ F 16 VL
- C 116 : elettrolitico da 47 μ F 16 VL
- C 117 : elettrolitico da 47 μ F 16 VL
- C 118 : al tantalio da 1 μ F 16 VL
- C 119 : al tantalio da 1 μ F 16 VL

Diodi

- D 101 : al silicio 1N 914
- D 102 : al silicio 1N 914
- D 103 : al silicio 1N 914
- D 104 : al silicio 1N 914
- D 105 : al silicio 1N 914
- D 106 : al silicio 1N 914
- D 107 : al silicio 1N 4001
- D 108 : al silicio 1N 4001
- D 109 : al silicio 1N 4001
- D 110 : al silicio 1N 4001
- D 111 : al silicio 1N 4001
- D 112 : al silicio 1N 4001
- D 113 : al silicio 1N 914
- D 114 : al silicio 1N 914
- D 115 : al silicio 1N 914
- D 116 : al silicio 1N 914
- FA 101 : fotoaccoppiatore FCD 810
- PD 101 : ponte di diodi W02
- PD 102 : ponte di diodi 110B1

Transistori e integrati

- TR 101 : 2N 2219
- TR 102 : BC 282
- TR 103 : BC 282
- TR 104 : BC 283
- IC 101 : circuito Integrato XR 2206C
- IC 102 : circuito Integrato LM 318
- IC 103 : circuito Integrato μ A 7812
- IC 104 : circuito Integrato μ A 7912

il generatore deve produrre degli impulsi o dei denti di sega. Mediante questo diodo, collegato sull'ingresso FSK, si provoca il cambio di frequenza del segnale generato, quando il medesimo si trova a valori negativi rispetto allo 0 V.

Il segnale di sincronismo entrante nel pin 9 è preso dall'uscita dell'onda quadra.

Commutatore elettronico di frequenza.

Il diodo D103, il transistore TR101 ed il foto-accoppiatore FA101 servono ad ottenere la rapida variazione della frequenza generata tra due valori precedentemente prefissati.

Il foto-accoppiatore FA101 si è reso necessario per ottenere l'isolamento galvanico tra la parte generatrice e gli eventuali

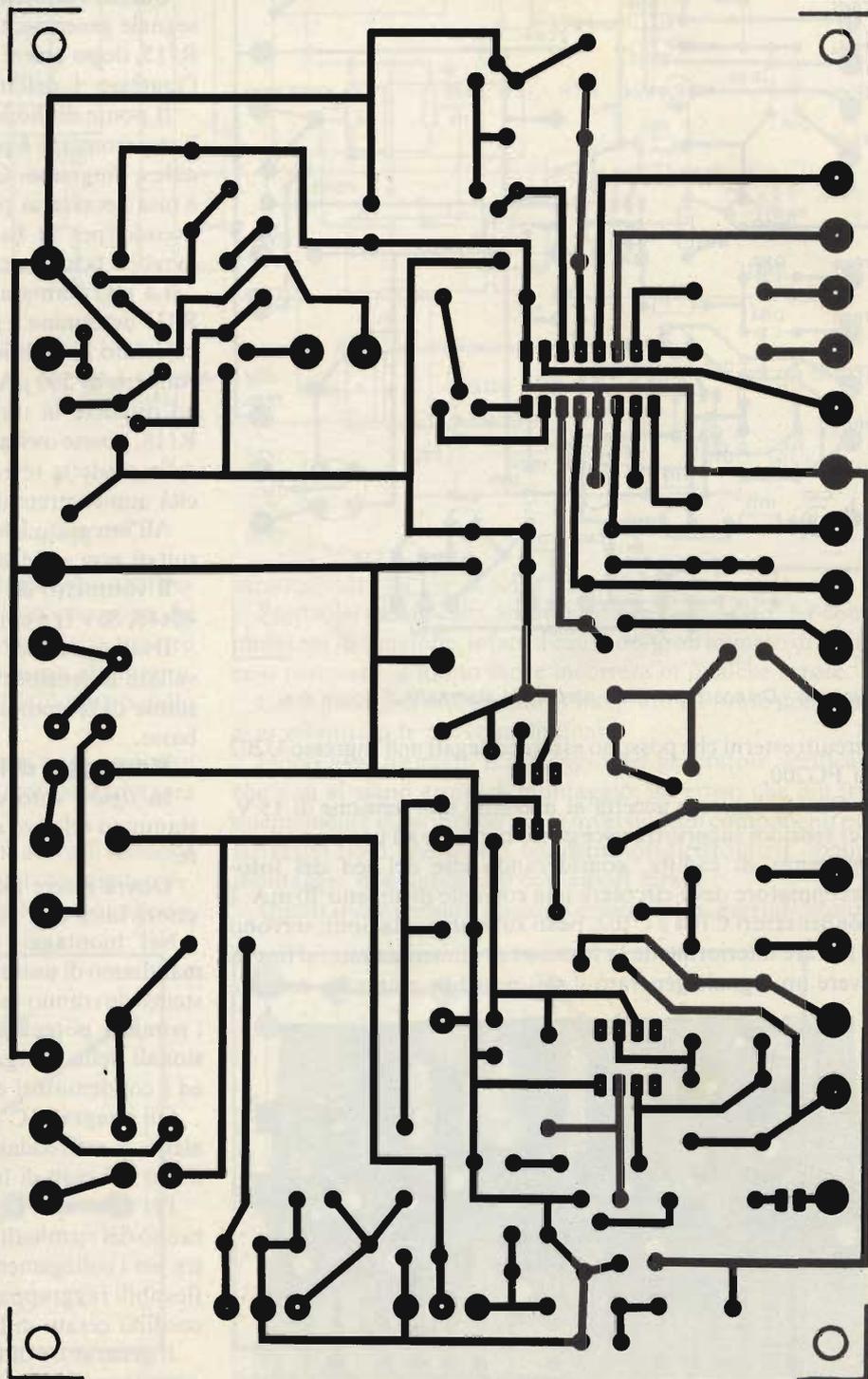


Fig. 4-a - Circuito stampato in scala 1:1 del modulo FG100.

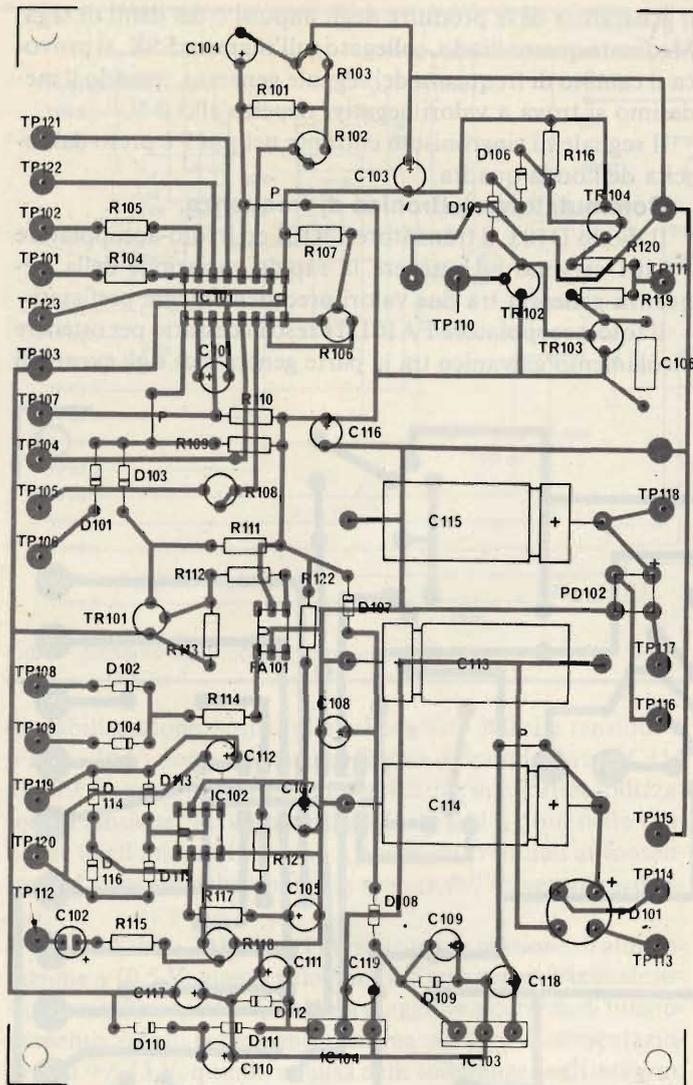


Fig. 4-b - Disposizione delle parti sullo stampato di figura 4-a.

circuiti esterni che possono essere collegati nell'ingresso U202 di FG200.

Questo ingresso accetta al massimo una tensione di 15 V, per tensioni superiori è necessario ricorrere ad una opportuna resistenza di caduta, considerando che nel led del fotoaccoppiatore deve circolare una corrente di almeno 10 mA. I condensatori C104 e C103, posti sulle alimentazioni, servono a filtrare ulteriormente la tensione di alimentazione, al fine di avere un segnale generato il più possibile esente da ronzio.

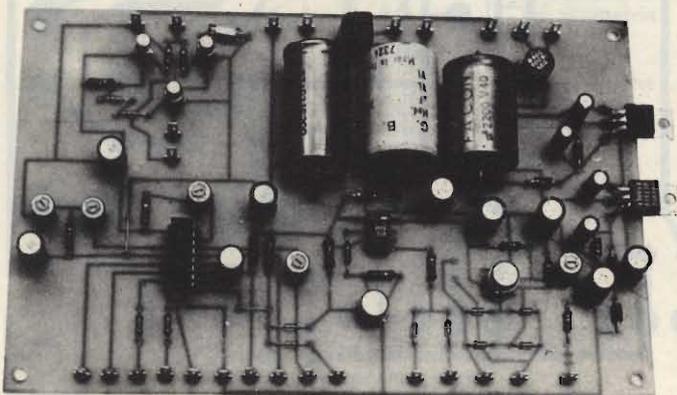


Foto del modulo "FG100" a realizzazione ultimata.

Amplificatore separatore.

A questo circuito è affidato il compito di separare l'uscita dell'integrato dagli utilizzatori esterni.

Questo circuito non fornisce un guadagno in tensione, ma bensì fornisce un incremento di potenza. La tensione massima di uscita è di 3V e la potenza resa su 600 Ω è di 7 mW.

Il circuito dell'amplificatore è a simmetria complementare con accoppiamento in CC. I diodi posti sull'emitter di TR102 servono per la polarizzazione dei transistori finali TR103 e TR104, il condensatore C106 assicura la stabilità dell'amplificatore alle alte frequenze.

Voltmetro di uscita

Questo voltmetro è realizzato con un integrato LM 318. Il segnale generato, tramite il condensatore C102 e la resistenza R115, dopo essere stato dosato dal trimmer R118, entra nell'ingresso + dell'integrato.

Il ponte di diodi, necessario per il funzionamento del miliamperometro è posto tra l'uscita dell'amplificatore operazionale e l'ingresso. Questa particolare disposizione circuitale si è resa necessaria per linearizzare la misura, in questo i diodi, avendo per le basse correnti un andamento non lineare, avrebbe falsato grandemente la misura.

La rete formata dal condensatore C105 e dalla resistenza R117 determina il guadagno dell'amplificatore. Noi abbiamo calcolato l'amplificazione per una sensibilità del microamperometro di 500 μA fs. In ogni modo, se non dovete riuscire ad ottenere la taratura del voltmetro, agendo sul trimmer R118, potete ovviare a questo inconveniente variando i valori della predetta rete. Tenere presente che aumentando la capacità aumenterete il guadagno dell'amplificatore di misura.

All'integrato LM 318 potete sostituire il μA 741, ma con risultati non soddisfacenti per frequenze superiori a 20 kHz.

Il voltmetro da noi utilizzato è un modello giapponese da 40x40, 30V fs a cui è stata tolta la resistenza di caduta interna.

Il condensatore C112, in parallelo al voltmetro, serve a livellare la tensione raddrizzata e ad introdurre una certa costante di tempo, utile quando si lavora con frequenze molto basse.

Montaggio della scheda FG 100 -

In figura 4 troverete il disegno, in scala 1:1 del circuito stampato relativo a queste parti circuitali del nostro generatore.

Dovrà essere realizzato in vetroresina e la foratura dovrà essere fatta con una punta da 0,8 mm.

Nel montaggio del circuito generatore di funzioni raccomandiamo di usare componenti di ottima qualità: tutte le resistenze dovranno essere all'1% di tolleranza e ad alta stabilità, i trimmer potenziometrici dovranno essere i modelli professionali della Morganite ad un giro, in ceramica metallizzata ed i condensatori elettrolitici tutti al tantalio.

Gli integrati IC 103 IC 104 dovranno essere fissati ad una aletta di raffreddamento onde potere dissipare il calore prodotto nel caso di lungo funzionamento del generatore.

Per effettuare i collegamenti esterni alla piastra si utilizzeranno dei terminali a saldare posti sul circuito stampato, mentre per i collegamenti da punto a punto si useranno dei cavetti flessibili raggruppati poi in "salamini" mediante legatura con cordino cerato millecapi.

Il generatore di funzioni, per poter funzionare deve essere completato come da schema FG 200, vedi figura 5, infatti in questo schema vi sono tutti i collegamenti alla piastra FG 100.

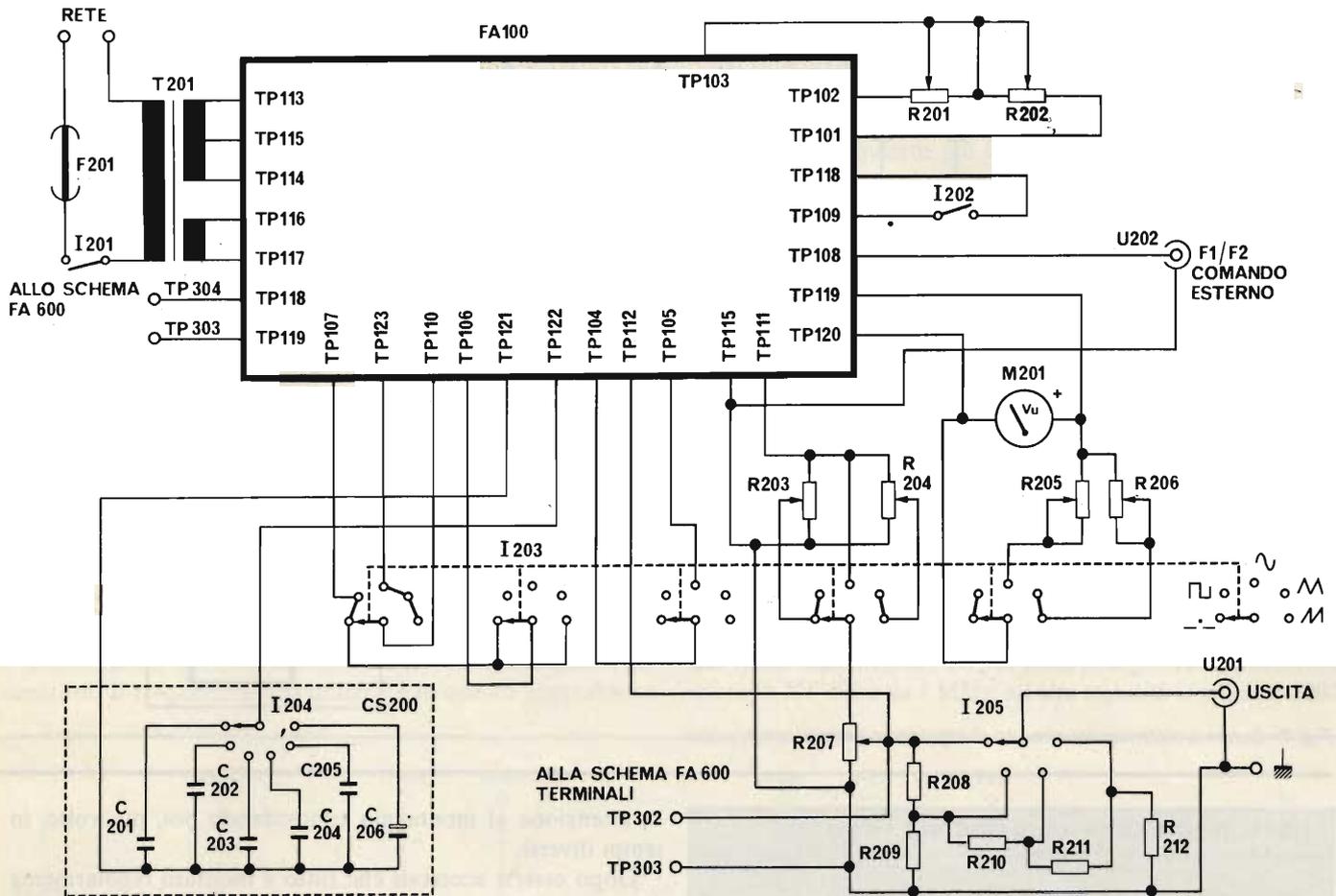


Fig. 5 - Schema di cablaggio del generatore di funzioni.

I collegamenti facenti parte di questo schema sono tutti posti sul pannello frontale dello strumento, con eccezione dei trimmer R205 ed R206, che sono posti sul retro del voltmetro ed i potenziometri R203 ed R204 che sono fissati all'interno, mediante una squadretta di alluminio, sul lato destro dello strumento.

I condensatori C201 - C206 saranno fissati su un apposito circuito stampato, CS200, il cui disegno lo troverete in figura 6.

Tutte le resistenze facenti parte dell'attenuatore di tensione saranno cablate direttamente sul retro del commutatore. Queste resistenze, per motivi di precisione nella attenuazione,

saranno tutte all'1% di tolleranza.

Particolarmente cura andrà posta nel cablaggio del commutatore di funzione, infatti a causa del gran numero di fili ad esso connesso, è molto facile incorrere in qualche errore.

Consigliamo di non montare l'integrato IC 101 se non dopo aver effettuato le prove preliminari.

Dopo aver ultimato il cablaggio del generatore verificate che non vi siano errori di montaggio; gli errori che più frequentemente si verificano sono: inversione di componenti polarizzati (diodi, transistori, condensatori elettrolitici), oppure montaggio di componenti con valori errati.

Questi inconvenienti possono essere evitati prestando mol-

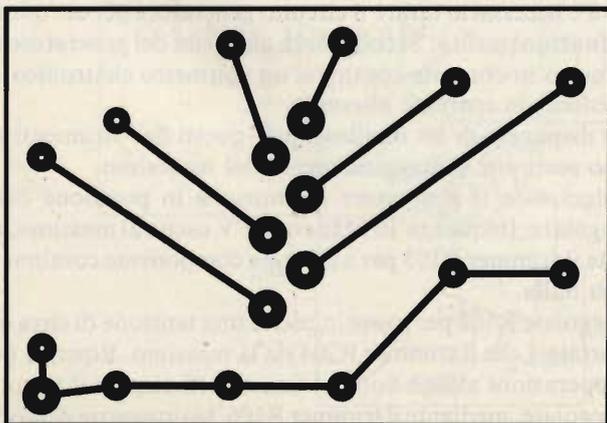


Fig. 6-a - Circuito stampato in scala 1:1 relativo al modulo CS600.

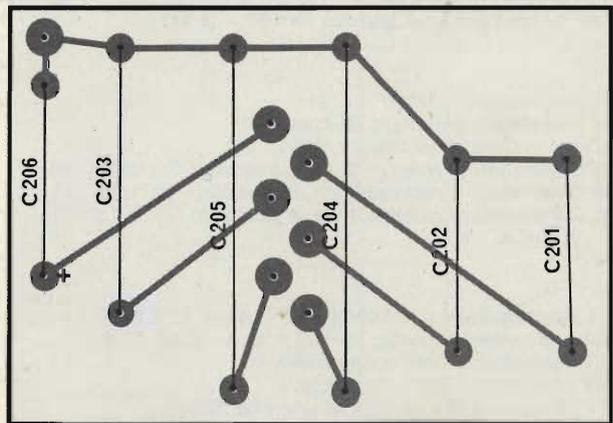


Fig. 6-b - Disposizione dei condensatori C201 ÷ C206 sullo stampato di figura 6-a.

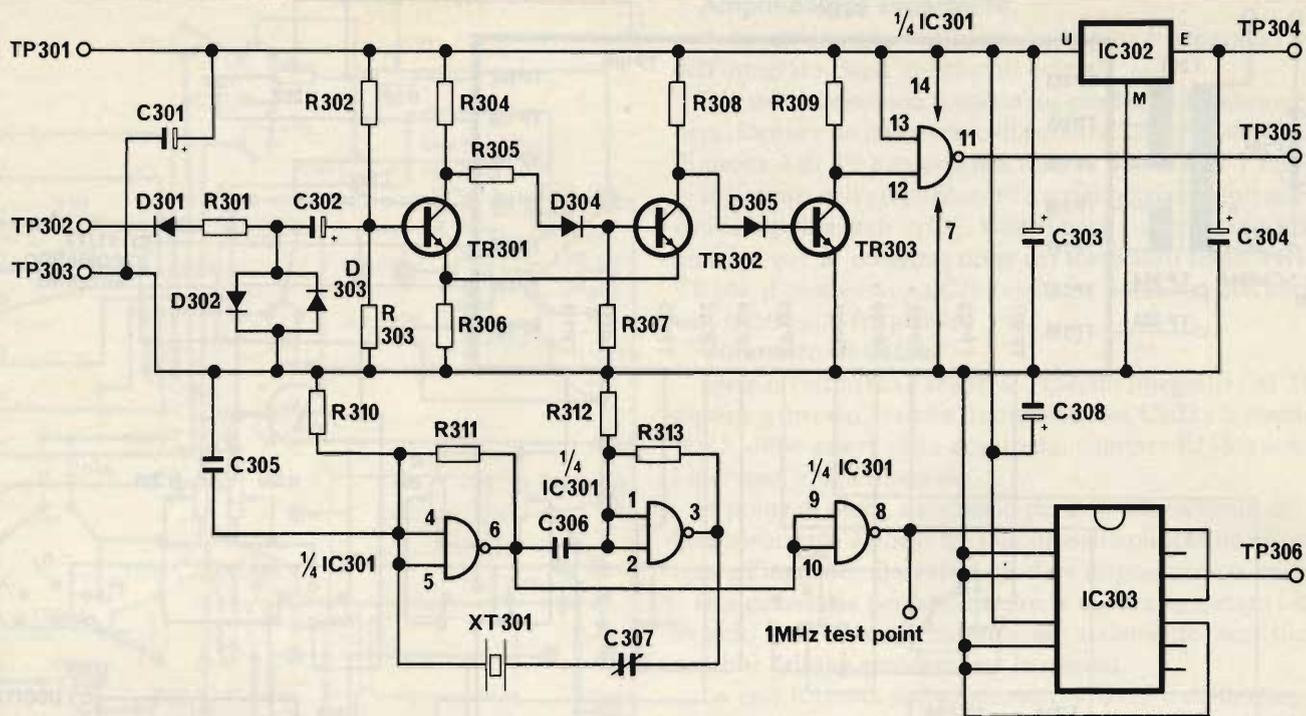


Fig. 7 - Schema elettrico del circuito di ingresso e generatore di clock.

ELENCO COMPONENTI DEL CIRCUITO FA 200

Resistenze

- R 201 : potenziometro lineare da 1 M Ω
- R 202 : potenziometro lineare da 1 M Ω
- R 203 : trimmer multigiri da 10 k Ω
- R 204 : trimmer multigiri da 10 k Ω
- R 205 : trimmer multigiri da 5 k Ω
- R 206 : trimmer multigiri da 5 k Ω
- R 207 : potenziometro lineare da 1 k Ω
- R 208 : 3,6 k Ω 0,33 W
- R 209 : resistenza da 620 Ω 0,33 W 1%
- R 210 : resistenza da 1 k Ω 0,33 W 1%
- R 211 : resistenza da 100 Ω 0,33 W 1%
- R 212 : resistenza da 11 Ω 0,33 W 1%

Condensatori

- C 201 : condensatore in poliestere da 1 nF 100 VL
- C 202 : condensatore in poliestere da 10 nF 100 VL
- C 203 : condensatore in poliestere da 0,1 μ F 100 VL
- C 204 : condensatore in poliestere da 1 μ F 100 VL
- C 205 : condensatore in poliestere da 10 μ F 100 VL
- C 206 : condensatore al tantalio da 100 μ 35 VL

Interruttori e commutatori

- I 201 Interruttore unipolare GL/3380 - 00
- I 202 Interruttore unipolare GL/3380 - 00
- I 203 Commutatore rotativo 5 vie, 5 posizioni GN/0310 - 00
- I 204 Commutatore rotativo 1 via, 6 posizioni GN/1576 - 02
- I 205 Commutatore rotativo 1 via, 4 posizioni GN/1576 - 05

Varie

- F 201 : portafusibile GI/0680-00 con fusibile da 0,25 A
- M 201 : microamperometro da 100 mA con scala 0 - 3 V
- U 201 : connettore BNC da pannello
- U 202 : connettore BNC da pannello
- T 201 : trasformatore da 30 VA: primario 220 V - secondario 9 V/1,5 A - 16 + V/0,4 A

ta attenzione al montaggio controllando poi, più volte, in tempi diversi.

Dopo essersi accertati che tutto è montato regolarmente alimentate il circuito. Le prove preliminari consistono nel verificare che tutte le tensioni di alimentazione siano regolarmente presenti.

Sul catodo del diodo D107 si dovrà trovare 10,5 V positivi rispetto alla massa mentre sul catodo di D110 si troveranno 10,5 V negativi, la tolleranza delle tensioni è del 5%.

Si controllerà anche l'alimentazione del frequenzimetro, la tensione sul pin TP 118 sarà di circa 10 V.

Se avete a disposizione un oscilloscopio controllate l'assenza del ripple sul $\pm 10,5$ V. Se dovreste riscontrare del ripple, controllate attentamente i condensatori elettrolitici sull'alimentazione, probabilmente ne trovereste qualcuno difettoso.

Effettuata questa prova disalimentate il sistema, scollegando dalla rete e da eventuali strumenti precedentemente utilizzati e saldate l'integrato IC 101 sul circuito stampato.

Ora è necessario tarare il circuito generatore per ottimizzare il funzionamento. Si collegherà all'uscita del generatore un voltmetro in corrente continua, un voltmetro elettronico, di precisione, in corrente alternata.

Se disponete di un oscilloscopio, questi due strumenti saranno sostituiti vantaggiosamente dal medesimo.

Selezionate il generatore di funzione in posizione onda triangolare, frequenza 10 kHz circa e V uscita al massimo, regolate il trimmer R103 per avere una componente continua di uscita nulla.

Regolate R102 per avere in uscita una tensione di circa 6 V, accertatevi che il trimmer R204 sia al massimo. Ripetere queste operazioni alcune volte al fine di ottimizzare il tutto.

Regolate, mediante il trimmer R106, la simmetria dell'onda triangolare generata. Passate ora in posizione sinusoidale e tarate il trimmer R108 per ottenere un segnale indistorto

(TDH 1%), la tensione sarà di circa 2,5 V.

Se non disponete di oscilloscopi regolate R108 per avere sul voltmetro elettronico una tensione di 2,2 V, sarete sicuri, in questo modo di avere in uscita una buona onda sinusoidale.

Si regoli ora la tensione di uscita agendo sui trimmer R203 ed R204. Si metta il commutatore di funzione su onda quadra e si regoli R203 per avere in uscita 3 V, dopo di che si tari R204 per avere un'onda triangolare di 3 V. Per l'onda sinusoidale non è richiesta alcuna taratura. Infine occorre tarare il voltmetro d'uscita. Questa taratura viene eseguita per confronto con il voltmetro elettronico. Si ponga il selettore di funzione su onda quadra e si regoli R118 per leggere sullo strumento lo stesso valore indicato dal voltmetro campione. Analoga taratura si esegue per l'onda sinusoidale (regolando R205) e per l'onda triangolare (regolando R206).

Consigliamo di ripetere tutte queste operazioni più volte per essere certi di aver ottenuto il miglior risultato. Controllate con l'oscilloscopio, il regolare funzionamento del circuito nella funzione di generatore di impulsi a dente di sega. Se anche questo controllo da esito positivo la messa a punto del generatore di funzione può considerarsi conclusa.

Esaminiamo ora il frequenzimetro che completa questo generatore. Il frequenzimetro utilizzato in questo generatore è

simile a quello da noi presentato nel lontano 1974 - 75.

Ai tubi nixie sono stati sostituiti dei display a led, onde eliminare l'alta tensione altrimenti presente. Abbiamo preferito l'impiego di normali circuiti integrati TTL agli integrati CMOS LSI in quanto più facilmente reperibili sul mercato.

Il frequenzimetro è composto da due piastre e da sei moduli contenenti i display.

La piastra siglata CG 300 contiene il circuito alimentatore, il clock ed il circuito di ingresso. La piastra TG 400 contiene il divisore di frequenza e la logica che forma gli impulsi di reset, di memoria e di gate.

La scheda DM 500 rappresenta il circuito visualizzatore. Di questa piastra sono necessari sei esemplari. Esaminiamo in dettaglio il funzionamento di ogni modulo. Piastra CG 300 (figura 7): l'alimentazione è ricavata dal trasformatore T 201 e dal ponte di diodi PD102 posto sulla scheda FG 100. La tensione (+ 5 V) è ottenuta mediante uno stabilizzatore LM 340 T5 (IC 302).

L'integrato stabilizzatore richiede l'aletta di raffreddamento in quanto deve erogare circa 1,2 A. Il generatore di clock utilizza 3/4 dell'integrato IC 301 e l'integrato IC 303. I primi due nand dell'integrato IC 301 sono collegati ad oscillatore, il cristallo XT 301 è da 1 MHz, ad alta stabilità termica; il C307

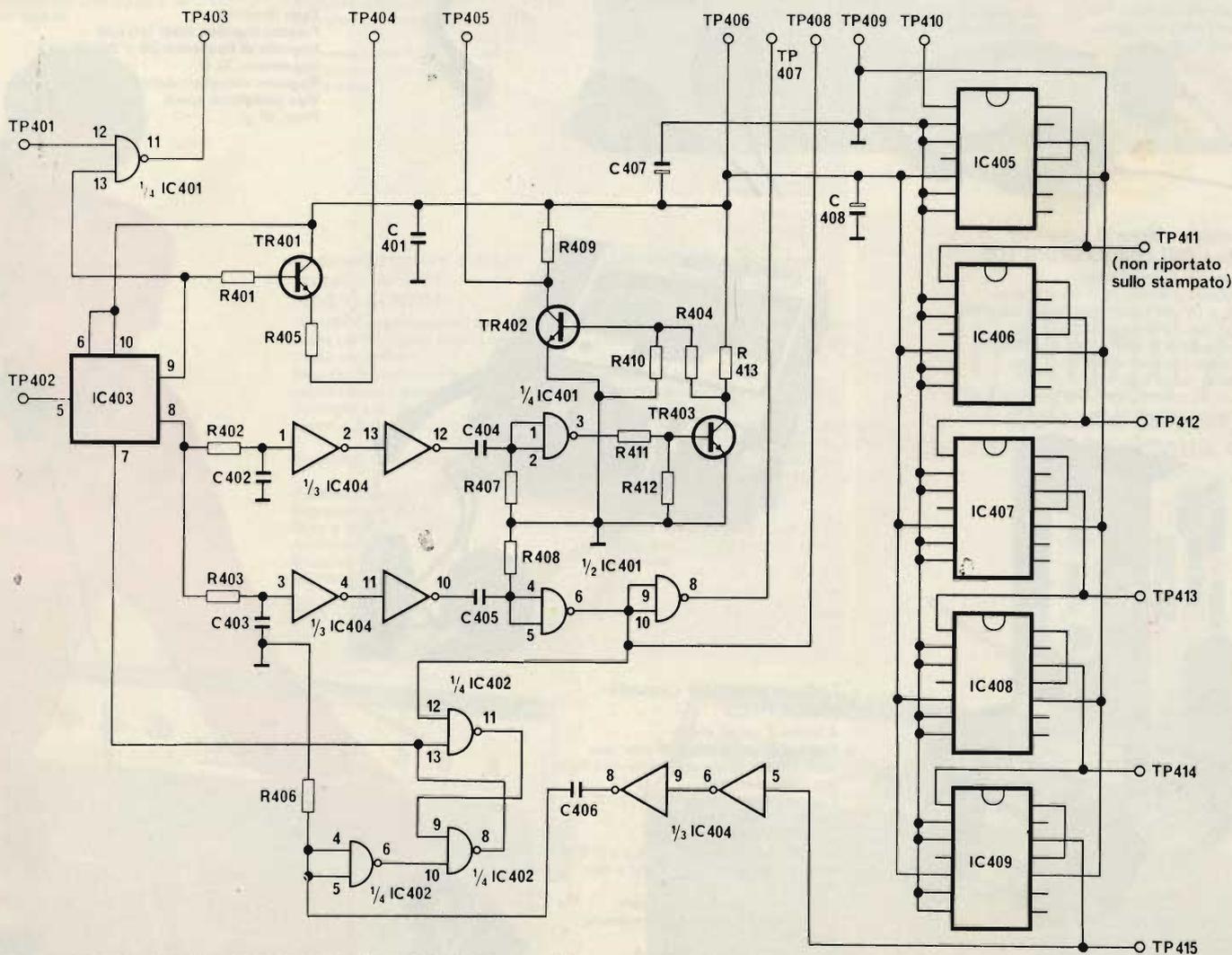


Fig. 8 - Schema elettrico relativo alla sezione "Timing generator".

Linea prodotti



G TCR14



Cuffia stereofonica "GELOSO"
Mod. G FT-8

Tipo: dinamica
Potenza ingresso max: 100 mW
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Impedenza: 32 Ω
Magnete: samario/cobalto RY/6003-00
Tipo padiglioni: aperti RY/6004-00
Peso: 45 gr



G TCR30



Radiosveglia tascabile AM-FM
Mod. G TCR14

Gamma di ricezione: AM 540 ÷ 1600 kHz
FM 88 ÷ 108 MHz
Potenza d'uscita: 300 mW
Commutatore di gamma AM-FM
Innesto o disinnesto sveglia
Sveglia con musica o con buzzer
Antenna telescopica
Alimentazione: 9 V.c.c. per la radio
1,5 V.c.c. per la sveglia
Dimensioni: 135 x 60 x 32

Radiosveglia da viaggio AM-FM
Mod. G TCR30

l'orologio può essere staccato dalla radio
Gamma di ricezione: AM 530 ÷ 1600 kHz
FM 88 ÷ 108 MHz
Potenza d'uscita: 500 mW
Innesto o disinnesto sveglia
Sveglia con musica o con buzzer
Antenna telescopica
Presca per auricolare
Alimentazione: 9 V.c.c. per la radio
1,5 V.c.c. per la sveglia
Dimensioni: 185 x 66 x 40
ZD/9030-00

Cuffia stereofonica "GELOSO"
Mod. G FT-9

Tipo: dinamica
Potenza ingresso max: 100 mW
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Impedenza: 32 Ω
Magnete: samario/cobalto
Tipo padiglioni: aperti
Peso: 45 gr



Letto stereo di cassette
Mod. GELOSINO GHPS 100

4 tracce, 2 canali stereo
Potenza d'uscita: 20 + 20 mW max.
15 + 15 mW (distorsione armonica 10%)
con cuffia a impedenza 35 Ω
Risposta di frequenza: 40 ÷ 12.000 Hz
Uscite: 2 prese per cuffia
uscita media 0,05 V
-28 dB con impedenza di carico di 8 Ω
Alimentazione: 4,5 V.c.c. - 3 pile a stilo
da 1,5 V



12 V.c.c. con riduttore opzionale
220 V.c. a./50-60 Hz con alimentatore opzionale
Durata delle pile: ~ 15 ore, di
riproduzione continua con pile alcaline
Accessori forniti: 1 cuffia stereo, 3 pile
alcaline, 1 nastro dimostrativo, 1 astuccio
con cinghia
Dimensioni: 132 x 89 x 29
Peso: 350 gr senza pile
ZG/9100-00



Letto stereo di cassette
Mod. CP105

4 tracce 2 canali stereo
Potenza d'uscita: 20 + 20 mW max.
15 + 15 mW (distorsione armonica 10%)
con cuffia a impedenza 35 Ω
Risposta di frequenza: 40 ÷ 12.000 Hz
Uscite: 2 prese per cuffia
uscita media 0,05 V
-28 dB con impedenza di carico di 8 Ω
Alimentazione: 6 V.c.c. - 4 pile a stilo
da 1,5 V
12 V.c.c. con riduttore opzionale
220 V.c.a./50-60 Hz con alimentatore
opzionale
Durata delle pile: ~ 15 ore di
riproduzione continua con pile alcaline
Accessori forniti: 1 cuffia stereo, 4 pile
alcaline, 1 nastro dimostrativo,
1 astuccio con cinghia
Dimensioni: 150 x 132 x 38
Peso: 570 gr senza pile
ZG/9105-00



GELOSO®

Piastra di registrazione a cassette Mod. TCO-27

A caricamento frontale
4 tracce, 2 canali, 1 motore
2 testine - una per la cancellazione, una per la registrazione e l'ascolto - con dolby system
Selettore per nastri normale, Cr O₂
Velocità del nastro: 4,75 cm/sec.
Risposta di frequenza: 30 ÷ 16.000 Hz (con nastro al biossido di cromo)
Wow e flutter: 0,10%
Rapporto segnale/disturbo: senza dolby 55 dB con dolby 45 dB
Alimentazione: 220/240 V.c.a. -50 Hz
Dimensioni: 258 x 203 x 162
RF/3400-00

Amplificatore stereo Mod. LX-62A

Potenza d'uscita: 15 + 15 W RMS su 8Ω
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Distorsione armonica: 0,5% a 1 kHz
Sensibilità d'ingresso: Phono 3 mV
Tuner-Tape 150 mV
Rapporto segnale/disturbo: Phono -55 dB
Tuner-Tape -70 dB
Uscita: altoparlante, registratore, cuffia phono
Filtri: antirimbombi, antifruscio, loudness
Controllo toni: bassi +10 dB a 50 Hz alti +6 dB a 10 kHz
Controlli: volume e bilanciamento
Alimentazione: 220 V.c.a. -50 Hz
Dimensioni: 254 x 190 x 38
WF/6000-00

Equalizzatore grafico stereo Mod. MG52/62E

A 6 bande
Canali: 2 (i controlli dei canali, destro e sinistro sono abbinati)
Miscelatore per controllo altoparlanti anteriori e posteriori
Campo di regolazione del tono: ± 12 dB in 6 bande
Risposta di frequenza: 20 ÷ 40.000 Hz
Rapporto segnale/disturbo: 65 dB
Distorsione armonica: 0,1%
Frequenza di comando: 100 Hz - 200 Hz
500 Hz - 1,5 kHz - 3,5 kHz - 10 kHz
Impedenza d'ingresso: 100 kΩ
Ingressi: Equalizzatore-Tape-presca DIN
Uscite: Equalizzatore-Tape-presca DIN
Alimentazione: 220 V.c.a. -50 Hz
Dimensioni: 254 x 190 x 38
WF/6002-00

Sintonizzatore AM-FM stereo Mod. LX-627

SEZIONE AM
Gamma di ricezione: 520 ÷ 1630 kHz
Sensibilità: 10 μV
Rapporto segnale/disturbo: 42 dB
Distorsione armonica: 0,6%

SEZIONE FM
Gamma di sintonia: 88 ÷ 108 MHz
Sensibilità: 3 μV
Rapporto segnale/disturbo: Mono 70 dB
Stereo 60 dB

Risposta di frequenza: 50 ÷ 15.000 Hz
Distorsione armonica: Mono 0,15%
Stereo 0,3%

Alimentazione: 220 V.c.a. -50 Hz
Dimensioni: 254 x 190 x 38
WF/6001-00



TCO-27 LX-62A MG52/62E LX-627



Radioregistratore stereo portatile AM-FM Mod. G SCR701

Microfoni a condensatori incorporati
Presca per microfoni esterni e ausiliari
Presca per cuffia
Strumento indicatore livello di registrazione e carica pile
Contagiri a 3 cifre
Gamme di ricezione: AM 540 ÷ 1600 kHz
FM 88 ÷ 108 MHz
Frequenza intermedia: AM 455 kHz -
FM 10,7 MHz

Potenza d'uscita: 4 + 4 W
Registrazione BIAS
Wow e flutter: 0,04% RMS
Alimentazione: a pile o a rete
Dimensioni: 385 x 200 x 117
ZG/9000-00

Radioregistratore stereo portatile AM-FM Mod. G SCR717

Microfoni a condensatori incorporati
Presca per microfoni esterni e ausiliari
Presca per cuffia
Strumento indicatore livello di registrazione e carica pile
Contagiri a 3 cifre
Gamme di ricezione: AM 540 ÷ 1600 kHz
FM 88 ÷ 108 MHz
Frequenza intermedia: AM 455 kHz -
FM 10,7 MHz

Potenza d'uscita: 2 + 2 W
Wow e flutter: 0,04% RMS
Alimentazione: a pile o a rete
Dimensioni: 390 x 134 x 80
ZG/9010-00

GELOSO®

Un nome famoso che ritorna più giovane che mai.



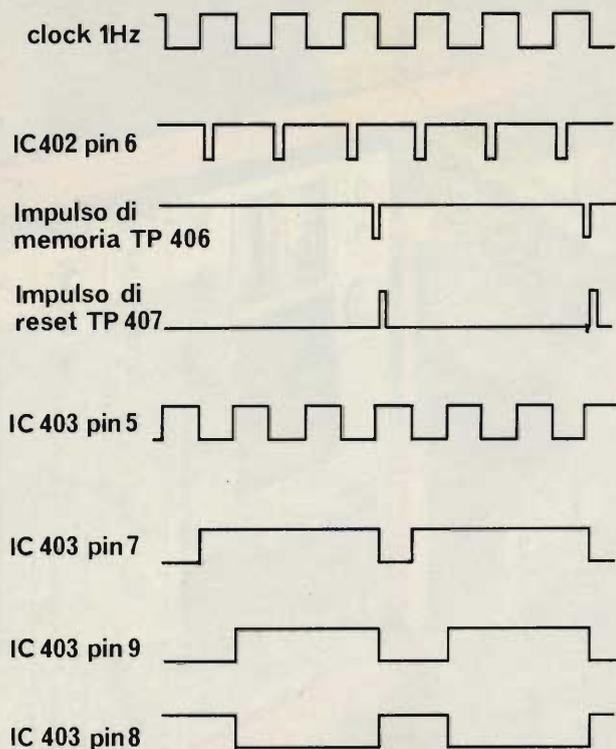
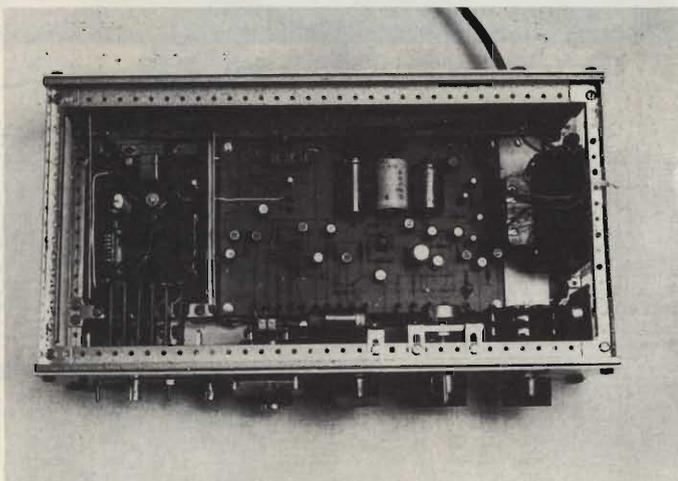


Fig. 9 - Diagramma dei tempi di conteggio e di memoria.



Vista interna del generatore di funzioni descritto in questo articolo. Si noti la disposizione delle schede, particolarmente curata al fine di avere il minor ingombro possibile.

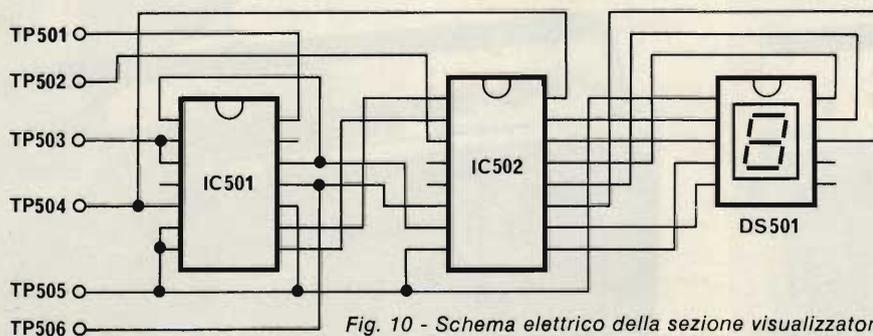


Fig. 10 - Schema elettrico della sezione visualizzatore.

**ELENCO COMPONENTI
DEL MODULO DM 500**

Circuiti integrati
IC 501 : Integrato SN 7490
IC 502 : Integrato 9368

Visualizzatore numerico
DS 501 : display FND 357

serve per regolare la frequenza di oscillazione esattamente a 1 MHz.

Le resistenze collegate a queste porte servono a polarizzarle onde rendere possibile il funzionamento come oscillatore delle medesime. La terza porta dell'IC 301 serve come disaccoppiamento tra l'oscillatore e il primo divisore.

L'integrato IC 303 è collegato in modo da realizzare un divisore x10, il clock in uscita sarà pertanto di 100 kHz. Infine in questa scheda è contenuto il circuito di ingresso, al quale è affidato il compito di squadrare il segnale in ingresso e di renderlo compatibile con i segnali logici TTL.

Di questo circuito fanno parte i transistori TR301 - TR302 - TR303 ed il quarto nand dell'integrato IC 301. Il segnale in ingresso viene applicato a TR301 che provvede ad una prima amplificazione, il transistor TR302 è accoppiato a TR301 tramite R305 e D304, il transistor TR302, oltre ad amplificare ulteriormente il segnale, provvede grazie al collegamento a trigger a dare alla sua uscita un'onda quadra, qualunque sia il segnale all'ingresso.

Il nostro segnale, dopo essere stato squadrato, viene prelevato dal diodo D305 ed inviato a TR303 che insieme alla 4 porta di IC 301 forma il circuito di interfaccia tra lo squadratore e la logica TTL. Particolare cura è stata posta al filtraggio della tensione di alimentazione.

Questo si è ottenuto con dei condensatori al tantalio di piccola capacità, opportunamente disposti nel circuito. Piastra TG 400, figura 8: questo circuito è composto da nove integrati e tre transistori; provvede a fornire la necessaria temporizzazione per permettere il normale funzionamento del condensatore.

Esaminiamo il funzionamento: il segnale in ingresso, dopo essere stato trattato dal circuito di ingresso, è applicato al pin 12 dell'integrato IC 401, sul pin 13 del medesimo integrato arriva il segnale di abilitazione al conteggio, trattato da IC 403, questo segnale permette l'apertura della porta e la conseguente uscita degli impulsi ai contatori.

Il transistor TR401 amplifica gli impulsi in uscita dal pin 9 di IC 403 al fine di pilotare un diodo led che permette di controllare, con il suo lampeggiare, il normale funzionamento del frequenzimetro.

Il segnale di memoria è ottenuto derivando dagli impulsi dal pin 8 di IC 403, che dopo essere stati amplificati da due inverter di IC 404 vengono ritardati dalla rete derivatrice formata da C404 ed R407, il ritardo di questi impulsi è di 12 μs rispetto ai segnali presenti sul pin 6 di IC 402. 1/4 della porta IC 401 amplifica questi impulsi e li invia, tramite il partitore R411 ed R412 al transistor TR401.

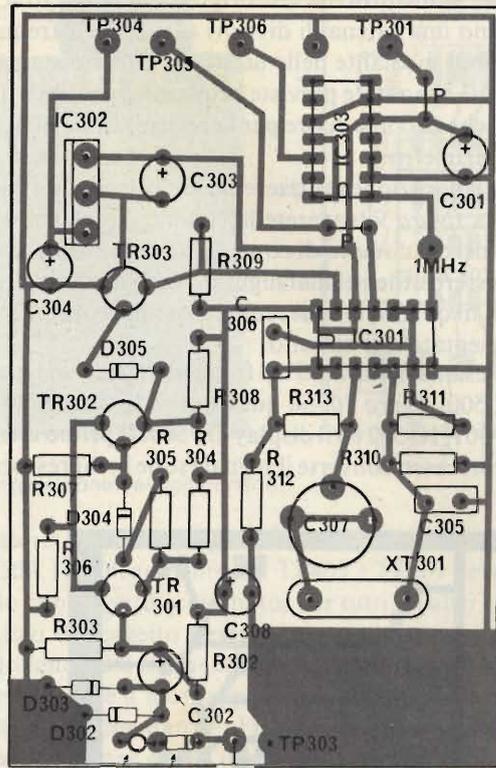
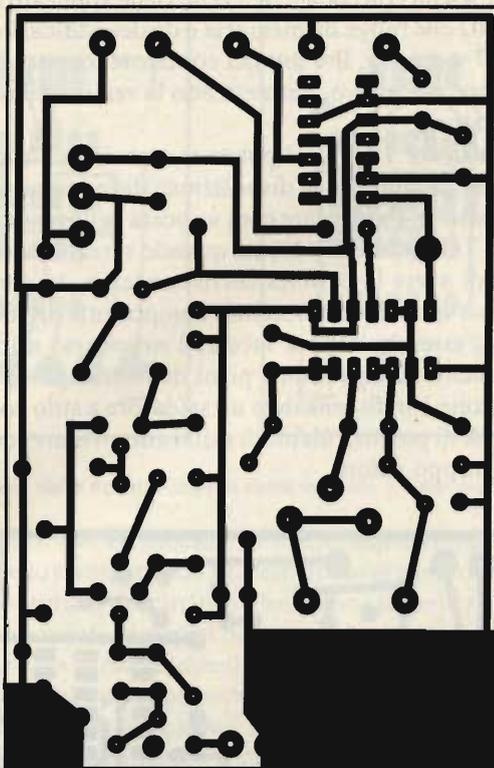


Fig. 11 - Lato rame in scala 1:1 e relativa disposizione dei componenti sullo stampato CG300.

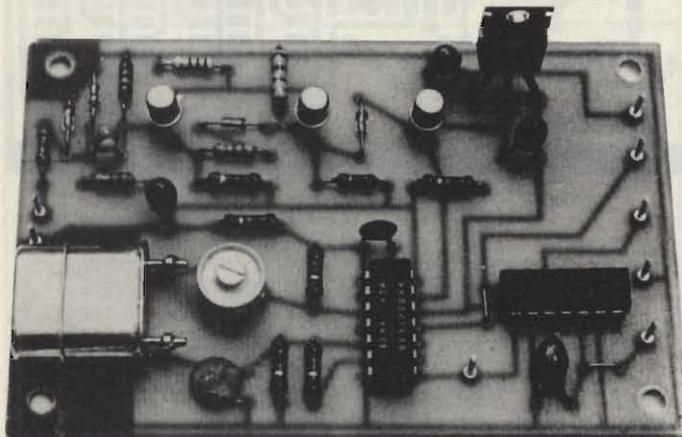


Foto relativa alla basetta CG300. Si noti la razionale disposizione dei vari componenti nonché il quarzo oscillatore da 1 MHz che pilota la base dei tempi.

Infine sul collettore di TR402 è presente l'impulso di memoria che verrà inviato, in parallelo a tutte le memorie poste sui moduli DM 500.

L'impulso di reset è ottenuto utilizzando sempre i segnali presenti sul pin 8 di IC 403, cambia solamente il valore della rete integratrice C403 ed R403 infatti il ritardo di questo impulso è di 70 μ s.

Gli impulsi di reset sono previsti dal pin 8 dell'integrato IC 401, sono positivi e vengono applicati in parallelo a tutti gli ingressi reset dei contatori posti sulle schede DM 500. Sul pin 6 di IC 401 è disponibile un impulso negativo di reset che permette lo azzeramento di contatori veloci, come lo SN 74196.

La logica formata dagli integrati IC 404 (2/3) e IC 402 (3/4) permette la sincronizzazione ad 1 Hz dei trasferimenti dei dati di conteggi, in modo da ottenere un perfetto funzionamento

ELENCO COMPONENTI DEL MODULO CG 300

Resistenze

- R 301 : 330 Ω - 0,33 W 5%
- R 302 : 82 k Ω - 0,33 W 5%
- R 303 : 18 k Ω - 0,33 W 5%
- R 304 : 2,2 k Ω - 0,33 W 5%
- R 305 : 12 k Ω - 0,33 W 5%
- R 306 : 150 Ω - 0,33 W 5%
- R 307 : 4,7 k Ω - 0,33 W 5%
- R 308 : 10 k Ω - 0,33 W 5%
- R 309 : 1 k Ω - 0,33 W 5%
- R 310 : 1 k Ω - 0,33 W 5%
- R 311 : 2,2 k Ω - 0,33 W 5%
- R 312 : 1 k Ω - 0,33 W 5%
- R 313 : 2,2 k Ω - 0,33 W 5%

Condensatori

- C 301 : al tantalio da 15 μ F 16 VL
- C 302 : al tantalio da 3,3 μ F 16 VL
- C 303 : al tantalio da 15 μ F 16 VL
- C 304 : al tantalio da 15 μ F 16 VL
- C 305 : ceramico da 180 pF
- C 306 : ceramico da 1 nF
- C 307 : compensatore ceramico da 6/60 pF
- C 308 : al tantalio da 15 μ F 16 VL

Semiconduttori

- D 301 : diodo al silicio 1N 914
- D 302 : diodo al silicio 1N 914
- D 303 : diodo al silicio 1N 914
- D 304 : diodo al silicio 1N 914
- D 305 : diodo al silicio 1N 914
- TR 301 : transistor BC 107
- TR 302 : transistor BC 107
- TR 303 : transistor BC 107
- IC 301 : circuito integrato SN 7400
- IC 302 : circuito integrato LM 340T5 oppure μ A7805
- IC 303 : circuito integrato SN 7490
- XT 301 : quarzo da 1 MHz

anche nel caso di disturbi di varia origine. Gli integrati IC 405 \div 409 formano una catena di divisori x10, le varie frequenze sono disponibili mediante delle uscite sul circuito stampato.

Queste uscite sono state previste in quanto è possibile utilizzare questa scheda come cuore per la realizzazione di ogni tipo di frequenzimetro.

In questa elaborazione utilizzeremo esclusivamente l'uscita TP 415. Nella *figura 9* troverete la comparazione nel tempo dei vari impulsi del circuito di conteggio e di memoria; questa tabella può essere utile nel malaugurato caso di dover ricercare un guasto, in quanto si vede, con un'oscilloscopio, l'inconveniente presentato dal circuito.

Per finire l'esame dei circuiti del frequenzimetro vediamo lo schema DM 500, *figura 10*. Su questa scheda si trovano due integrati, IC 501, IC 502 ed il display DS 501. Il primo integrato è il contatore: esso converte il segnale serie in ingresso in un

segnale a 4 bit con codice BCD che viene applicato all'integrato IC 502 che funge da memoria e da decodificazione per display a 7 segmenti. Il 4° bit del contatore fornisce il riporto al contatore successivo, permettendo la realizzazione di catene di contatori.

Nelle *figure 11, 12, 13* potete trovare i circuiti stampati di questi tre moduli con la disposizione dei componenti sulle relative basette. Particolare cura va posta nella realizzazione dei circuiti TG 400 e DM 500, sia quando si realizza lo stampato, al fine di avere la perfetta corrispondenza dei fori sulle due facce, sia quando si montano i componenti sul medesimo in quanto, essendo doppia faccia, è necessario saldare alcuni componenti su entrambi i piani dello stampato; per questa operazione è indispensabile un saldatore a stilo con al massimo 16 W di potenza al fine di evitare di rovinare i componenti con il troppo calore.

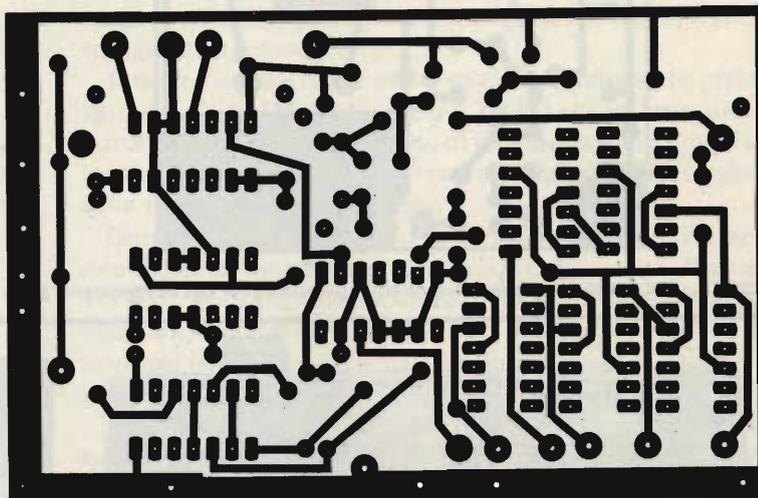
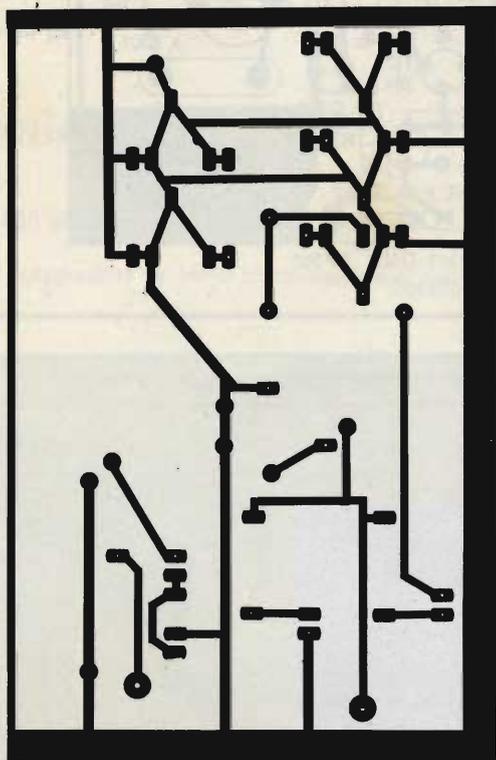
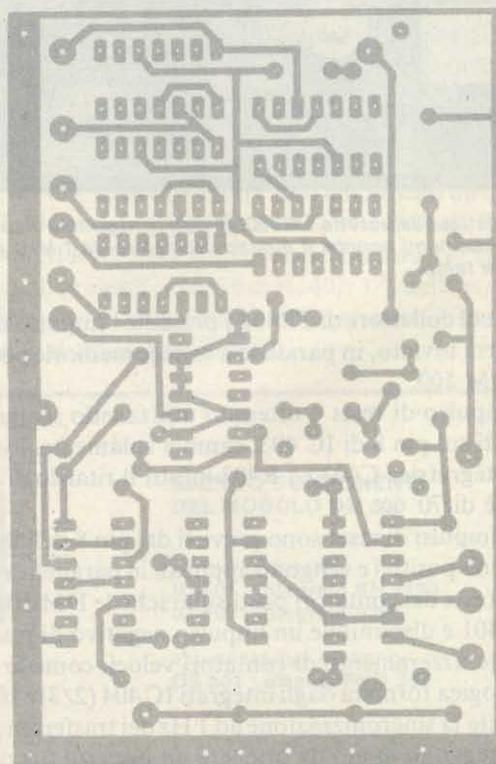
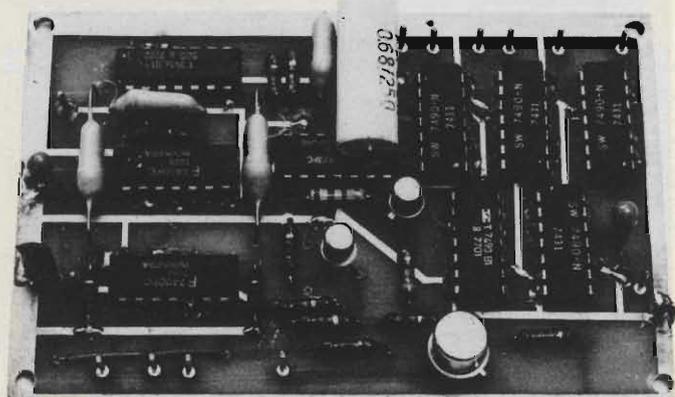


Fig. 12 - Basetta stampata doppio ramata lato in scala 1:1 e disposizione delle varie parti, nonché foto a realizzazione ultimata del modulo TG 400.



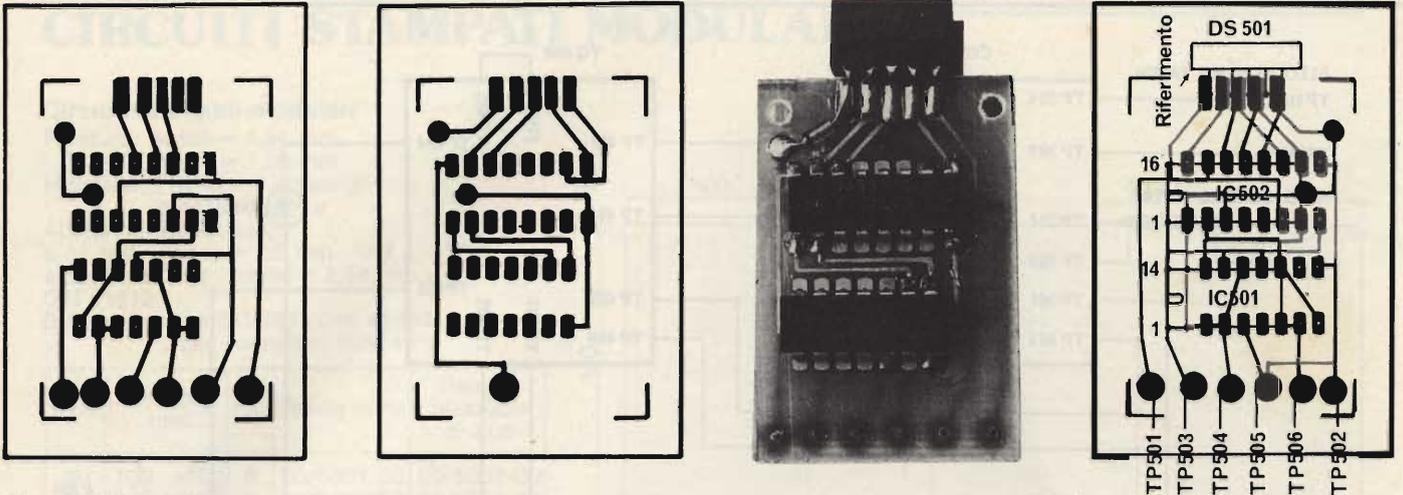


Fig. 13 - Vista della basetta doppio rame in scala 1:1 del modulo DM 500 e disposizione dei componenti.

Ricordatevi, ove è richiesto, di interconnettere tra loro le due facce dello stampato con pezzetti di filo di rame onde assicurare la continuità del circuito. Pensiamo sia inutile ricordare che i componenti impiegati devono essere di ottima qualità onde evitare malfunzionamenti nel circuito.

I moduli che abbiamo precedentemente descritto vanno interconnessi secondo lo schema FA 600, figura 14. I moduli DM 500 sono interconnessi a wafer; i collegamenti tra modulo e modulo sono realizzati con del filo di rame nudo. Il con-

densatore C601 è collegato direttamente sul primo modulo DM 500. Il collegamento tra TP403 e TP501 deve essere realizzato con cavetto schermato, per tutti gli altri collegamenti si utilizzi del cavetto flessibile possibilmente in teflon.

Il collaudo del frequenzimetro è molto semplice, dopo aver controllato che il montaggio sia stato effettuato senza errori, si colleghi l'alimentatore al raddrizzatore e si alimenti il generatore. Verificare che la tensione di alimentazione delle logiche sia di 5V, consigliamo di effettuare questa misura senza

ELENCO COMPONENTI DEL MODULO TG 400

Resistenze

- R 401 : 4,7 k Ω - 0,33 W 5%
- R 402 : 220 Ω - 0,33 W 5%
- R 403 : 220 Ω - 0,33 W 5%
- R 404 : 1 k Ω - 0,33 W 5%
- R 405 : 100 Ω - 0,33 W 5%
- R 406 : 270 Ω - 0,33 W 5%
- R 407 : 270 Ω - 0,33 W 5%
- R 408 : 270 Ω - 0,33 W 5%
- R 409 : 2,2 k Ω - 0,33 W 5%
- R 410 : 1,5 k Ω - 0,33 W 5%
- R 411 : 1 k Ω - 0,33 W 5%
- R 412 : 1,5 k Ω - 0,33 W 5%
- R 413 : 2,2 k Ω - 0,33 W 5%

Condensatori

- C 401 : ceramico da 10 nF
- C 402 : In poliestere da 0,1 μ F 100 VL
- C 403 : In poliestere da 0,68 μ F 100 VL
- C 404 : In poliestere da 0,1 μ F 100 VL
- C 405 : In poliestere da 0,1 μ F 100 VL
- C 406 : In poliestere da 0,1 μ F 100 VL
- C 407 : al tantalio da 15 μ F 16 VL
- C 408 : al tantalio da 15 μ F 16 VL

Semiconduttori

- TR 401 : Transistore BC 107
- TR 402 : Transistore 2N 2219
- TR 403 : Transistore BC 107
- IC 401 : circuito Integrato SN 7400
- IC 402 : circuito Integrato SN 7400
- IC 403 : circuito Integrato SN 7473
- IC 404 : circuito Integrato SN 7404
- IC 405 : circuito Integrato SN 7490
- IC 406 : circuito Integrato SN 7490
- IC 407 : circuito Integrato SN 7490
- IC 408 : circuito Integrato SN 7490
- IC 409 : circuito Integrato SN 7490



Sintonizzatore stereo FM

UK 543



Un apparecchio radio da inserire nella linea "microline", con eccellenti prestazioni di sensibilità, selettività e semplicità d'uso. Fornisce un segnale audio a basso rumore e di ottima

fedeltà. Minimo ingombro, aspetto elegante ed assoluta modularità. Caratteristiche di uscita unificate e compatibili anche con altre apparecchiature HI-FI.

Gamma di frequenza: 87,5-108 MHz
 Sensibilità: 2,5 μ V IS/N = 30 dB
 Impedenza d'ingresso: 75 Ω
 Impedenza di uscita: 12 k Ω
 Livello d'uscita riferito alla sensibilità di 100 μ V
 Idev. 75 kHz: 200 mV
 Distorsione armonica: 0,5%
 Separazione stereo FM: 30 dB
 Risposta in frequenza: 30-12.000 Hz \pm 1 dB
 Alimentazione: 220 V c.a. 50/60 Hz

L. 49.500 in kit
 L. 59.000 montato
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

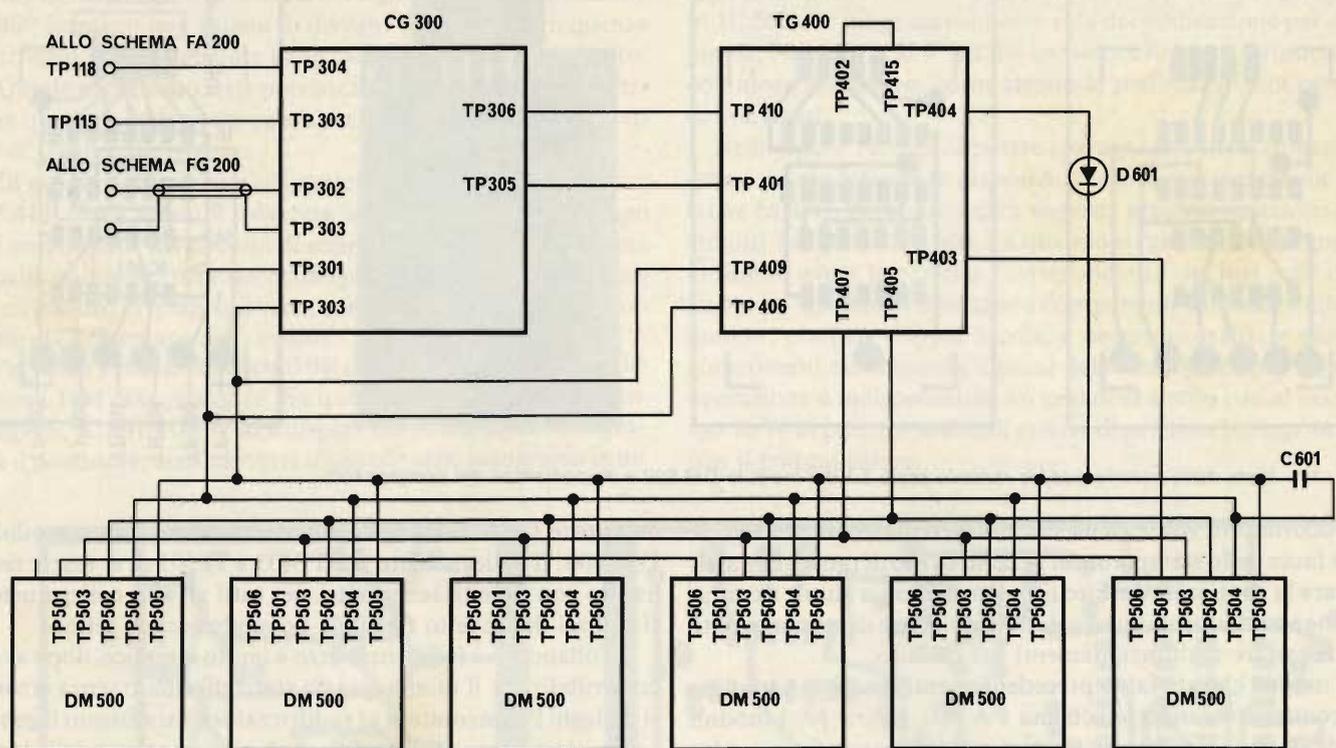


Fig. 14 - Schema di cablaggio del frequenzimetro digitale.



Amplificatore stereo di potenza

UK 537



Completa la serie HI-FI "microline" della quale è l'elemento di potenza. I 18 W per canale forniscono un ottimo volume musicale per piccoli e medi ambienti. Il minimo ingombro della serie "microline" consente l'impiego "giovane"

dove si abbiano scarse disponibilità di spazio. Impiega circuiti integrati di potenza autoprotetti contro il sovraccarico ed il cortocircuito, per la massima sicurezza di esercizio.

Potenza di uscita musicale: 36 W
 Potenza di uscita per canale (1% distorsione): 18 W
 Impedenza di uscita: $4 \pm 8 \Omega$
 Risposta di frequenza a -3 dB: 25÷40.000 Hz
 Impedenza ingresso: 100 K Ω
 Alimentazione: 220 V c.a. 50/60 Hz

L. 44.000 in kit
L. 52.500 montato
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

collegare le alimentazioni dei moduli TG 400 e DM 500 al TP 301, così facendo, nell'ipotesi di un guasto nello stabilizzatore di tensione, non si provocheranno danni al resto del circuito.

Effettuando questo controllo si colleghi l'alimentazione a tutto il sistema e si verifichi che il led D601 lampeggi. Per terminare i test al frequenzimetro occorre regolare il trimmer C307 onde ottenere all'uscita dell'oscillatore 1 MHz esatto. Questa regolazione deve essere fatta con l'impiego di un frequenzimetro digitale.

Finora non abbiamo parlato della parte meccanica per la realizzazione del nostro prototipo. Tutta la parte meccanica è stata realizzata con materiale della ditta Ganzerli. Il contenitore è l'articolo 5010/10 di dimensioni interne di 105x355x150. È necessario realizzare due supporti lunghi 330 mm, per il fissaggio delle piastre e due supporti lunghi 80 mm per il fissaggio del trasformatore di alimentazione; questi supporti possono essere realizzati sfruttando l'articolo 10. Sono anche necessari 8 articoli 40 e 6 articoli 60 per fissare al contenitore i longheroni, la piastra dei potenziometri di controllo della frequenza e il circuito stampato CS 200.

Le schede del frequenzimetro CG 300 e TC 400 sono fissate al telaio mediante un supporto di alluminio piegato ad U. I 6 moduli DM 500 sono direttamente fissati al pannello frontale con due squadrette di alluminio. Le scritte sul pannello frontale sono realizzate con le lettere trasferibili si è poi verniciato il pannello con vernici trasparenti onde rendere indelibili le scritte.

Con questo la descrizione del generatore di funzioni è terminata. Non spieghiamo l'uso dello strumento in quanto è estremamente semplice: si usa come un normale generatore di BF.

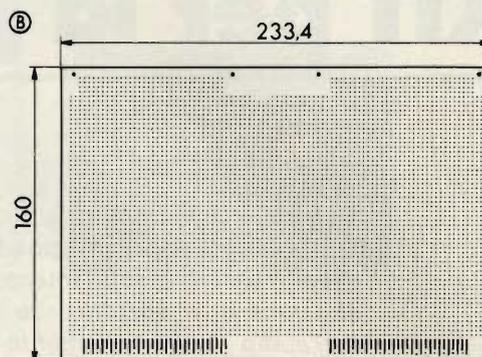
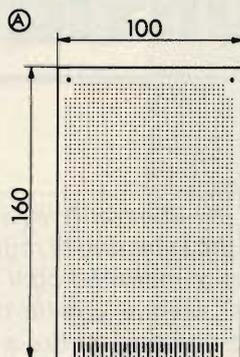
CIRCUITI STAMPATI MODULARI

Circuiti stampati modulari

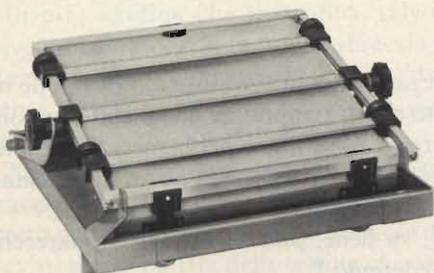
Foratura: passo = 2,54 mm
 ϕ fori = 1,05 mm
 Materiale: Fr4 - vetro epossidico
 autoestinguente

Adatte per connettori:
 a 31 poli - passo = 2,5 mm - DIN 41617
 a 32-64-96 poli - passo = 2,54 mm -
 DIN 41612
 Dimensioni: EUROCARD - DIN 41494
 (per connettori rack 19")

Mod.	Dimens. mm	Fig.	Senza rame	Rame a piazzuole ϕ 2,05
3U	100 x 160	A	00/5801-00	00/5802-00
6U	233,4 x 160	B	00/5801-03	00/5802-03



TELAIO PORTA CIRCUITI



Telaio porta circuiti "BERKEINST"

Porta circuiti stampati tipo standard con una barra scorrevole.
 Dimensioni max d'utilizzo: 210x180 mm
 Mod. TPC1
 LU/6849-00

Telaio porta circuiti "BERKEINST"

Porta circuiti stampati tipo standard con due barre scorrevoli e una centrale.
 Dimensioni max d'utilizzo: 500x220 mm
 Mod. TPC3
 LU/6869-00

Telaio porta circuiti "BERKEINST"

Porta circuiti stampati tipo standard con due barre scorrevoli e una centrale.
 Dimensioni max d'utilizzo: 270x220 mm
 Mod. TPC2
 LU/6859-00

Telaio porta circuiti "BERKEINST"

Porta circuiti stampati tipo standard con due barre scorrevoli e una centrale.
 Dimensioni max d'utilizzo: 500x350 mm
 Mod. TPC4
 LU/6879-00

PINZE BERKEINST

① Pinza taglia-spellafili "BERKEINST"

Adatta per tranciare o spellare fili elettrici con sezione da 0,2 a 6 mm². Costruita in materiale nylon-vetro. Coltelli in acciaio temperato.
 Lunghezza: 155 mm
 Mod. TP1
 LU/1609-00

③ Pinza trancia-piega "BERKEINST"

Adatta per tranciare e piegare terminali di componenti elettronici il cui diametro è compreso fra 0,3 e 1,5 mm senza alcuna operazione di taratura.
 Materiale: alluminio
 Lunghezza: 215 mm
 Mod. TP3
 LU/1629-00

② Pinza trancia-spellafili professionale "BERKEINST"

Adatta per tranciare o spellare, senza alcuna regolazione, fili elettrici da 0,2 a 6 mm² di sezione. Utile anche per cavi multipli. Coltelli in acciaio temperato.
 Lunghezza: 170 mm
 Mod. TP2
 LU/1619-00

④ Pinza piega reofori "BERKEINST"

Adatta per piegare reofori di resistenze, diodi e condensatori. Distanza di piegatura regolabile da un minimo di 12 mm ad un massimo di 50 mm.
 Materiale: alluminio
 Lunghezza: 140 mm
 Mod. TP4
 LU/1639-00



KIT per la pulizia delle testine

È strano, ma innumerevoli audiolifi che utilizzano registratori portatili a cassette, o deck, o altri analoghi apparati, non sanno che le testine di registrazione-ascolto e cancellazione, devono essere assolutamente pulite al massimo ogni 250 ore di funzionamento (in registrazione o in ascolto). Se non si esegue questa manutenzione periodica la qualità dell'audio risulta seriamente compromessa, inoltre a lungo andare gli ossidi depositati sulle testine esercitano una azione abrasiva sul nastro stesso. La pulitura delle testine effettuata tramite stracci, batuffoli di cotone, alcool, spazzolini e simili mezzi, ormai deve essere ritenuta obsoleta; difficilmente riesce bene, talvolta comporta dei danneggiamenti. Ecco allora un kit di pulizia nato proprio per soddisfare le necessità degli audiofili, completo, efficacissimo.

Scena consueta in un laboratorio di riparazioni radio-TV.

Entra un cliente, recando sotto braccio un registratore a cassette o un deck, ed alla richiesta del difetto lamentato, asserisce che l'apparecchio non riproduce più bene gli acuti, stride, non raggiunge il massimo volume.

Il tecnico preme il tasto "PLAY" in modo tale da far sporgere le testine e ne osserva le superfici: sono nere, imbrattate, e recano tracce di pulviscolo.

Il tecnico: "scusi, ma lei è molto che non pulisce le testine?"

L'utente: "come dice? La pulizia delle ... testine? Ma veramente io so che non si deve andare attorno ai pezzi dell'apparecchio, anzi, mi è stato proprio raccomandato di non trafficarci sopra, ma in caso di guasto, di rivolgermi subito al servizio tecnico; cosa vuole che sappia, io? Non sono mica un riparatore ..."

Il tecnico: "ma quando ha comprato l'apparecchio, ci sarà stato un libretto d'uso e manutenzione: lei non l'ha letto?"

L'utente (versione numero uno): "beh, io non sono molto

pratico, e poi le spiegazioni erano confuse ..." (versione numero due): "il libretto era in giapponese; lo sa lei il giapponese?" (versione numero tre): "senta, io per la meccanica non ci sono proprio. Quando l'auto si guasta la porto in officina, e quando si guasta il registratore ..."

Il tecnico: "va bene, va bene; passi a ritirare l'apparecchio dopodomani, provvederemo."

L'utente: "ma come dopodomani! Ma ne ho bisogno stasera per registrare un concerto; non mi ha detto che si tratta di dare solo una pulitina?"

Il tecnico: "sì, ma ci vuole un bel pò di tempo (tende a guardare la notula, a questo punto) guardi quanti apparecchi ci sono prima del suo ..."

Il cliente, andandosene: "l'ho sempre detto io che è una disgrazia rivolgersi ai laboratori ..."

Il tecnico, sbuffando: "sarà una disgrazia anche peggiore se c'è una testina da cambiare, con questi cavoli d'incrostazioni!"
Il cliente se ne va sbattendo la porta.

Come si vede, anche in questo caso, vale il vecchio proverbio che suona: "chi fa da se fa per tre"; infatti, se l'utente avesse pulito regolarmente le testine, avrebbe risparmiato una certa cifra, evitata l'impossibilità d'impiegare l'apparecchio per un certo tempo, escluso il pericolo del guasto.

Ma quanti sono gli audiofili che provvedono regolarmente alla pulizia delle testine? Secondo quel che ci suggerisce la nostra esperienza, pochi; e quanti effettuano bene il lavoro detto? Pochissimi! In tal modo, appunto, registratori e deck guasti a causa di una cattiva manutenzione abbondano in tutti i laboratori.

Vediamo; come si deve fare per avere le testine lustre e terse, cosa è necessario? Il metodo tradizionale, il più terra-terra, è munirsi di uno straccetto, legarlo in cima ad un bastoncino, bagnarlo nell'alcool denaturato, poi premere il tasto PLAY della macchina facendo sporgere le superfici delle testine e strofinare, strofinare, strofinare ancora. Il metodo presenta diverse incognite. Le testine recano uno sporco composito,



dei registratori

formato da grasso, depositi carboniosi provenienti dall'aria dell'ambiente (cenere di sigaretta sospesa, pulviscolo da riscaldamento, atmosfera inquinata tritume), da tracce di ossido del nastro, microscopici frammenti metallici e via di seguito

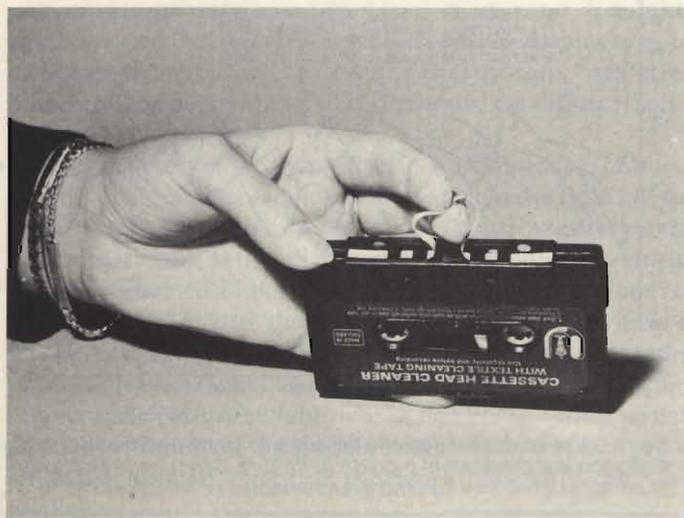
Spesso, con il solo alcool, non si riesce a dissolvere questa mistura, che si presenta tenace, e solo una pulizia *integrale* restituisce all'apparecchio la migliore risposta. È da notare, che gli audiofili esperti, usano pulire le testine oltre che periodicamente, *anche tutte le volte che intendono registrare un concerto piuttosto lungo.*

In più, strofina che ti strofina, talvolta il legnetto va di traverso ed ahinoi! Il tampone sbreccia il delicato rocchetto che porta l'avvolgimento e la testina è da gettar via. Notoriamente, le testine di ricambio, hanno quasi sempre dei costi elevati.

Allora? Allora, è meglio dimenticarsi dei legnetti, degli stracci, dell'alcool e seguire il progresso. Cosa intendiamo? Presto detto: oggi vi sono in commercio dei kit appositamente previsti per la pulizia delle testine che assicurano una pulizia esemplare, senza nessun rischio ed in più ottenuta rapidamente.

Allora? Allora, è meglio dimenticarsi dei legnetti, degli stracci, dell'alcool e seguire il progresso. Cosa intendiamo? Presto detto: oggi vi sono in commercio dei kit appositamente previsti per la pulizia delle testine che assicurano una pulizia esemplare, senza nessun rischio ed in più ottenuta rapidamente.

Tale kit (figura 1) comprende una bomboletta spray ed una cassetta. La prima, contiene un solvente nebulizzabile estremamente più efficace del semplice alcool ma assolutamente non corrosivo. La seconda (la cassetta) contiene un nastro, di tessuto non abrasivo.



Bomboletta e cassetta formano la coppia ideale per la pulizia.

Vediamo l'impiego: dopo aver aperto il coperchio del vano-cassette del registratore, si premerà il tasto **PLAY** facendo sporgere le testine. In modo da controllare le superfici. La bomboletta è munita di un tubetto plastico il quale permette di dirigere il getto e sarà infilato sull'ugello, a pressione. Si spruzzerà il liquido sulle testine, basta un solo secondo per testina.

Si premerà il tasto **STOP** del registratore per far rientrare le testine, si inserirà la cassetta pulente, e si premerà di nuovo il tasto **PLAY** per far scorrere il nastro.

L'azione combinata del liquido e dello stofinìo del nastro di tessuto porterà a nuovo le superfici delle testine magnetiche, anche nei casi più difficili (sporco lasciato invecchiare, incrostazioni).

Un registratore che presenti seri scadimenti nella banda passante, che manifesti un notevole rumore di fondo e la distorsione degli acuti, con questa "cura di ringiovanimento", tornerà ad offrire le prestazioni migliori.

Ci si deve rammentare che la pulizia delle testine deve essere ripetuta ogni 50 ore di lavoro per i registratori "normali" che non hanno pretese di eccezionale fedeltà, che non impiegano cassette "METAL".

Gli apparecchi dalla qualità più elevata, dovrebbero essere sottoposti a pulizia completa, lasciando scorrere tutto il nastro ogni 20-25 ore di lavoro.

Al termine del ciclo di lavoro, la cassetta sarà recuperata per le operazioni successive.

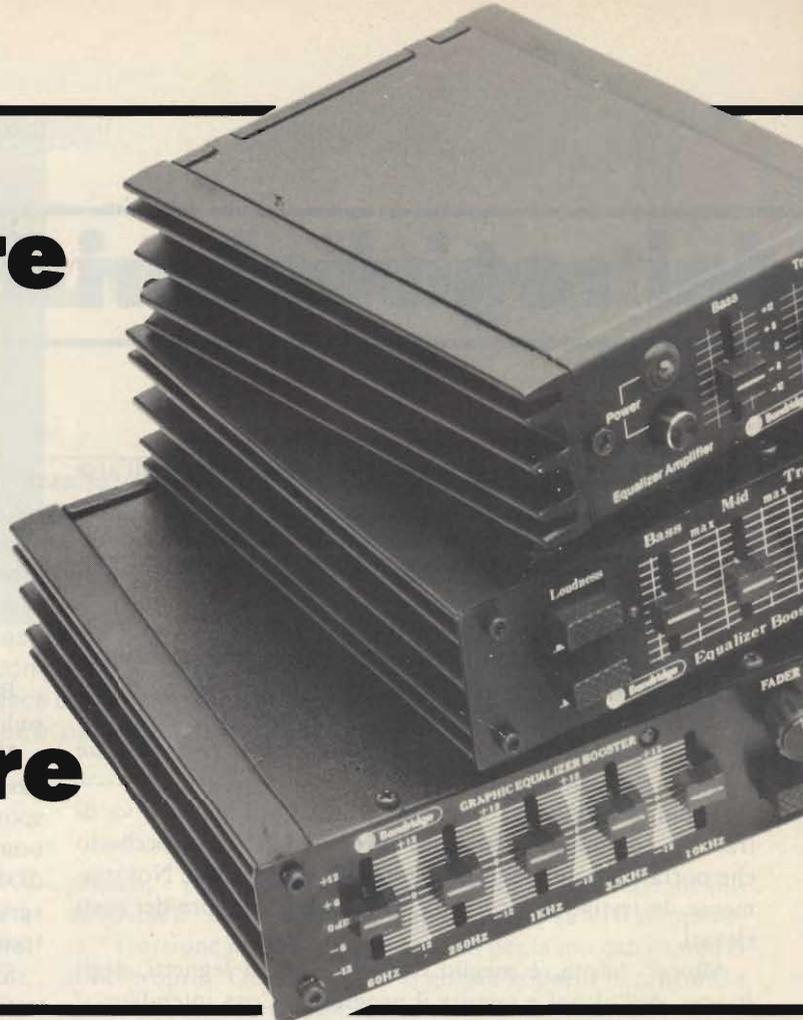
Non occorre alcun'altra precauzione, per l'impiego.

Finalmente è possibile gettare nel cestino alcool, bastoncini, stracci, cotone idrofilo, spazzolino, strisce di cartone ed altri pericolosi marchingegni.

È il progresso! ■

Amplificatore stereo HI-FI per auto da 30 + 30W, munito di equalizzatore grafico.

di M. Capella



In pochissimo tempo, gl'impianti di sonorizzazione per autovetture, che per molti lustri erano rimasti allo stato embrionale (solo autoradio, e in seguito radio stereo più riproduttore di nastri **dalla piccola potenza**), hanno compiuto un enorme balzo qualitativo, iniziando a rivaleggiare in tutte le prestazioni con i classici sistemi HI-FI per abitazione. Abbiamo già trattato due amplificatori di potenza miniatura ultralineari, per l'impiego "mobile", costruiti dalla nota Bandridge, ed ora descriveremo un complesso ancora più ambizioso: si tratta di un "power" che incorpora il proprio equalizzatore grafico.

Come vedremo tra poco, l'equalizzatore, impiegato nell'automobile, è tutt'altro che un lusso, ma forse un complemento indispensabile ...

Come abbiamo spiegato nel precedente articolo di questa serie, che intende aggiornare alla perfezione i lettori sugli ultimi dispositivi studiati per la sonorizzazione HI-FI delle autovetture, sino a qualche anno fa non si poteva parlare di ascolto "mobile" ad alta fedeltà, perché gli apparati autoradio, così come i lettori di nastri non disponevano della potenza sufficiente per sovrastare i rumori ambientali, e se il volume di questi dispositivi era portato al massimo, al frastuono si sommava anche l'inevitabile distorsione, con un andamento del tipo "di male in peggio". Poi sono venuti gli amplificatori, "booster" HI-FI stereo, che erogano delle potenze di 30 +

30W ed altre con un minimo pilotaggio, hanno consentito la realizzazione di "veri" impianti di riproduzione ad alta fedeltà per automobile, dotati della giusta dinamica, della possibilità di superare lo strepito della corsa, il rombo del motore, le vibrazioni.

È però un fatto, che nessuna automobile, sul piano dell'acustica ha un responso eguale ad un'altra; poniamo che si abbia un ottimo riproduttore di nastri, un eccellente amplificatore di potenza Bandridge, ed una fine coppia di altoparlanti a due o tre vie dalla potenza adatta all'amplificatore. Bene,

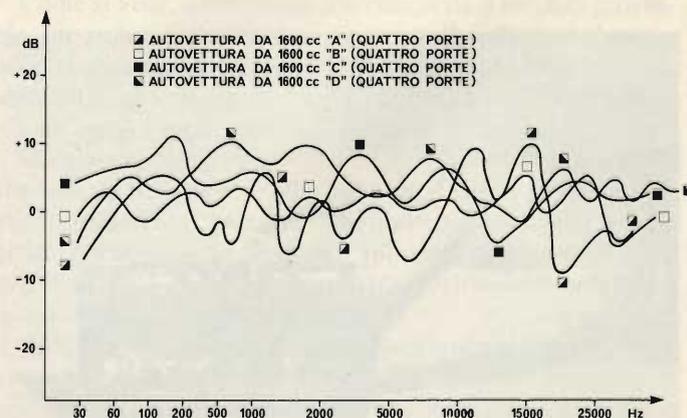


Fig. 1 - Grafico della diffusione dei suoni in quattro abitacoli di vetture analoghe per dimensioni e grado di finitura. Si notino le esaltazioni e le compressioni, che variano grandemente.

market



se noi spostiamo questo complesso, *senza nulla mutare*, da una Fiat Ritmo ad una 132, da un Wolkswagen Polo ad una Porsche, da un'Alfasud ad un'Alfa sei cilindri, otterremo suoni diversi.

Così, se eseguiamo lo spostamento tra vetture della medesima classe e dalle misure non molto dissimili, esempio Lancia Delta, Citroën 1220, Opel Kadett 1300 S, Renault 5 TS; oppure Autobianchi A 112, Ford Fiesta 1100 L, Leyland Allegro 1300, Talbot Horizon GL: *figura 1*.

Su di una automobile, il responso ricavato sarà più cupo, sull'altra più squillante, sulla terza si noteranno degli strani rimbombi e così via.

Il motivo di queste grandi variazioni, è che l'interno di un'autovettura ripropone i problemi di un vano di ascolto casalingo, ma ingigantiti, perché lo spazio è minore e le differenze nella finitura, nei tessuti, nelle strutture, "nell'arredamento", nella possibilità di collocazione dei diffusori sono dilatate.

Se ci si accontenta di una buona riproduzione, tramite i controlli di tono, è possibile compensare in parte tutte queste caratteristiche aleatorie, specie se si ha la pazienza di regolare i comandi in base al tipo di musica che si riproduce di volta in volta. Un classico audiofilo però è incontentabile per natura; pochi amatori di altre discipline sono altrettanto cavillosi e insofferenti del più piccolo difetto. Ciò è tanto vero, che gli impianti "casalinghi" degli amatori dell'alta fedeltà sono sempre delle cosiddette "fabbriche di San Pietro" come si dice a Roma, o "fabbriche del Duomo" come si dice a Milano, vale a dire mai ultimati, sempre in evoluzione, soggetti a continue migliorie.

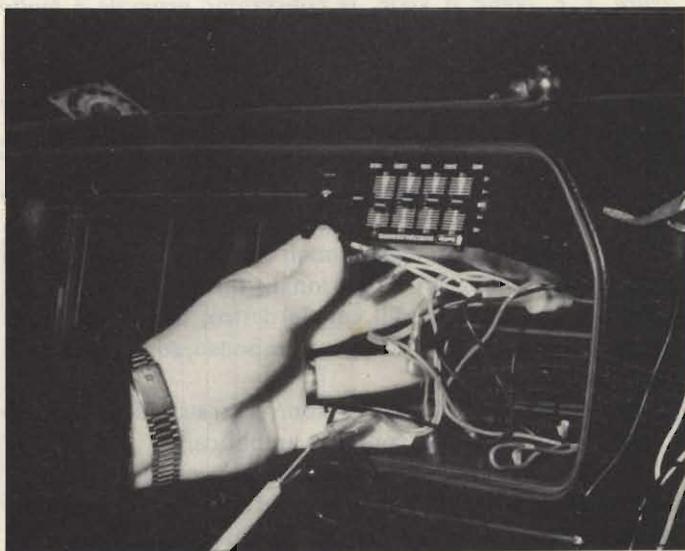
Il nostro personaggio, quindi, non avrà pace se non potrà "spegnere" una data vibrazione parassitaria, un certo scompenso nella riproduzione dei bassi, una risonanza. Nell'ambito dell'appartamento, ciò può essere ottenuto spostando un mobile, portando altrove un vaso o cambiando un tendaggio. In macchina, al contrario, non è certo possibile togliere una poltroncina, aprire un grosso foro sul tetto o sostituire il materiale che serve di base per il pannello della strumentazione, quindi è *l'impianto di riproduzione* che deve essere adeguato al luogo d'ascolto, e siccome i controlli di tono giungono sino ad un certo punto, ciò che serve è un *equalizzatore grafico*. Con questo dispositivo, se ad esempio i toni medi sono fortemente riverberati e risultano predominanti, è possibile diminuire leggermente la risposta a 250 Hz, 1.000 Hz e 3.500 Hz lasciando esattamente eguale il responso ai bassi ed agli acuti. Se si ha una perdita di "vivacità" nei bassi e contemporaneamente nelle frequenze medio-alte (si riveda la curva della *figura 1*) è possibile compensarla, e così per ogni altra anomalia.

In pratica, riproducendo un nastro noto, e regolando con pazienza gli "sliders" dell'equalizzatore, è possibile appianare ogni discordanza, e raggiungere quel responso "piatto" che è la meta finale di ogni intenditore di musica, o, volendo, ottenere un'esaltazione delle frequenze preferite, basse, ad esempio, quelle che fecero un tempo la fortuna dei juke-box, con progressive sfumature.

Certi di trovare concordi i lettori audiofili, non ci sembra necessario proseguire. Moltissimi automobilisti appassionati di musica, però, a questo punto penseranno *al costo* di un sistema amplificatore di potenza munito del proprio equalizzatore grafico, e penseranno che si tratti del solito "dispositivo-per-pochi".

Ora, strano e straordinario a dirsi, nel campo delle apparecchiature HI-FI per uso mobile, se si sa scegliere bene la marca, si rilevano dei prezzi *notevolmente bassi*, che non hanno riscontrato nei sistemi "fissi" (o per abitazione) tanto che in certi casi, converrebbe acquistare questo genere di dispositivi ed impegnarli in casa alimentati a 12V!

Ci riferiamo in particolare alla produzione Brandridge-GBC, ed intendiamo appunto commentare l'ottimo ampli-



Fase di montaggio dell'amplificatore stereo per auto da 30 + 30 W munito di equalizzatore grafico.

catore stereo munito di equalizzatore a cinque punti di regolazione, modello "KC/5200-00".

Vediamo subito le caratteristiche di questo interessantissimo complesso, che risulta decisamente economico.

SPECIFICHE TECNICHE

Potenza d'uscita	: 30 + 30 W su carico da 4 Ω.
Responso in frequenza	: 30 ÷ 30.000 Hz.
Indicatore di accensione	: a LED.
Impedenza dei carichi applicabili	: 4 - 8 Ω.
Rapporto segnale/rumore	: migliore di 58 dB.
Alimentazione	: da 11 a 16V cc, con negativo a massa.
Semiconduttori impiegati	: 7 IC.
Punti di controllo in frequenza	: 60, 250, LK, 3, 5K e 10 KHz.
Gamma di regolazione dei controlli	: +/- 12 dB.
Tipi di controllo	: a scorrimento con indicazione della posizione centrale a scatto.
Dimensioni	: larghezza 160 mm, altezza 40 mm, profondità 160 mm.
Peso	: 1,2 Kg.
Altri controlli	: "Fader" ed interruttore generale.

Prestazioni di classe, quindi, in un ingombro tanto ridotto da poter essere definito "miniatura".

Immaginiamo che ora tutti i lettori siano curiosi all'estremo nei confronti della circuiteria dell'apparecchio, e noi, per non deluderli, ci siamo procurati il permesso di riprodurre l'intero schema elettrico, completo di valori.

È arcinoto che tutte le Aziende sono estremamente contrarie a dare licenze del genere, quando si tratta di apparati nuovi, e molto traenti, per ovvie ragioni di riservatezza. Dobbiamo quindi rivolgere pubblico ringraziamento alla G.B.C. Italiana. Lo schema del brillante "KC/5200-00" appare nella figura 2, e, come si vede, la concezione generale è molto moderna.

S'impiegano unicamente circuiti integrati!

Tre di questi, IC2a, IC2b, ed IC3 sono dei quadrupli amplificatori operazionali a basso rumore, e gli altri quattro, IC4, IC5, IC6 ed IC7 sono amplificatori di potenza.

Vediamo come funziona il tutto. I segnali che provengono dall'autoradio o dal lettore di nastri, "SG IN" sono avviati a due degli amplificatori operazionali contenuti negli IC2a. Gli altri dieci amplificatori operazionali, formano ciascuno un filtro attivo (cinque per il canale destro, altrettanti per il canale sinistro). Tutti i filtri, per il responso, sono controllati dai regolatori "VR1 - 5".

Quando questi potenziometri sono centrati, i filtri lavorano a larga banda, senza attenuare o amplificare.

Allorché un comando è spostato verso l'alto o verso il basso, il filtro corrispondente inizia ad esaltare o ad attenuare la frequenza prestabilita tramite le reti R/C. La massima attenuazione è di 12 dB, così la massima esaltazione. I filtri sono del tutto indipendenti.

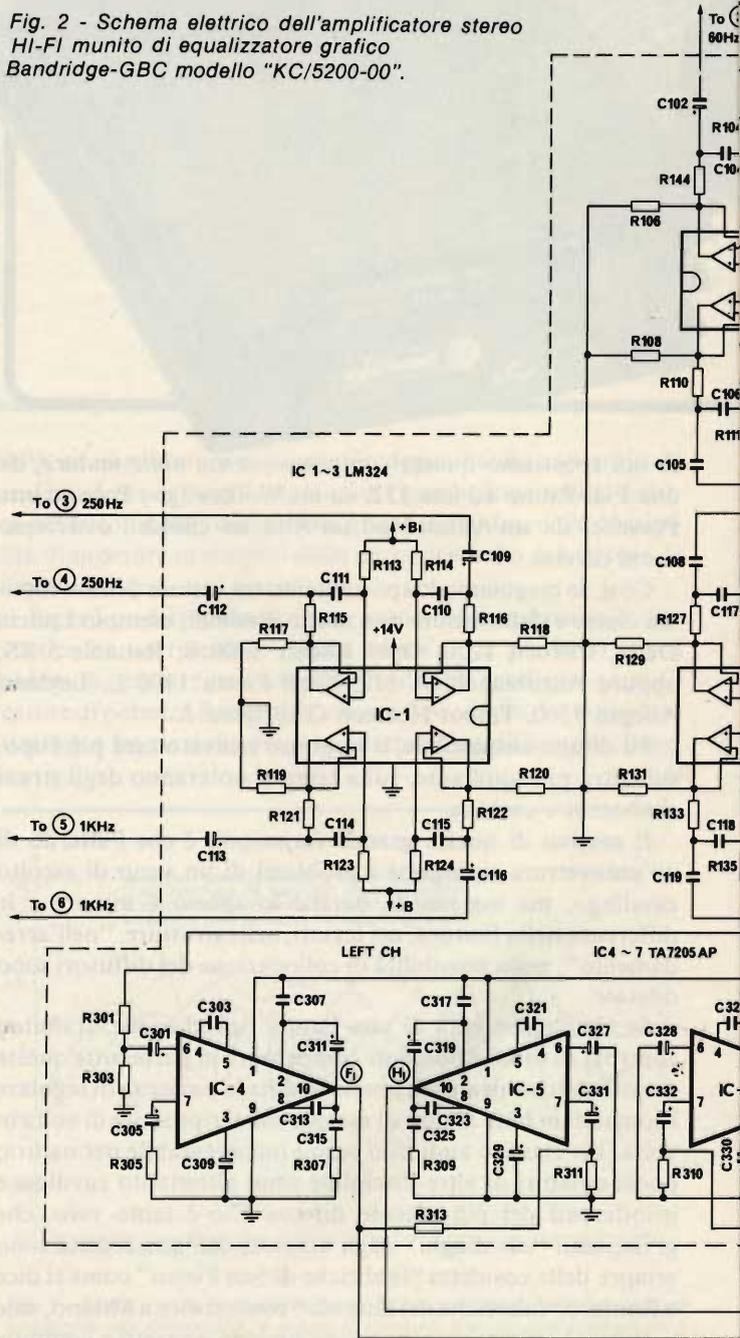
Chi desidererebbe un'analisi approfondita su questo genere di dispositivi, veda il manuale "Audio Handbook", edizione italiana, Gruppo Editoriale Jackson, Milano, pagina 2-54 e seguenti.

Le uscite del gruppo-filtri giungono agli amplificatori di potenza. Anche su questi dobbiamo spendere due parole.

Notoriamente, quando si progetta un qualunque "power", prima di tutto, o quasi, si stabilisce la tensione di funzionamento, che può essere ad esempio 60V, o per grandi potenze 80V o più. In questo caso, i progettisti non hanno potuto fare alcuna scelta, perché il valore dell'alimentazione era prefissata, quella della batteria dell'auto, molto bassa; apparentemente *troppo* bassa per ricavare una potenza già importante come quella di 30 + 30W.

I progettisti della Bandridge, hanno risolto il grosso handi-

Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore stereo HI-FI munito di equalizzatore grafico Bandridge-GBC modello "KC/5200-00".



cap, collegando "a ponte" gli amplificatori di potenza, due per ciascun canale. La connessione a ponte, è ingegnosa perché da ciascuna coppia non si ottiene una potenza doppia, rispetto ad un singolo elemento bensì *quadrupla*. In tal modo, appunto, è possibile ricavare con soli 12V nominali, 30W da IC4 ed IC5, ed altrettanti da IC6 ed IC7. I circuiti d'impiego degli IC finali di potenza sono classici, e, potenza a parte, hanno una certa somiglianza con quelli ai quali siamo abituati: ciò per i disaccoppiamenti, i sistemi limitatori di banda, le controreazioni ecc.

All'uscita, è da notare il doppio potenziometro VR6, definito "Fader". Questo serve quando come carico s'impiegano quattro altoparlanti invece dei soliti due, cioè una coppia anteriore (ad esempio sistemata negli sportelli) più una posteriore (ad esempio montata nel lunotto).

Regolando VR6 si possono pilotare maggiormente le copie anteriori o posteriori. La figura 3 mostra lo schema di tutte le connessioni tra la sorgente di programma, radiorecettore o lettore di nastri, l'amplificatore-equalizzatore, e gli altoparlanti. Rispetto allo schema elettrico, "F" significa *front* frontale, ed "R" *rear* posteriore.

Non si deve però pensare che questo sia un sistema "quadrifonico", perché la quadrifonia, malgrado gli sforzi di molte aziende multinazionali che se ne sono interessate è rimasta poco più in là del livello sperimentale, ha avuto poco successo e moltissime critiche ... forse perché noi abbiamo due sole orecchie e non quattro!

Si tratta quindi di un ottimo stereo, che grazie al "fader" può dare un'immagine "pseudo-quadrifonica", eccitante.

Proseguiamo con le connessioni. Ovviamente, prima di

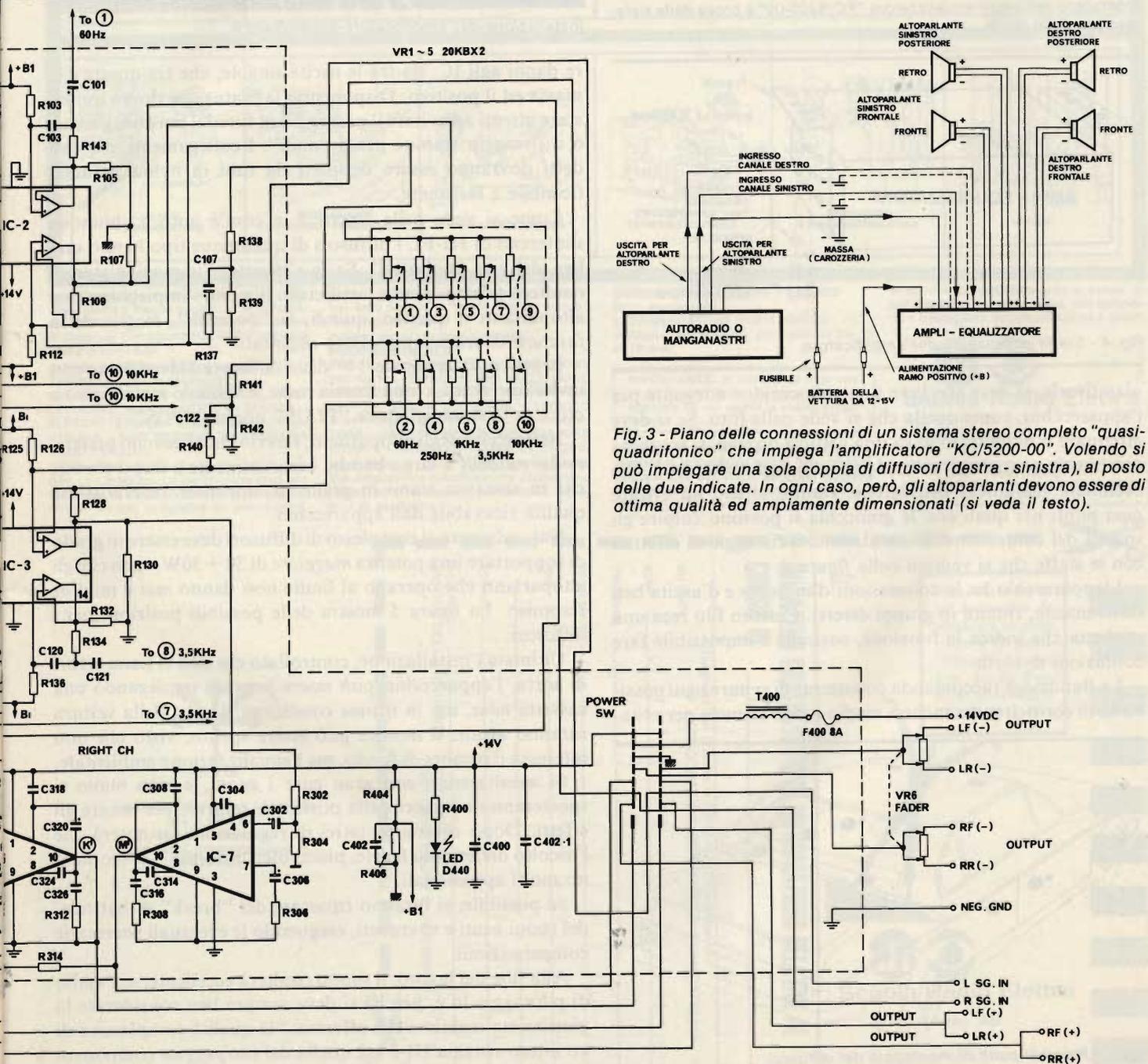
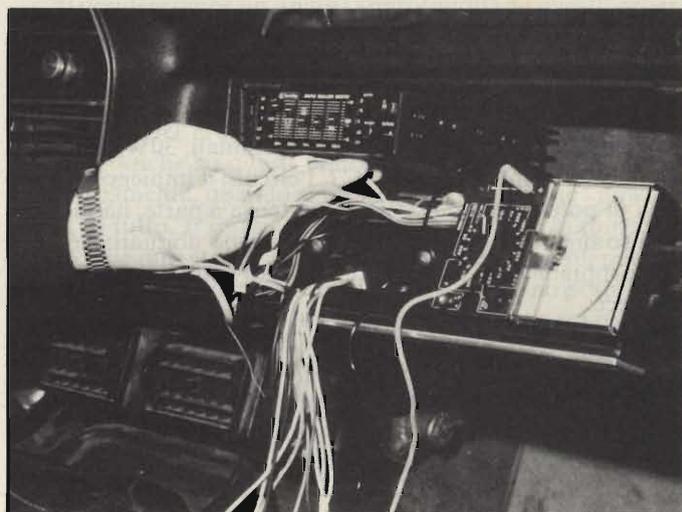


Fig. 3 - Piano delle connessioni di un sistema stereo completo "quasi-quadrifonico" che impiega l'amplificatore "KC/5200-00". Volendo si può impiegare una sola coppia di diffusori (destra - sinistra), al posto delle due indicate. In ogni caso, però, gli altoparlanti devono essere di ottima qualità ed ampiamente dimensionati (si veda il testo).



Montaggio dell'amplificatore-equalizzatore "KC/5200-00" e prova della sistemazione delle staffe.



Installazione dell'amplificatore-equalizzatore.

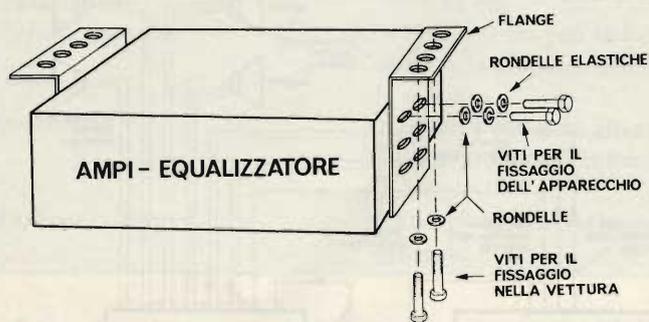


Fig. 4 - Staffe di fissaggio dell'amplificatore.

pianificarle, si deve scegliere una collocazione adeguata per l'apparecchio, come quella che si vede nella foto. Se si deve effettuare il montaggio su di una vettura diversa, si sceglierà una posizione analoga, sotto al pannello degli strumenti, nella eventuale plafoniera disponibile, stando attenti ad evitare quei punti nei quali con le ginocchia si possono colpire gli spigoli del contenitore. Normalmente il fissaggio si effettua con le staffe che si vedono nella figura 4.

L'apparecchio ha le connessioni d'ingresso e d'uscita ben differenziate, riunite in gruppi diversi. Ciascun filo reca una etichetta che indica la funzione, cosicché è impossibile fare confusioni di sorta.

La Bandridge raccomanda comunque di evitare ogni possibilità di cortocircuito anche a medio-lungo termine per evita-

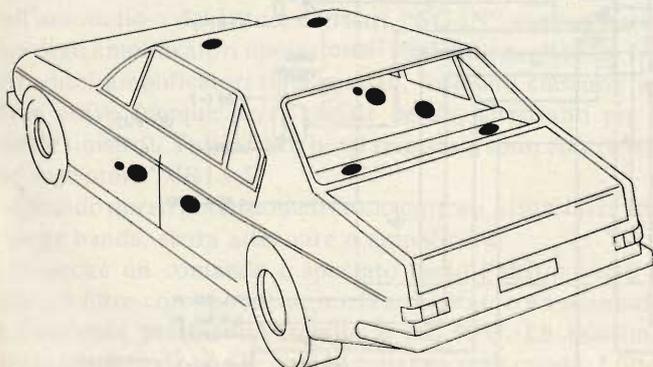


Fig. 5 - Possibili punti di montaggio dei diffusori.

re danni agli IC; sia tra le uscite singole, che tra queste e la massa ed il positivo. Disponendo la filatura, si dovrà quindi stare attenti ad evitare il passaggio in fori dal bordo tagliente, o il fissaggio tramite ganci "nudi". I collegamenti, nei casi detti dovranno essere ricoperti da tubi in nylon pesante, flessibile e resistente.

Come si vede nella figura 3, e com'è noto a chiunque s'interessi di HI-FI, i diffusori di qualunque tipo hanno una ben definita "polarità". Se la s'inverte, l'immagine stereo, risulterà falsata, piatta, artificiale. Sia che s'impieghino due altoparlanti o quattro, quindi, la "polarità", meglio detta *fasatura* dovrà sempre essere rispettata.

In genere, il terminale "+" di un diffusore è identificato con un bollino rosso, o una freccia rossa, o simbolo matematico a croce, e la stampigliatura "PLUS" oppure "POS".

Nella scelta degli altoparlanti, è ovvio che si devono preferire dei modelli a larga banda, eventualmente a due o tre vie, che in sostanza siano in grado di esprimere l'elevatissima qualità ricavabile dall'apparecchio.

Naturalmente, il complesso di diffusori deve essere in grado di sopportare una potenza *maggiore* di 30 + 30W, visto che gli altoparlanti che operano al limite non danno *mai* il miglior responso. La figura 5 mostra delle possibili posizioni per i diffusori.

Ultimata l'installazione, controllato che non vi siano errori di sorta, l'apparecchio può essere provato impiegando una cassetta *nota*, ma in ottime condizioni. I vetri della vettura saranno alzati. Il motore può essere spento, visto che non interessa il rumore di fondo, ma l'equalizzazione ambientale.

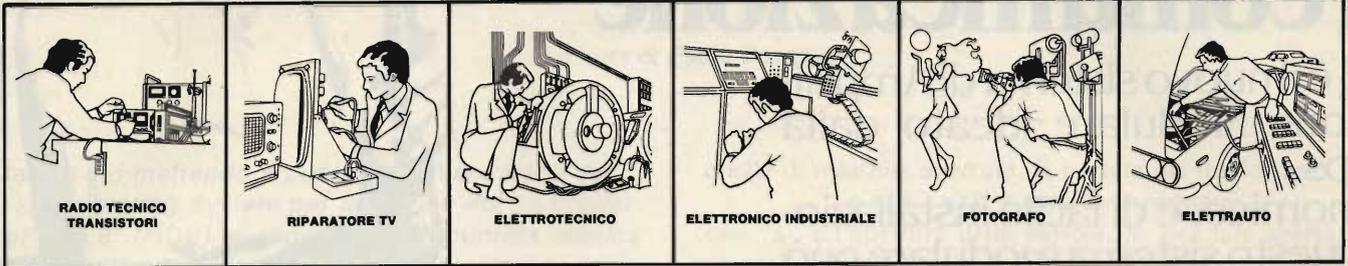
Si ascolteranno con gran cure i suoni, e man mano si sposteranno i cursori dalla posizione centrale per notare gli effetti. Dopo diversi tentativi di regolazione, si noterà che l'ascolto diviene più fedele, piacevole; "rotondo", come dicono molti appassionati.

Se possibile, si faranno ripassare dei "break" di batteria, dei suoni acuti e sovracuti, eseguendo le eventuali necessarie compensazioni.

Alla fine del lavoro, il suono risulterà eccellente, se l'audio di pilotaggio lo è, perché si deve sempre ben considerare la giustissima massima che afferma: "la qualità complessiva di un intero sistema HI-FI, è quella del suo *peggiore* componente". Una prova ulteriore potrà essere eseguita in movimento.

NOI VI AIUTIAMO A DIVENTARE "QUALCUNO"

Noi. La Scuola Radio Elettra. La più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Noi vi aiutiamo a diventare «qualcuno» insegnandovi, a casa vostra, una di queste professioni (tutte tra le meglio pagate del momento):



RADIO TECNICO TRANSISTORI

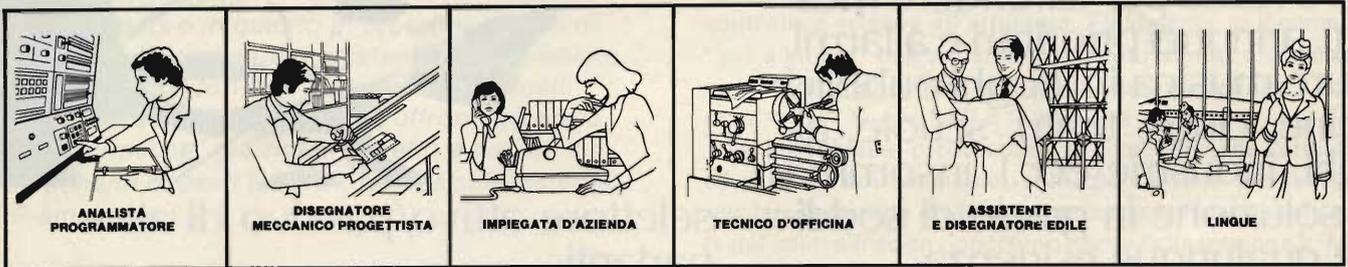
RIPARATORE TV

ELETTROTECNICO

ELETTRONICO INDUSTRIALE

FOTOGRAFO

ELETTRAUTO



ANALISTA PROGRAMMATORE

DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA

IMPIEGATA D'AZIENDA

TECNICO D'OFFICINA

ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE

LINGUE

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

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

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

potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

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

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

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

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

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucate senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi

vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra
Via Stallone 5/ F7
10126 Torino

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

CANARD

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

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

NOME _____
COGNOME _____
PROFESSIONE _____
VIA _____
COMUNE _____
COD. POST. _____
MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE

F7

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



Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD



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

SQ6

Dalla Philips un nuovo concetto di comunicazione

SQ6 è il nuovo sistema di Amplificazione Modulare ideato dalla Philips.

Economico, e di facile installazione, questo sistema modulare può essere usato per diffondere messaggi, annunci prioritari e allarmi, oppure musica in luoghi pubblici (piscine, clubs, teatri, scuole, alberghi, industrie ecc.), insomma una soluzione in grado di soddisfare qualunque esigenza.

SQ6 comprende:

- una unità base con possibilità di scelta da 50 - 100 - 200 Watt.

Moduli disponibili:

- lettore continuo di cassette standard
- sintonizzatore Am - FM
- modulo ingressi universali
- modulo allarme e/o generatore di gong

- selettore attivo/passivo di altoparlanti

SQ6, oltre ad avere i collegamenti dei moduli tutti spinati, permette il collegamento di microfoni o altre sorgenti sonore mediante spine standard.

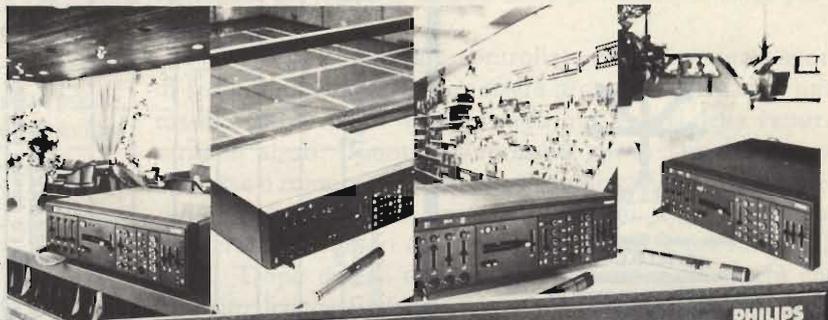
Gli altoparlanti collegabili possono essere scelti fra tutta la gamma la cui qualità è garantita dal marchio Philips.



SQ6

Sistema di amplificazione modulare

Desidero ricevere informazioni dettagliate
sul sistema SQ6



DAY ADI

Nome _____

Azienda _____

Indirizzo _____



PHILIPS

Philips S.p.A. - Reparto ELA-MD Tel. 6445
V.le Fulvio Testi, 327 - 20162 MILANO

Digitale-Microcomputer

a cura di Paolo Bozzola

Mentre sto mettendo a punto una descrizione del Disk Operating System per la E502 e del controller per 5" e 8" (HDE), vi propongo una puntata tecnica sulla conversione da Digitale ad Analogico (D to A conversion).

Fatene ... tesoro in quanto in prossimi articoli di Musica Elettronica sarà marcatamente incentivato l'uso di Convertitori D-A integrati, come quelli descritti in questo articolo, che offrono garanzie di "performance" più rigide rispetto a circuiti a componenti discreti (IC vari, reti resistive esterne, OP-amps, etc.).

Un po' di teoria

È necessario chiarire le idee sulla conversione da digitale ad analogico, e cercherò di essere "accessibile" da parte di tutti.

Non si offendano dunque gli addetti ai lavori: ma occorre in ogni caso almeno definire che "la conversione D-A" è un procedimento che permette di trasformare, secondo opportune scale, dei valori espressi in numeri binari in valori di una grandezza analogica (tipicamente una tensione o una corrente).

La conversione avviene sfruttando opportuni circuiti che dunque prendono il nome di "Convertitori Digitali-Analogici".

La prima domanda che viene in mente riguarda "il senso" di una tale conversione. La risposta deriva senz'altro da una analisi delle attuali tendenze nella automazione dei controlli, che ormai vengono sempre più realizzati da macchine che si basano su schede a microprocessore. Esistono ad esempio delle schede "CPU" che contengono una CPU, ROM, RAM ports di I/O, e che sono già pronte per essere inserite nella struttura di controllo prospettata, ovviamente dopo che l'utente ha elaborato il suo software (che di solito per piccole serie è posto su Eprom) e lo ha installato sulla scheda CPU stessa. Facciamo un semplicissimo esempio.

Ammettiamo di avere una macchina il cui funzionamento dipende da una situazione che è istante dopo istante descritta dallo stato di 8 sensori, per esempio dei finecorsa, che danno una semplice informazione binaria "on/off". Immaginiamo poi che la macchina abbisogni, sempre istante per istante, di essere regolata in una variabile, che ammettiamo sia una portata di fluido. Riteniamo che tale fluido passi attraverso una valvola: riteniamo anche che il comportamento della valvola sia lineare con una caratteristica di saturazione (veda- si figura 1). In tal caso, fra la situazione di valvola chiusa e

quella di massima apertura, la portata del fluido sarà:

$$p = k \cdot a \quad (k = \text{opportuna costante})$$

ove "a" è l'apertura della valvola. Se ora tale apertura è controllata da un attuatore, ad esempio pneumatico o oleodinamico, la relazione diventa $p = k' \cdot G$, ove "G" è la variabile controllata relativa all'attuatore. Finalmente, se il comando "più a monte" dell'attuatore è ottenuto tramite una tensione opportuna applicatagli, ecco che la relazione definitiva diventa: $p = k'' \cdot V$, ove "V" è la suddetta tensione.

Non dobbiamo preoccuparci di come funziona l'attuatore ed il resto: noi sappiamo solo che esiste la possibilità di regolare la portata del fluido semplicemente fornendo in uscita dal controllore un opportuno valore della tensione V. Ma il controllore è basato sulla nostra scheda a microprocessore e da tale scheda l'unico modo per "colloquiare" con il mondo esterno avviene tramite un Port di I/O, e quindi tramite un dato di zeri e uni, binario: se il Port è di 8 bits, è possibile fare sì che ad ognuno dei 256 valori diversi rappresentabili all'uscita del Port sia associabile un valore di V? La risposta è ovviamente positiva: basta usare un opportuno convertitore

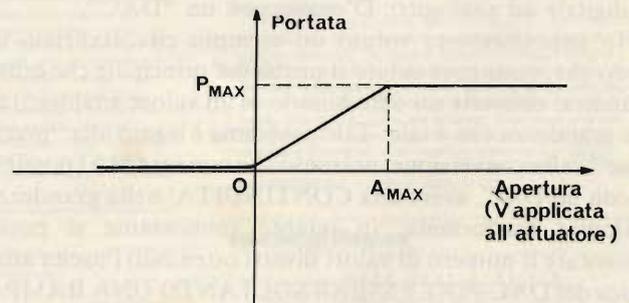


Fig. 1 - Relazione richiesta per controllare la valvola.

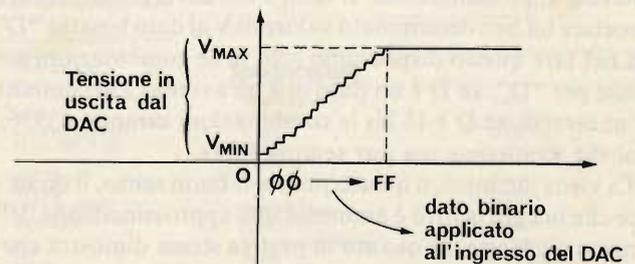


Fig. 2 - Funzione ottenibile con un D-A-C.

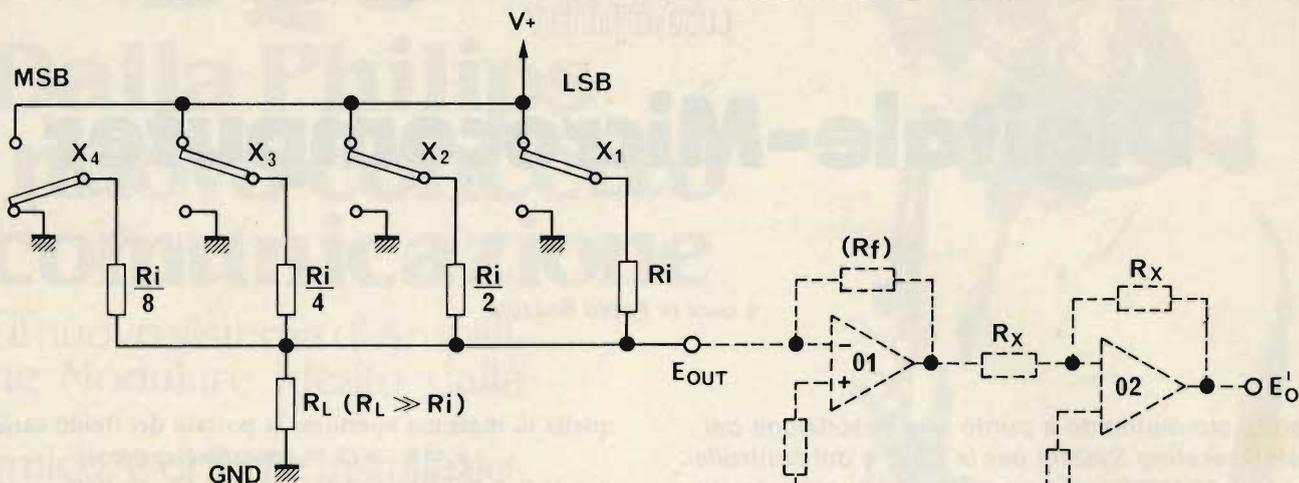


Fig. 3 - Rete resistiva che forma un DAC: il dato da convertire è, nella figura: 0111.

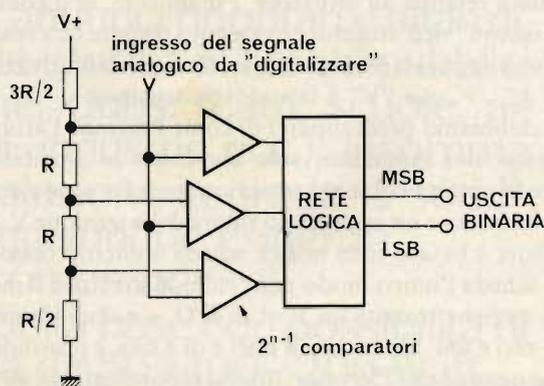


Fig. 4 - Secondo tipo di rete per DAC (R-2R).

Questa parte è illustrata solo per facilitare la comprensione del funzionamento DAC.

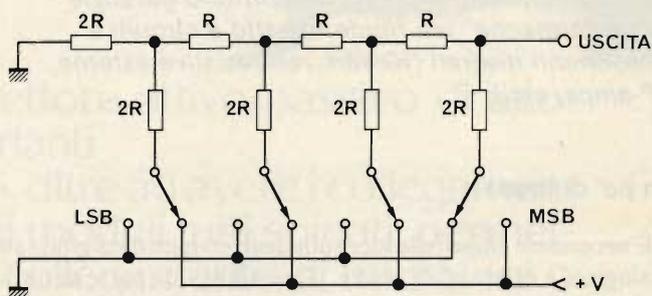


Fig. 5 - ADC "FLASH" (a 2 BIT).

da digitale ad analogico. D'ora in poi: un "DAC".

Ho appositamente voluto un esempio circostanziato di modo che, scaturisce subito il problema principale che esiste quando si converte un dato binario in un valore analogico di una grandezza che è tale. Tale problema è legato alla "precisione" della conversione, nel senso che non sarà MAI possibile, con un DAC, avere una CONTINUITA' nella grandezza analogica trasformata, in quanto (nonostante si possa aumentare il numero di valori diversi ottenibili) l'uscita analogica del DAC PUO' ESSERE SOLTANTO UNA RAMPA A GRADINI (figura 2) e, se confrontiamo tale uscita con la relazione che ci serve (figura 1) notiamo subito che esiste una notevole approssimazione. Il fatto è che noi ci proponiamo di associare un ben determinato valore di V al dato binario "D"; ma nel fare questo disponiamo solo delle combinazioni ammesse per "D": se D è un dato di 8 bit avremo 256 combinazioni diverse; se D è 16 bit le combinazioni saranno 65536; e così via, tantissime ma pur sempre finite.

Ci viene incontro, a questo punto, il buon senso, il quale ci dice che in ogni lavoro è ammessa una approssimazione delle funzioni richieste, in quanto la pratica stessa dimostra che è assurdo, per esempio, avere una approssimazione di una parte su 65 mila all'uscita del DAC se poi il dispositivo che sta a valle ha una precisione, nella risposta alla variabile di controllo, di una parte su cento!

Senza dubbio esistono convertitori a 16 bit, ma costano molto e quindi il loro uso deve essere fatto con consapevolezza.

Ricapitolando: noi "passiamo" un dato binario al DAC e questo converte il dato in una tensione "V". Ogni combinazione diversa dei bit che formano il dato in ingresso provoca una diversa V in uscita dal DAC. Quindi:

- * Il DAC fornisce in uscita una grandezza analogica "quantitativa, ovvero discontinua, "a gradini".
- * Il numero dei "gradini della suddetta rampa corrisponde al numero di combinazioni diverse ottenibili con dato binario in ingresso, ovvero 2 elevato alla "n" ove "n" è il numero dei bits del dato.
- * Ad un solo valore (gradino) della grandezza analogica in uscita corrisponde uno ed un solo dato binario in ingresso: la corrispondenza è univoca.

Dopo ciò, dato che per ora il nostro DAC è ancora una "scatola nera", è necessaria una lieve trattazione teorica su come avviene la conversione D-A, dopodichè passerò a mostrare alcuni esempi di DAC commerciali.

Un pò di pratica

Il succo del discorso fatto finora è che, lavorando in binario, tutto diventa "discreto": si lavora con valori rigidamente quantizzati (1,2,3,4 ...) e valori intermedi non sono ammessi.

Abbiamo visto però che si può approssimare una variazione continua della grandezza analogica da generare in uscita con una funzione a scalini, purchè ogni scalino sia così "basso" che la differenza fra uno e l'altro sia quasi impercettibile (anche se c'è!).

Resta da vedere come si può fare affinché, scrivendo ad esempio "0111" in un DAC (in tal caso sarebbe a 4 bits) si possa ottenere un determinato valore di una tensione, per esempio, in uscita dal DAC stesso.

La maniera più rapida è quella di usare reti resistive controllate da interruttori (transistori o analog switch) a loro volta azionati dal dato binario.

La figura 3 indica uno schema di massima di tale rete, ove sono presenti 4 resistori di valore uno dipendente dall'altro, più uno di "carico". I 4 resistori sono collegati in comune, mentre il loro estremo libero può essere collegato o a massa o alla tensione positiva, tramite gli interruttori x1 x2 x3 x4.

Si conviene che il bit che controlla il generico interruttore sia a UNO se si vuole che l'interruttore chiuda sulla V+, e sia a ZERO se chiude a GND. L'uscita Eo sarà una tensione il cui valore varia da 0 V a V+, a seconda di quanti e quali interruttori sono azionati.

Non solo, ma il valore di Eo sarà proporzionale al valore del dato binario i cui bits controllano gli interruttori, con una corrispondenza univoca. Vediamo il perchè.

Per esempio, se il dato di 4 bit (ricordo che questo esempio vi mostra un DAC di 4 bit: DAC con maggiori bit lavorano poi analogamente, con la sola differenza che la rete resistiva è

più complessa) è "0111" allora significa che tutti gli interruttori sono chiusi a V+ salvo quello controllato dal MSB (cioè Most Significant Bit, bit più significativo), dove sempre in figura 4 è il MSB e x1 è il LSB (Least Significant Bit, bit meno significativo).

Se ora pensiamo di collegare Eo ad un operazionale che aggiungiamo per comodità di comprensione, ricordando le regole sugli OP-AMP, notiamo che, guarda caso, siamo di fronte ad un classico circuito sommatore/invertente (il fatto che inverta non ha importanza in quanto poi O2 cambia di nuovo il segno): in questo ordine di idee l'uscita Eo' è uguale alla somma delle tensioni applicate all'ingresso, ciascuna - però - valutata secondo il rapporto fra la Rf e la Ri.

Quando un qualsiasi resistore è collegato a massa, è come se non ci fosse: quale che sia Rf/Ri esso non ha influenzato sulla somma finale. Nell'esempio, è il solo x4. Gli altri resistori invece sono collegati a V+. Ora vi faccio notare che i valori dei resistori che formano la rete di conversione sono scelti secondo dei "pesi" opportuni: precisamente ogni resistore è il doppio dell'altro. Il valore più piccolo è quello del resistore controllato dal MSB, e quello più grande è per il resistore dell'LSB. Questo ha senso poichè più è basso il valore del resistore e più è alta l'influenza di quel bit nella somma finale.

Tornando al nostro esempio: il bit LSB è collegato a V+ Eo sarà allora (Rf/Ri). V+. Per il secondo bit è (2Rf/Ri). V+; per il terzo (4Rf/Ri). V+. La somma è quindi (7.(Rf/Ri)). V+.

Se adesso facciamo sì che Rf/Ri = 1/15, ecco che Eo è 7/15. V+.

HS 7541

MONOLITHIC 12-BIT MDAC

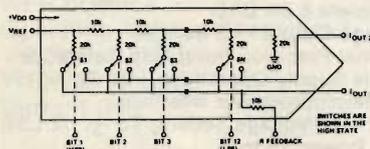
Features

- 0.01% Linearity
- Four Quadrant Multiplication
- Low Cost

Description

The HS 7541 is a 12-bit monolithic multiplying digital-to-analog converter, fabricated using advanced CMOS technology and precision resistor deposition processes. Full 12-bit linearity is achieved without laser trimming. The HS 7541 is a pin-compatible replacement for other manufacturers' 7541's. It meets or exceeds the performance of these other units with improved supply rejection, improved temperature stability, lower output glitching and lower variation of linearity and gain error with VDD.

Functional Diagram



Specifications

Resolution	12-Bits
Coding	BIN, OBIN
Logic	CMOS, TTL
Output	100µA/VREF
Reference Input	0 to ±25V
Linearity	
HS 7541-2	0.012% F.S.R.
HS 7541-1	0.025% F.S.R.
Settling Time	1µs
Scale Factor Drift	0.5ppm/°C
Temperature Range	-25°C to +85°C
Power	+15V @ 2mA
Package	18 pin DIP

HS DAC87

BEST PERFORMANCE 12-BIT DAC

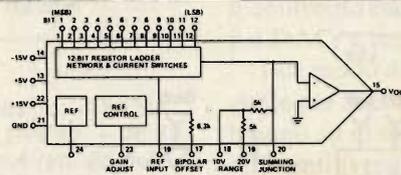
Features

- -55°C to +125°C Operating Temperature Range
- Guaranteed Specifications Over -55°C to +125°C
- Current and Voltage Output

Description

The HS DAC87 is a high performance 12-bit digital-to-analog converter specified over the entire military temperature range of -55°C to +125°C. The HS DAC87 is offered in a commercial version as well as to the screening requirements of MIL-STD-883, Class B. Further, this unit can be processed to a customer's internal specifications upon request. HS DAC87 is provided in a current (I) as well as a voltage (V) output configuration. Internal construction includes: ultra-stable reference, thin-film resistors and low drift output opamp (on VOUT models).

Functional Diagram



Specifications

Resolution	12-Bits
Coding	CBIN, COBIN
Logic	TTL
Output	
Current	±5mA
Voltage	0 to +5V, 0 to +10V +2.5V, ±5V, ±10V
Linearity	
Integral (-55°C to +125°C)	±1 LSB
Differential (-55°C to +125°C)	±1 LSB
Monotonicity Guaranteed	-55°C to +125°C
Total Error (-55°C to +125°C)	±0.25% F.S.R.
Settling Time	
Voltage	5µs
Current	300nS
Temperature Range	-55°C to +125°C
Power	850mW
Package	24 pin DIP, metal

HS 9338

µP COMPATIBLE, 12-BIT DAC

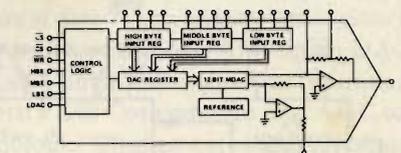
Features

- Memory Mapped Addressing
- Complete
- Low Power

Description

HS 9338 is a µP compatible, complete 12-bit digital-to-analog converter. To provide significant circuit design flexibility, the input registers are organized in 3 independent addressable 4-bit bytes, allowing direct interface to 4-, 8- and 16-bit data-buses. A second DAC-register holds data, while inputs are updated; thus input and output change can be controlled independently. HS 9338 is a complete converter, with internal reference and output amplifier, packaged in a 28 pin package, ideally suited for commercial and industrial applications.

Functional Diagram



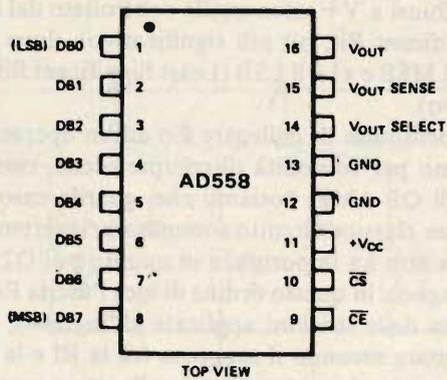
Specifications

Resolution	12-Bits
Coding	BIN, OBIN
Logic	CMOS, TTL
Output	0-10V, ±10V, ±5V
Linearity	
-2	±0.01%
-0	±0.02%
Settling Time	20µs
Gain Drift	15ppm/°C
Temperature Range	0°C to +70°C
Power	±15V/450mW
Package	28 pin DIP

Fig. 6 -

Fig. 7 -

Fig. 8 -



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Vcc to Ground	0V to +18 V
Digital Inputs (Pins 1-10)	0 to Vcc
V _{OUT}	Indefinite Short to Ground
	Momentary Short to Vcc
Power Dissipation	450 mW
Storage Temperature Range	
N (plastic) Package	-25° C to +100° C
D (ceramic) Package	-55° C to +150° C
Lead Temperature (soldering, 10 second)	300° C
Thermal Resistance	
Junction to Ambient (Junction to Case)	
N (plastic) Package	140 (55)° C/W
D (ceramic) Package	100 (30)° C/W

Fig. 9

Se anche il MSB fosse stato collegato a V+ (Dato in ingresso = 1111), alla somma si doveva aggiungere ancora un 8/15. V+ : in totale risultava proprio un 15/15. V+ cioè appunto, V+.

Abbiamo così creato un DAC che genera in uscita 16 valori diversi di tensione, ove ciascun valore è equamente spaziato dall'alto; i 16 valori diversi sono ottenibili scrivendo all'ingresso del DAC i 16 valori diversi del dato binario di 4 bit (che ad esempio guinge da un Port di I/O); il valore minimo ottenibile è 0 Volt (come è giusto) ed il massimo è V+ stessa (ed anche questo va bene). Dunque ogni gradino ha l'ampiezza

za di 1/15 di V+ (non è un errore: ci sono sì 16 valori diversi di E_o, MA SONO COMPRESI GLI ESTREMI DELLA SCALA GENERATA, PER CUI GLI INTERVALLI SONO 16-1=15 ED OGNI GRADINO È DI V+/15).

A questo punto possiamo permetterci (visto che poi l'impostazione di un DAC è sempre la stessa, anche per i più complessi) di definire le tre voci fondamentali della terminologia del DAC.

RISOLUZIONE : è in pratica l'ampiezza del più piccolo gradino della grandezza analogica generata dal DAC. In pratica la risoluzione per un DAC è il gradino associato al bit meno significativo, ovvero ancora l'ampiezza massima della scala di valori in uscita, DIVISO due elevato alla "n", meno uno per un DAC a "n" bits.

LINEARITA' : è la massima deviazione da una retta teorica che unisce il valore minimo ed il valore massimo della grandezza analogica generata. La linearità di solito si esprime in % del fondo scala o in frazioni del gradino generato dal LSB (vedi Risoluzione): un buon DAC ha una linearità di 1/2 LSB (per cui se si lavora con 8 bits, avendo quindi (2 elevato a 8) - 1 = 255 gradini, e la V max è +5 V., 1/2 LSB di linearità è 10 mV).

Q-ERROR : è il "Quantization Error". Tale termine più che altro si applica agli ADC ovvero ai convertitori da Analogico a Digitale. Deriva dalla incertezza associata al digitalizzare un segnale analogico causato dalla FINITA RISOLUZIONE del convertitore. L'ADC ideale ha un errore di quantizzazione massimo di +/- 1/2 LSB.

Tornando ora al nostro DAC di 4 bits, e applicando le definizioni date sopra, possiamo dire che la Risoluzione massima è di 1/15 di V+ (e questo è un dato sempre fisso); invece per la LINEARITA' tutto dipende dalle tolleranze introdotte dalla rete resistiva. Se i resistori sono allo 0,5%, l'errore più marcato che si può avere è nella situazione di dato = 1111

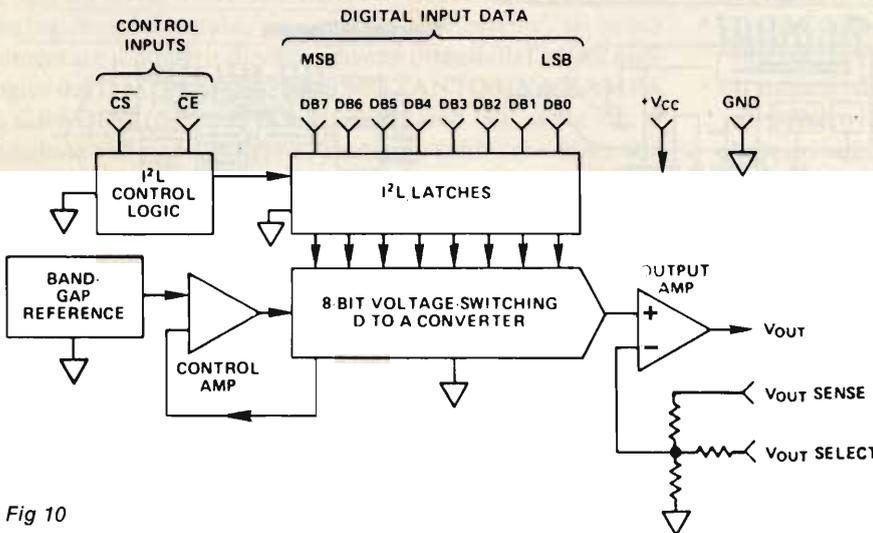


Fig 10

AD558 FEATURES

- Complete 8 Bit DAC
- Voltage Output — 2 Ranges
- Internal Precision Band Gap Reference
- Single Supply Operation: +5V To +15V
- Full Microprocessor Interface
- Fast: 1 μs Voltage Settling To ± 1/2 LSB
- Low Power: 75 mW
- No User Trims
- Guaranteed Monotonic Over Temperature
- Total Errors Specified T_{min} To T_{max}
- Small 16 Pin DIP Package
- Single Laser-Wafer-Trimmed Chip For Hybrids
- Low Cost

TAVOLA 1

(Typical $T_A = +25^\circ\text{C}$
 $V_{CC} = +5\text{V to } +15\text{V unless otherwise specified}$)

MODEL	AD558J
RESOLUTION	8 Bits
RELATIVE ACCURACY 0 to $+70^\circ\text{C}$ $-55^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	$\pm 1/2\text{ LSB max}$ —
OUTPUT Ranges Current, Source Sink	0V to $+2.56\text{ V}$ 0V to $+10\text{ V}$ $+5\text{ mA}$ Internal Passive Pull-Down to Ground
OUTPUT SETTLING TIME 0 to 2.56 Volt range 0 to 10 Volt range	0.8 μs (1.5 $\mu\text{s max}$) 2.0 μs (3.0 $\mu\text{s max}$)
FULL SCALE ACCURACY @ 25°C T_{\min} to T_{\max}	$\pm 1.5\text{ LSB } (\pm 0.6\%)\text{ max}$ $\pm 2.5\text{ LSB } (\pm 1.0\%)\text{ max}$
ZERO ERROR @ 25°C T_{\min} to T_{\max}	$\pm 1\text{ LSB max}$ $\pm 2\text{ LSB max}$
MONOTONOCITY T_{\min} to T_{\max}	Guaranteed
DIGITAL INPUTS T_{\min} to T_{\max} Input Current Data Inputs Voltage Bit On—Logic "1" Bit Off—Logic "0" Control Inputs, Voltage On—Logic "1" Off—Logic "0"	$\pm 100\mu\text{A max}$ 2.0V min 0.8V max 2.0V min 0.8V max
TIMING T_{\min} to T_{\max} t_w (Strobe Pulse Width) t_{DH} (Data Hold Time) t_{DS} (Data Set-Up Time)	100 ns min 10 ns max 100 ns min
POWER SUPPLY Operating Voltage Range (V_{CC}) 2.56 Volt Range 10 Volt Range Current (I_{CC}) Rejection Ratio	$+4.5\text{V to } +16.5\text{V}$ $+11.4\text{V to } +16.5\text{V}$ 15 mA typ, 25 mA max 0.03%/ % max
POWER DISSIPATION, $V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$	75 mW (125 mW max)
OPERATING TEMPERATURE RANGE T_{\min} T_{\max}	0°C $+70^\circ\text{C}$

Nota:

I dati riportati si riferiscono al tipo "J". Per una visione completa di tutti i tipi disponibili e per le note specifiche consultare la pubblicazione "DACPORT AD558" pubblicata dalla ANALOG DEVICES.

(tutti i bits = ON), e con tutte le tolleranze in eccesso o in difetto.

In tal caso al posto di $V+$ avremmo 1,005. $V+$. Se, infine, la nostra $V+$ è di +5 Volts, in uscita si avranno +5,025 Volt anziché +5,000 Volt. E adesso possiamo dare un giudizio sul DAC: il suo LSB con $V+ = +5$ è $5/15\text{ V}$ cioè 0,333 V. ed 1/2 LSB è 0,166 V. Con i resistori allo 0,5% l'errore massimo è di 0,025 V, ben inferiore a 1/2 LSB; quindi il nostro DAC è apprezzabile (come DAC a 4 bits, ovviamente!!). Se però usiamo resistori al 5% e fortunatamente le tolleranze sono tutte o positive o negative, la V_{out} massima è di 5,25 V: in tale caso il risultato è molto peggio di 1/2 LSB. La morale è che occorre "trimmerare" alla perfezione i resistori per ottenere ottimi risultati da un DAC.

Un secondo metodo

La figura 4 mostra lo schema usato nella maggior parte dei DAC commerciali anche da quelli integrati in un unico chip.

Il vantaggio che se ne ricava è quello di usare solo due valori nei resistori (indicati con R e con 2R). In ogni caso il funzionamento è molto simile; semplici conti sul partitore vi spiegheranno che cosa accade quando un ingresso è collegato alla $V+$. Notate che io ho sempre messo in evidenza, nelle figure, degli interruttori, ma posso assicurare che il valore dell'ingresso (0 o $+V$) può giungere anche da Buffers o Level Converters (dei 4050 o 4049 per esempio).

L'unico punto da tenere bene in mente è che il "device" che fornisce i due valori: più corrente è richiesta dai resistori collegati ai bit più significativi.

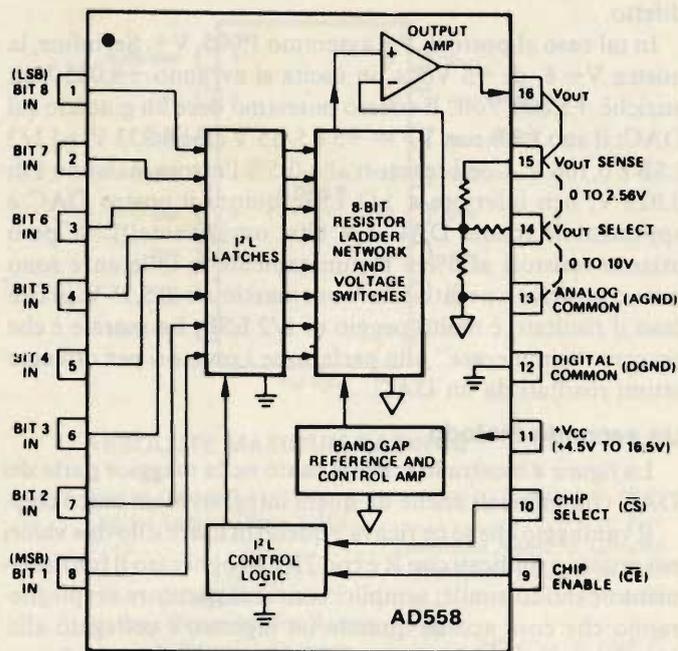
Per chiudere il discorso teorico, una nota molto approfondita andrebbe fatta sui Convertitori Analogico/Digitali. Essi svolgono la funzione inversa dei DAC in quanto devono associare con la maggiore precisione un univoco dato binario ad un determinato valore della grandezza analogica da trasformare. Vi sono moltissimi tipi di ADC, e sarebbe assurdo in poco spazio tentare una approfondita panoramica. Ma tanto per darvi un'idea dirò che in ogni caso un ADC è in genere formato proprio da un DAC e da una logica esterna che continuamente compie questo lavoro: "spara" un dato binario nel DAC; questo produce una tensione in uscita che viene subito confrontata con la tensione da misurare; se il confronto è positivo, il dato immesso nel DAC "È" il nostro valore binario che rappresenta la conversione A-D; altrimenti il confronto prosegue immettendo un valore binario diverso nel DAC, e così via.

Tale modo di operare si dice "Conversione Analogico/Digitale per Successive Approssimazioni". Altri tipi di DAC si basano su di un array di Comparatori con Bias (riferimenti) differenti (vengono detti Flash Converters) e altri ADC sono un misto delle due tecnologie. Ultimamente è stato presentato un ADC "Flash" con giunzioni di Josephson che è capace di operare sul miliardo di conversioni al secondo.

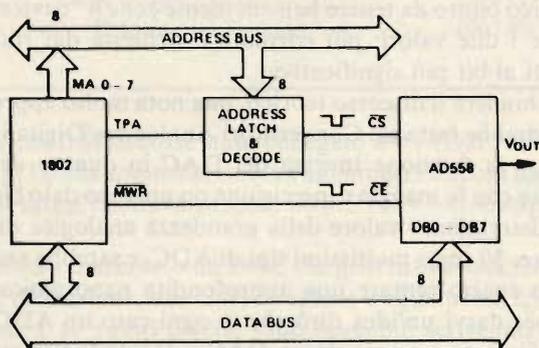
Breve rassegna dei DAC commerciali

È assai ovvio che non ho alcuna ragione di pretendere di mostrarvi il panorama più ricco riguardo ai DAC in commercio: come ben sapete, sulla Rivista lo spazio è a dir poco tiranno.

Con pochi commenti (in quanto per maggiori delucidazioni vi rimando alle note finali) ecco dunque una serie di DAC della Hybrid System, e della Analog Devices: io in generale

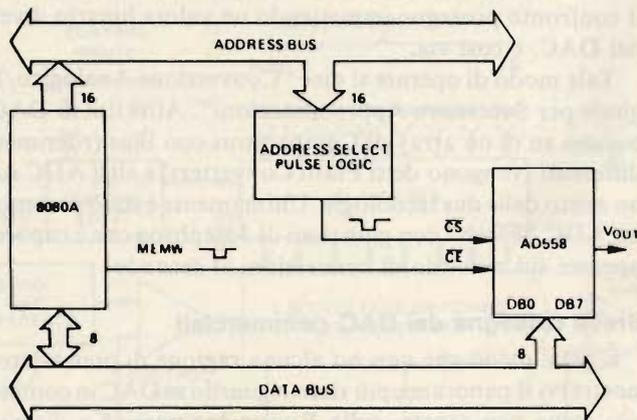


AD558 CONNECTION DIAGRAM



COP 1802 MWR - CE
DECODED ADDRESS SELECT PULSE - CS

1802/AD558 INTERFACE



MEMW - CE
DECODED ADDRESS SELECT PULSE - CS

8080A/AD558 INTERFACE

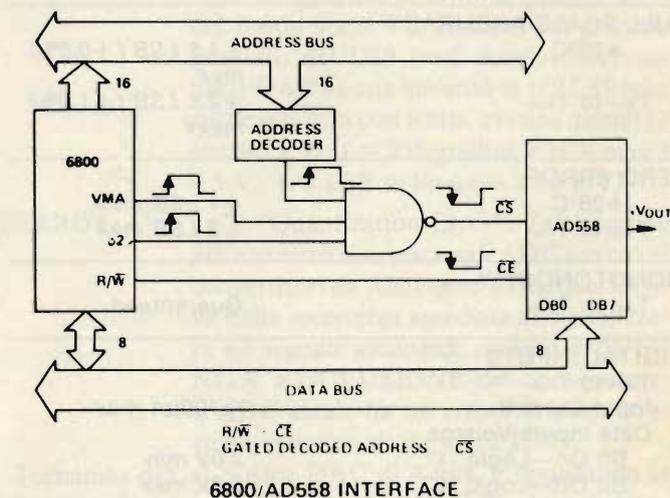
Fig. 11 -

uso questi prodotti e ho quindi l'occasione per presentarvi qualche caratteristica.

La figura 6 mostra un DAC a 12 Bits che - come era da aspettarsi - è strutturato al suo interno proprio con la rete che abbiamo poco fa esaminato (il tipo coi due soli valori di R).

A prima vista sembra però ci sia una incongruenza: in quanto quella che per noi era la V out ora è un ingresso di Tensione di Riferimento, e quelli che erano gli ingressi ora sono collegati assieme a due linee "Iout". In realtà il funzionamento è proprio identico: nell'esempio teorico si imponeva una corrente coi resistori collegati agli ingressi e si misurava la V out: qui si impone una Vref e si rileva la somma delle correnti assorbite dalla rete. È assai ovvio che un semplice operazionale trasforma tale Iout nella Vout richiesta.

Tale tecnica ha il vantaggio di richiedere UNA SOLA Vref e di eliminare buffers o traslatori di livello da applicare ad ogni ingresso della rete. Così la Vref (dato che ce ne è una sola!) la si può fare molto precisa e il costo è contenuto.



6800/AD558 INTERFACE

INTERFACING THE AD558 TO MICROPROCESSORS

Sempre riguardo alla figura 6, giusto per trovare i termini dei quali si è parlato prima, ecco che la RISOLUZIONE è di 12 bits; la LINEARITA' è dello 0,012% o dello 0,025% ed è data per il Fondo Scala.

Un dato è molto importante (anche se per brevità prima non se ne è accennato): il cosiddetto "Settling Time" ovvero il Tempo impiegato dal DAC a stabilizzare la sua uscita sul nuovo valore di gradino imposto dal dato binario applicato all'ingresso. Tale valore deve essere molto basso (nell'ordine dei microsecondi). Il S.T. è un parametro da tenere presente quando si operi con CPU veloci in dialogo col DAC, in quanto è inutile presentare un nuovo dato all'ingresso del DAC quand'esso non ha ancora "terminato" di stabilizzarsi sul vecchio valore della Vout.

Inversamente, per gli ADC troveremo che è importantissimo il parametro relativo al numero di campionamenti (leggi: "letture del segnale in ingresso e relative trasformazioni nel dato binario che più approssima il valore letto"); in questo caso si preferisce anche dare il "Tempo di conversione". Un ADC che ha un Tempo di Conversione di 3 microsecondi

SPECIALE RICETRASMETTITORI



**Ricetrasmittitore portatile FM "JBM"
Mod. T800**

Ricetrasmittitore portatile FM in sistema PLL
 Frequenze di lavoro: 144 ÷ 148 MHz
 sintetizzato in PLL
 800 canali in FM, spazati di 5 kHz
 Controllo volume, squelch, interruttore
 0 / + 5 kHz
 Impostazione delle frequenze tramite
 "contraves"
 Prese: BNC per antenna, esapolare per
 microfono e altoparlante esterno
 Potenze RF/TX: 1/5 W a commutazione
 Deviazione ± 5 kHz
 Opera su ripetitori a ± 600 kHz.
 Ricevitore supereterodina a doppia
 conversione
 Alimentazione: batterie ricaricabili 12 V -
 Viene fornito con apposito carica-
 batterie
 Dimensioni: 65 x 165 x 45
 ZR/7390-00

**Ricetrasmittitore
Mod. Major WT-440**

40 canali nella banda CB 27 MHz, 5 W
 Frequenza di lavoro: 26,965 ÷ 27,405
 MHz
 Sintetizzatore digitale PLL
 Lettura digitale del canale
 Controllo Squelch
 Controllo automatico di guadagno
 (AGC)
 Limitatore automatico del rumore
 (ANL)
 Incorpora un filtro 455 kHz
 Alimentazione: 12,6 ÷ 15 Vc.c.
 Dimensioni: 240 x 80 x 65
 ZR/4523-95



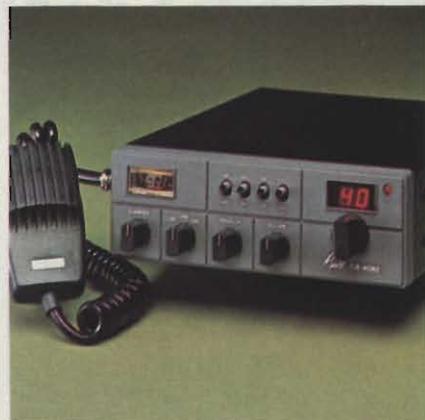
**Ricetrasmittitore "ELBEX"
Mod. 120 CH**

120 canali in PLL: 40 bassi, 40 medi
 e 40 alti in AM
 Frequenza di lavoro: 26,515 ÷ 27,855
 MHz
 Indicatore dei canali a display
 Strumento S-RF
 Volume, squelch, PA-CB, Noise
 Blanker, locale - distante.
 GENERATORE D'ECO E NOTA
 ACUSTICA PER FINE TRASMISSIONE



**120
CANALI**

Prese: Microfono, altoparlante PA-CB
 esterno, alimentazione e antenna.
 SEZIONE RICEVENTE
 Supereterodina a doppia conversione
 Sensibilità: 0,5 µV per 10 dB
 (S + N)/N
 Potenza d'uscita BF: 3 W
 SEZIONE TRASMITTENTE
 Potenza regolabile: 0,5 ÷ 10 W
 Alimentazione: 13,8 Vc.c. (negativo a
 massa)
 Dimensioni: 180 x 53 x 200
 ZR/5033-30



**Ricetrasmittitore "ELBEX"
Mod. CB 4082**

40 canali in PLL, AM - LSB - USB
 Frequenza di lavoro: 26,965 ÷ 27,405 MHz
 Strumento S/RF
 Volume, squelch, PA-CB, NB e ANL
 Prese: microfono, altoparlante PA-CB
 esterno, alimentazione e antenna
 SEZIONE RICEVENTE
 Supereterodina a doppia conversione
 Sensibilità: SSB 0,3 µV per 10 dB (S + N)/N
 AM 1 µV per 10 dB (S + N)/N
 Potenza uscita BF: 3 W
 SEZIONE TRASMITTENTE
 Potenza uscita RF: 4 W in AM
 12 W p.e.p. in SSB
 Alimentazione: 13,8 Vc.c.
 Dimensioni: 190 x 60 x 240
 ZR/5036-00

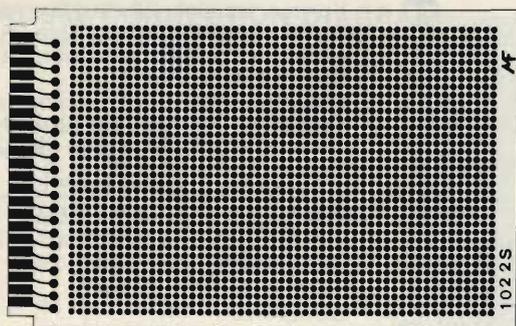
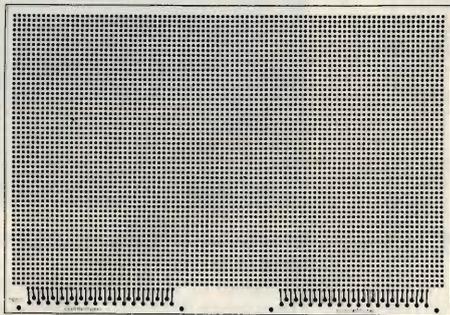


**Ricetrasmittitore "ELBEX"
Mod. 40**

40 canali in PLL, AM con indicatore a
 display
 Strumento S/RF
 Volume squelch, PA-CB, RF Gain,
 NB e ANL
 Prese: microfono, altoparlante CB-PA
 esterno, alimentazione e antenna
 SEZIONE RICEVENTE
 Supereterodina a doppia conversione
 Sensibilità: 0,7 µV per 10 dB (S + N)/N
 Potenza uscita BF: 3 W
 SEZIONE TRASMITTENTE
 Potenza uscita RF: 4 W
 Alimentazione: 13,8 Vc.c.
 Dimensioni: 160 x 60 x 200
 ZR/5034-00

MILLEFORI srl CIRCUITI STAMPATI

10090 ROSTA (Torino) Italia
Sede e Stab.: c.so Moncenisio, 12 - Tel.: (011) 954.11.01-954.11.96
Telex: 210650 - ATT. MILLEFORI



**CIRCUITI STAMPATI PER MONTAGGI
SPERIMENTALI DI LABORATORIO ESE-
GUITI CON LA STESSA TECNOLOGIA
USATA NELLA COSTRUZIONE DEI
CIRCUITI PROFESSIONALI.**

LA NOSTRA PRODUZIONE COMPRENDE 80
ARTICOLI DIVERSI, PRONTI MAGAZZINO, IN
GRADO DI SODDISFARE LE PIÙ SVARIATE
ESIGENZE, REALIZZATI IN MATERIALE FE-
NOLICO O VETRORESINA, RAMATI - STA-
GNATI - METALLIZZATI - CONNETTORI IN
NICHEL-ORO

PER OGNI NECESSITÀ VI VERRÀ FORNITO
L'INDIRIZZO DEL DISTRIBUTORE DI ZONA:
IN MANCANZA, PROVVEDEREMO ALLA
VENDITA DIRETTA.

CERCHIAMO DISTRIBUTORI PER ZONE LIBERE.

permetterà senza dubbio un colloquio molto serrato con la CPU: attenzione, però, che se il nostro programma è il seguente:

- 1) leggo la locazione di memoria ove risiede l'ADC (cioè leggo l'ADC)
- 2) scrivo il dato raccolto in RAM
- 3) incremento di 1 il puntatore della RAM
- 4) torno al punto 1

Con lo scopo di leggere un segnale velocemente memorizzato in forma digitale in RAM per poterlo poi rivedere (manco a dirsi convertendolo con un DAC!) e operiamo con una CPU molto veloce, occorre stare molto attenti alle sequenze temporali per evitare di leggere dall'ADC un dato errato o non ancora cambiato.

Dovremmo allora conteggiare i cicli impiegati dalla CPU nello svolgimento del suo lavoro e verificare che il tempo lasciato fra due successive letture sia sufficiente affinché l'ADC riesca ad effettuare una nuova conversione.

Questi conti sono di ordinaria amministrazione per chi ha a che fare con il progetto di strumentazione asservita dal computer; nel caso di misure di processo, invece, è ovvio che il tempo fra una lettura e l'altra è senz'altro maggiore, e semmai i problemi derivano dalle linee di trasmissione del segnale dell'apparato all'ADC, con rumore, etc. Inversamente, sempre nel campo dei processi l'uso di DAC impone poi un "boosting" del segnale analogico generato per potere disporre della potenza sufficiente ad agire sugli attuatori.

Ma a parte questi problemi, resta il senso comune nell'uso del DAC che permette il colloquio da un ambiente digitale ad un ambiente analogico: il passaggio dal discontinuo al continuo (quantizzato) è ormai imposto come abbiamo visto dall'uso delle schede a microprocessore come componenti base delle più moderne apparecchiature di controllo; d'altro canto, l'uso dell'ADC nell'acquisizione di dati analogici convertiti in valori binari permette il ragionevole procedimento inverso, chiudendo con un "Feedback" il rapporto fra microprocessore ed il mondo industriale.

Ma non crediamo che tali procedimenti siano limitati ai grossi impianti! L'AD558 che vedete in alcune figure qui di seguito è per esempio quello che uso io per la Musica nel controllo di VCO tramite computer; e molte altre applicazioni di DAC e ADC ormai - coi costi in ribasso - sono all'ordine del giorno per ognuno di noi.

Un esempio per tutti: il caro Voltmetro Digitale, perfetto esempio di lento ma precisissimo ADC che è sul nostro tavolo di laboratorio, tutti i giorni.

NOTE.

HYBRID SYSTEM: informazioni fornite da Tekelek Airtronics, V. Mameli, 31 - MI

ANALOG DEVICES: informazioni presso AD srl, V.M. Rosso 18 - MI

Per note di teoria: Bartee, Digital Computer Fundamentals e; Millman/Halkias, Integrated Electronics, entrambi editi da McGraw-Hill.

**INDIRIZZATE le vostre richieste inviando L. 1.500 in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca a:
Ing. Paolo Bozzola, Via A. Molinari, 20
25100 BRESCIA - (030-54878).**



Farnell Italia s.r.l.

Via Mameli, 31 - 20129 Milano Tel. (02) 7380645 - 733178 Tlx 315131 Farnel I

Il generatore europeo



Generatore di Pattern T.V. colore

**CERCASI DISTRIBUTORI
E NEGOZI PER ZONE
LIBERE**

Tascabile-Professionale-Economico

ALIMENTATORI STABILIZZATI



Alimentatore stabilizzato "GBC"

Con protezione elettronica a limitatore di corrente
Uscita: 12,6 V
Carico: 2 A
Stabilità: 0,1% per variazioni di rete del 10% o del carico da 0 al 100%
Ripple: 1 mV con carico di 2 A
Precisione della tensione d'uscita: 1,5%
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Dimensioni: 180 x 140 x 78
NT/0010-00



Alimentatore stabilizzato "GBC"

Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 V
Corrente d'uscita: 2 A
Dimensioni: 180 x 140 x 78
NT/0015-00



Alimentatore stabilizzato "GBC"

Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 V
Corrente d'uscita: 5 A
Dimensioni: 180 x 140 x 78
NT/0085-00



Alimentatore stabilizzato "G.B.C."

Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 V c.c.
Corrente max d'uscita: 7 A
Dimensioni: 200 x 190 x 100
NT/0091-00



Alimentatore stabilizzato "GBC"

Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'uscita: 6 ÷ 14 V c.c.
Corrente d'uscita max: 2,5 A
Alimentazione: 220 V - 50/60 Hz
Dimensioni: 180 x 155 x 78
NT/0210-00



Alimentatore stabilizzato "GBC"

Con strumento indicatore e protezione contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 6 ÷ 14 V c.c.
Corrente d'uscita: 2,5 A
Dimensioni: 180 x 160 x 78
NT/0410-00



Alimentatore stabilizzato "GBC"

Con strumenti di misura e protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolabile: 0 ÷ 20 V c.c.
Corrente max d'uscita: 3 A
Dimensioni: 200 x 190 x 100
NT/0490-10



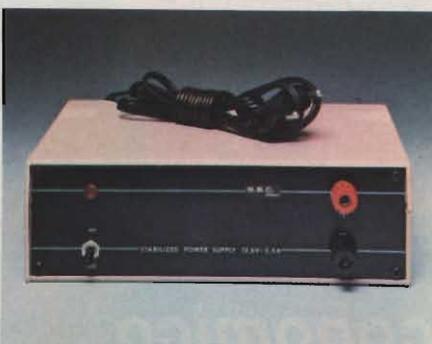
Alimentatore stabilizzato "GBC"

Con strumenti di misura e protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolabile: 6 ÷ 14 V c.c.
Corrente max d'uscita: 12 A
NT/0530-00



Alimentatore stabilizzato "GBC"

Con strumenti di misura e protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolabile: 6 ÷ 14 V c.c.
Corrente max d'uscita: 7 A
Dimensioni: 200 x 190 x 100
NT/0528-00



Alimentatore stabilizzato "GBC"

LINEA Slim

Autoprotetto contro il cortocircuito accidentale
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 V c.c.
Corrente max d'uscita: 2,5 VA
NT/0100-00

L. 25.000
ivato

Filtri selettivi per casse armoniche HI-FI

di T. Lacchini

La quasi totalità degli amplificatori a bassa frequenza prevede l'impiego dei filtri che selezionano più bande per il pilotaggio dei vari altoparlanti montati in casse armoniche. Questi filtri sono realizzati al fine di ottenere un alto guadagno entro un determinato campo di frequenze.

Il principio è già noto ai nostri lettori; il nostro proposito sarà quindi quello di descrivere il metodo costruttivo delle bobine che equipaggiano questi filtri cercando il maggior risparmio di materiali e la facilità di calcolo delle caratteristiche realizzative.

Questo articolo dovrà quindi permettere al possessore d'un amplificatore HI-FI di realizzare personalmente il blocco di filtri più adeguato alle sue possibilità.

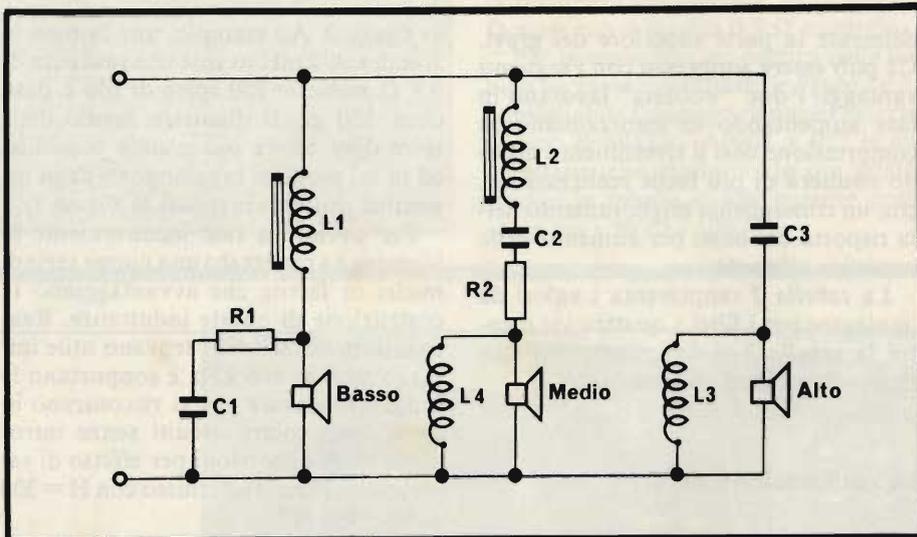


Fig. 1 - Circuito elettrico di un filtro a 3 vie.

Generalità

È generalmente accettato che le migliori ripartizioni di bande sono le seguenti:

Per casse armoniche a tre vie:

da 30 a 700 Hz

da 700 a 5000 Hz

da 5000 a 16000 Hz

Per casse armoniche a quattro vie:

da 30 a 300 Hz

da 300 a 1500 Hz

da 1500 a 6000 Hz

da 6000 a 16000 Hz ed oltre.

Le frequenze di taglio sono conseguentemente per tre vie 700 e 5000 Hz, per quattro vie 300, 1500, 6000 Hz.

Tuttavia questi filtri introducono dei picchi di risonanza nelle caratteristiche d'impedenza dell'assemblaggio, per cui è necessario prevedere delle resistenze di smorzamento. Queste resistenze concorrono a equalizzare le differenze di

rendimento acustico fra i vari altoparlanti.

Nel sistema a tre vie di cui a figura 1, il circuito dei medi prevede un collegamento in serie, all'altoparlante e dalla resistenza R2, che smorzano i transitori. La bobina L4 ha lo scopo di ridurre la frequenza di risonanza meccanica dell'altoparlante.

Quest'ultima può risultare inutile nel caso si impieghi un altoparlante medio a membrana.

Al contrario, nel circuito del "tweeter" L3, ha il compito di eccitare la membrana.

La tabella 1 rappresenta i valori da impiegare.

Nel sistema a quattro vie rappresentato in figura 2 le bobine L5 ed L4 assolvono questo compito rispettivamente per il medio alto ed il "tweeter".

Tuttavia nel sistema a quattro vie se la scelta cade su di altoparlante medio basso che sia in grado di riprodurre fe-

1 - Tabella dei valori per il filtro a 3 vie (P = 50 e 100 W)

HP	C ₁	C ₂	C ₃	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	R ₁	R ₂
4Ω	220 μF	10 μF	6,8 μF	0,75 mH	0,5 mH	0,3 mH	1,2 mH	1,2 Ω	1 a 5 Ω
8Ω	100 μF	6,8 μF	3,3 μF	1,5 mH	1 mH	0,6 mH	2,2 mH	2,2 Ω	2 a 10 Ω

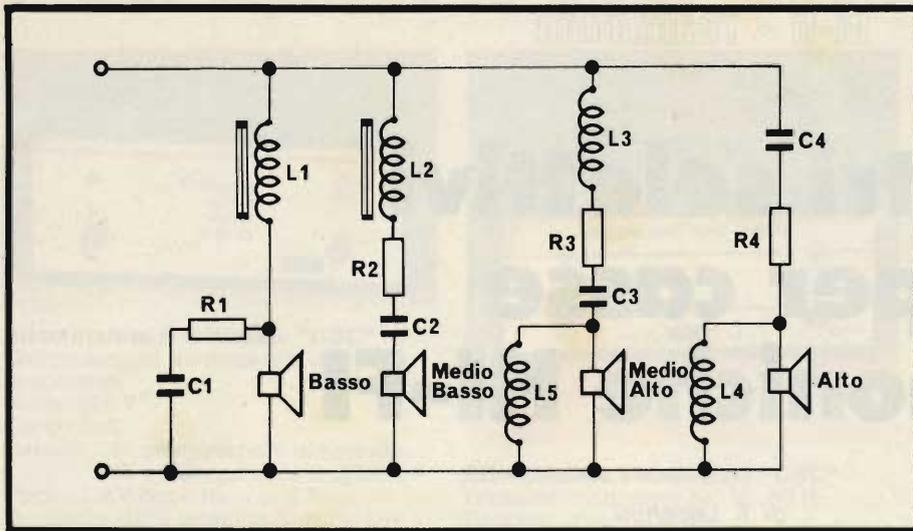


Fig. 2 - Circuito elettrico di un filtro a 4 vie.

delmente la parte superiore dei gravi, C2 può essere soppresso con i seguenti vantaggi: i due "woofers" lavorano in fase aumentando lo smorzamento in compressione così il rivestimento interno risulterà di più facile realizzazione, con un conseguente miglioramento della risposta dei bassi per aumento della superficie vibrante.

La tabella 2 rappresenta i valori da impiegare per i filtri a quattro vie mentre la tabella 3 ci dà le caratteristiche degli altoparlanti da impiegare.

La realizzazione dei filtri

La realizzazione pratica degli schemi appare quanto mai facile. In pratica però, se il reperimento delle resistenze di potenza adeguata e delle capacità non polarizzate è molto facile, non altrettanto può dirsi per le bobine. Considerando le basse frequenze in gioco è consigliabile impiegare un avvolgimento su nucleo di ferro o in ferrite che offrono delle buone possibilità realizzative della bobina con dimensioni molto ridotte rispetto a quelle in aria che oltre tutto necessitano di una grande quantità di rame, specie quando si devono realizzare delle bobine di discrete dimensioni dell'ordine di 5 mH come per il circuito

in figura 2. Ad esempio, una bobina in aria di soli 2 mH avente una resistenza di 0,8 Ω richiede 250 spire di filo e pesa circa 250 gr. Il diametro medio delle spire deve essere più grande possibile, ed in tal modo si raggiungono degli ingombri proibitivi (vedasi la figura 3).

Per ovviare a tale inconveniente la Siemens ha realizzato una nuova serie di nuclei in ferrite che avvantaggiano la costruzione di queste induttanze. Realizzato in Sifferit N27 trovano utile impiego sino ai 100 kHz e sopportano le induzioni elevate che si riscontrano in questi particolari circuiti senza introdurre delle distorsioni per effetto di saturazione (densità di flusso con $H = 300 \text{ A/m} : 460 \text{ mT}$).

Si può quindi calcolare il numero minimo di spire per un determinato nucleo applicando la seguente formula:

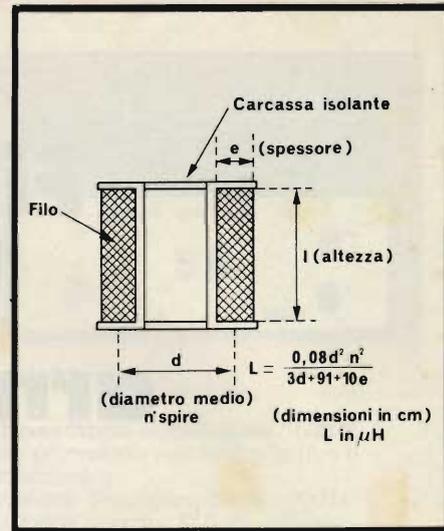


Fig. 3 - Caratteristiche di differenti tipi di nuclei per bobine con $L > 500 \mu\text{H}$.

$$V_{BF} = 4,44 \cdot n \cdot f \cdot B \cdot A_{FE} \cdot 10^{-8} \text{ (Volt) ove}$$

V_{BF} = tensione BF massima fornita dall'uscita dell'amplificatore al carico
 n = numero delle spire

f (Hz) = frequenza di taglio superiore del filtro che impiega l'induttanza
 B (G) = densità di flusso in Gauss (massimo 3000 Gauss)

A_{FE} = sezione del nucleo in cm^2

Rispettando questi dati si eviterà la distorsione dovuta alla terza armonica raggiungendo un buon margine di precisione.

L'induttanza per un numero di spire è relativamente facile da calcolare con la seguente formula:

$$L = n^2 AL$$

L in mH

AL in mH/sp^2

3 - Tabella degli altoparlanti consigliati

Fig. 1	Fig. 2	HP	Caratteristiche
x	x	Woofers:	a membrana Ø 314 mm, a magnete Ø 40 mm
	x	Medio 1:	a membrana Ø 200 mm a magnete Ø 40 mm
x	x	Medio 2:	a cupola Ø 50 mm
x	x	Tweeter:	a cupola Ø 25 mm

2 - Tabella dei valori per il filtro a 4 vie (P = 50 e 100 W)

HP	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄
4Ω	3 mH	1,5 mH	180 μH	110 μH	600 μH	68 μF	22 a 32 μF	10 a 16 μF	4,7 a 6,8 μF	1 Ω	2 a 5 Ω	0 a 4 Ω	0 a 2,2 Ω
8Ω	5 mH	3 mH	280 μH	200 μH	1 mH	47 μF	13 a 22 μF	6,8 a 10 μF	3,3 a 4,7 μF	1,5 Ω	3 a 10 Ω	0 a 8 Ω	0 a 3,9 Ω

AL è una caratteristica del nucleo, che rappresentiamo in *tabella 4*.

Richiamandoci ai precedenti esempi si noterà un forte guadagno in tutto il campo dei dati ove per $L = 2\text{mH}$ si ha resistenza $0,54 \Omega$ in luogo di $0,80 \Omega$, numero delle spire 130 invece di 250, peso delle spire in rame 28 gr contro 250 gr.

In effetti il perimetro medio di ogni spira e la lunghezza sono di molto inferiori. Essendo stato ridotto il numero delle spire si può usare un filo con un diametro inferiore guadagnando parallelamente in resistenza.

Ciò spiega la considerevole riduzione di peso per il rame risparmiato.

In pratica, l'utilizzazione di un nucleo in ferrite risulta particolarmente vantaggioso, tutti i calcoli per le bobine in serie dei circuiti bassi e medi sono dati sia per L_1 che per L_2 della *figura 1* come per quelli in *figura 2*.

I valori inferiori a $0,5 \text{mH}$ si realizzano in aria e si calcolano secondo i dati rappresentati in *figura 3*.

Per gli avvolgimenti si impiegherà del filo di rame per trasformatori del diametro da $0,4$ ad 1mm sia per la ferrite come per quelle avvolte in aria, secondo

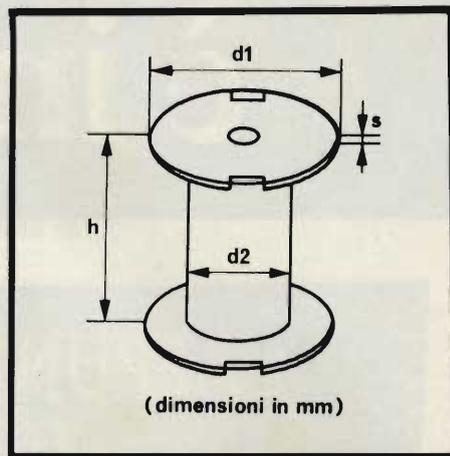


Fig. 4 - Dimensioni in millimetri relativi alla Tabella 4.

4 - Tabella delle caratteristiche di differenti tipi di nucleo per bobine con $L > 500 \mu\text{H}$

Tipo	d_1	h	s	d_2	sezione (mm^2)	A_L (mH/sp 2)
B67418 - A0001 - X027	23	15	3	12,2	93	90
420	23	21	3	12,2	93	85
422	29,1	22	3,5	17,2	210	120
423	29,1	26	3,5	17,2	210	105
424	36,3	26	3,5	20,9	320	130
426	36,3	35	3,5	20,9	320	120
428	41	32	4,3	25,8	500	150

la resistenza ammissibile, in generale 1Ω massimo o meglio $0,5 \Omega$ massimo.

Per la realizzazione pratica delle bobine necessarie ai filtri delle *figura 1 e 2* è consigliabile l'impiego di nuclei in ferrite tipo B 67424 - A0001 x 027 le cui caratteristiche risultano le più adatte (vedasi la *tabella 4*) alle potenze comprese tra i 50 ed i 100W .

*non è solo
questione
di filo,
martello.....
lampadine.....
ma di professionalità*



DMR®

UTENSILI De Molli Romeo & C. s.n.c.
Zona Industriale
21022 Brunello (Varese) Italy
tel. 0332 - 458571 (ric. aut.) - telex 340698 DMR I

Costruzione di KITS completi per elettronica,
elettrotecnica e meccanica -
tool KITS for every technical purpose

**DA
L. 160.000**

è in edicola



Il libro è costituito da una raccolta di fogli ognuno dei quali tratta un singolo argomento.

Una particolare ed elegante confezione, studiata appositamente per rispondere alle precise finalità dell'opera, fa sì che tutti i fogli possano essere asportati e consultati separatamente.

Grazie a questa soluzione, l'opera non perde validità nel tempo risultando continuamente aggiornabile con l'inserimento di nuovi fogli e la sostituzione di quelli che diverranno obsoleti.

Gli appunti di elettronica hanno periodicità trimestrale.

Acquistando il 1° volume si ha la possibilità di ottenere il 2° volume a L. 6.000 anziché L. 8.000

Se non lo trovi in edicola perché esaurito, utilizza questo tagliando d'ordine.

TAGLIANDO D'ORDINE da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.

Inviatemi una copia del libro Appunti di Elettronica Vol. 1°

Nome Cognome

Indirizzo

Cap.

Città

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Allego assegno n° _____ di L. 8.000

(non si effettuano spedizioni contrassegno)

Sommario

- Esposizione generale
- Elettricità
- Parametri principali
- Fenomeni alternati sinusoidali
- Oscillazioni
- Analisi delle oscillazioni
- Tensione costante e corrente continua
- Tensione variabile unidirezionale
- Corrente variabile unidirezionale
- Tensione alternata
- Corrente alternata
- Resistenza statica e resistenza differenziale



Multimetri digitali Philips.

Il meglio in prestazioni e prezzo.

Da una analisi comparativa del rapporto prestazioni/prezzo i Multimetri Digitali **PM 2517** risultano vincenti.

Pur fornendo superbe prestazioni da strumenti di laboratorio quali le quattro cifre piene e le gamme automatiche, vengono offerti ad un prezzo altamente competitivo.

Displays a 4 cifre piene: aumentata risoluzione rispetto ai 3 1/2 cifre. Inoltre indicatore dell'unità di misura.

Scelta tra LED e LCD: scegliete secondo le vostre preferenze.

Cambio gamma automatico: per praticità di misura. Naturalmente vi è anche quello manuale.

Vero valore efficace: il solo modo per misurare correttamente segnali in c.a. non perfettamente sinusoidali.

Elevata risoluzione ed accuratezza: grazie alle 4 cifre piene e l'elevata sensibilità.

Correnti sino a 10 A: la tendenza di utilizzare tensioni sempre più basse richiede tassativamente di poter misurare sino a 10 A.

Protezione dai sovraccarichi: è impossibile danneggiarlo.

Vi invitiamo a considerare le caratteristiche professionali sotto elencate, unitamente alla possibilità di scegliere tra il modello con display a cristalli liquidi e quello a LED, la realizzazione ergonomica, robusta e compatta e giudicare quindi la fondatezza della nostra asserzione.

Piccolo ma robusto: non fragile plastica o deboli commutatori.

Design ergonomico: funziona in ogni posizione, automaticamente



Misura anche le temperature: la sonda opzionale consente questa misura utilissima per la ricerca guasti.

Congelamento della misura indicata: un grande vantaggio ottenibile con lo speciale puntale opzionale.

Rispetta le norme internazionali: quali? Virtualmente tutte.

**Qualità
Superiore**

**Il multimetro a 4 cifre
senza compromessi**

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740
PADOVA (049) 632.766
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121
PALERMO (091) 527.477



**Test & Measuring
Instruments**

PHILIPS

L'AUTO, METTILA IN TASCA !

**AP 500 IL PIÙ
AVANZATO
SISTEMA
ANTIFURTO
PER AUTO
DEL MONDO**
con
cercapersone



COMBINAZIONE
DEL PIÙ
AVANZATO
SISTEMA
ANTIFURTO
UDIBILE
(SIRENA O
TROMBE)
E SILENZIOSO
(RICEVITORE
A RADIO
FREQUENZA)

ALLARME UDIBILE "AUTO SONIC" - Modo 1: Un rivelatore elettronico di movimento a 360° ad «alta tecnologia» attiva l'allarme con qualsiasi urto o movimento inusuale: rottura del vetro, forzatura del finestrino, o sollevamento dell'auto.

Modo 2: L'allarme suona dopo che il ladro ha aperto la portiera; ciò grazie al sensore di tensione che rivela l'accensione della lampadina di servizio. Può essere usato anche con le luci del baule e del cofano.

ALLARME SILENZIOSO "AUTO CALL" - Quando la portiera è aperta, il vostro allarme silenzioso è automaticamente attivato. Vi viene inviato un segnale radio codificato della potenza di 4 Watt e copre una distanza di 10 Km.

Se il vostro ricevitore è acceso, un segnale codificato vi avvertirà di intervenire.

Il ricevitore codificato con una clip molto resistente non è più grande di un pacchetto di sigarette di 10 cm.



CENTRALINA:
Il cuore del radioallarme
riceve, memorizza e
interviene con la precisione
e l'esattezza di un computer.



PER RICEVERE IL NOSTRO
CATALOGO INVIARE
UN INDIRIZZO AL
ALLEGANDO
L. 500 IN
FRANCOBOLLI
SE 87

NOME _____
COGNOME _____
INDIRIZZO _____

C.T.E. INTERNATIONAL®

42011 BAGNOLO IN PIANO (R.E.) - ITALY - Via Valli, 16 - Tel. (0522) 61623/24/25/26 (ric. aut.) TELEX 530156 CTE I

Interfacciamento di dispositivi MOS

Considerandoli in funzione della velocità, del costo e della densità di montaggio, i dispositivi MOS sono adatti a molti tipi di impieghi: i più tipici sono le memorie e gli "shift register". Tuttavia, accade spesso che gli ingressi e le uscite di queste unità non siano compatibili con le logiche bipolari, vale a dire del tipo TTL, per cui i necessari circuiti di interfaccia devono essere studiati con molta cura, soprattutto quando si desidera mantenere inalterati i vantaggi derivanti dal minor costo e dalla velocità di funzionamento dei dispositivi MOS. L'articolo che segue, chiarisce alcuni concetti fondamentali.

di Howard Cooker

Esamineremo dunque in primo luogo le esigenze effettive, per passare in seguito all'elaborazione di alcuni esempi pratici.

Clock Drivers

I dispositivi MOS a canale "p" implicano la disponibilità di segnali di ingresso ("clock" e indirizzi) con oscillazioni di tensione dell'ordine di 20 V da picco a picco. In questi casi - inoltre - può accadere che si faccia uso o che non si faccia uso del potenziale di 0 V come livello superiore o inferiore.

Se il valore di 0 V rappresenta il livello inferiore, esistono alcuni circuiti integrati progettati per svolgere questa funzione. Se accade il contrario, può darsi che sia necessario usare circuiti discreti, o circuiti ibridi.

Gli ingressi MOS presentano un'impedenza molto alta nei confronti della corrente continua, per cui costituiscono un carico di natura capacitiva nei confronti di qualsiasi circuito di eccitazione. Questo carico capacitivo può variare da un minimo di 40 pF per altri tipi (ad esempio, l'ingresso "Reset" dell'unità TMS 4063, con un massimo di 40 pF). Oltre a ciò, può verificarsi la necessità di pilotare simultaneamente diversi dispositivi collegati in parallelo, nel qual caso il carico capacitivo applicato a ciascun circuito di eccitazione può ammontare a diverse centinaia di picofarad.

Dal momento che l'impedenza in conduzione di un'unità MOSFET può essere riferita con molta approssimazione al relativo potenziale di "gate", le tolleranze nei confronti dei livelli superiore ed inferiore delle forme d'onda di ingresso applicate ai dispositivi MOS, sono di solito specificate con molta esattezza agli effetti del funzionamento del dispositivo alla velocità massima. Ciò impone ulteriori esigenze nei confronti dei circuiti di pilotaggio, in termini di livelli "sit" delle forme d'onda dei segnali di uscita.

Molto spesso, i ritardi di propagazione attraverso il circuito di pilotaggio, ed anche i tempi di salita e/o discesa dei segnali di uscita, contribuiscono direttamente a stabilire il tempo di

accesso alla memoria, oppure il limite della frequenza massima di "clocking" dello "shift register". Si tratta di ulteriori fattori dei quali è necessario tener conto.

È altrettanto importante considerare altri due fattori predominanti, e cioè la dissipazione di potenza ed il costo. Con i "clock drivers" è normale che la condizione di riposo di uscita corrisponda ad un livello, e che l'altro livello venga aggiunto ad impulsi durante il funzionamento. Ciò differisce rispetto ad alcune applicazioni di "address driver", nelle quali può essere necessario che l'uscita rimanga in uno qualsiasi degli stati possibili per lunghi periodi di tempo.

In quest'ultimo caso, la dissipazione di potenza per entrambi gli stati di uscita, se, come al solito, essa costituisce un fattore importante agli effetti della progettazione del sistema.

Il costo di un circuito di pilotaggio allestito impiegando componenti discreti, ammonta probabilmente per il 50% al costo intrinseco dei componenti, e per il 50% restante al costo del circuito stampato, del lavoro di montaggio, ecc.

Di conseguenza, il costo complessivo è strettamente riferito al numero dei componenti. Per contro, il costo di un circuito "driver" totalmente integrato, corrisponde approssimativamente al costo dei componenti per il 90%, mentre dipende per il 10% soltanto al costo di montaggio.

Vale la pena di discutere con maggiore profondità di dettagli la dissipazione di potenza, in quanto l'argomento è importante indipendentemente dal tipo di circuito "driver" che viene usato. La potenza dissipata in un circuito di questo genere dipende da tre diversi fattori, e precisamente:

- 1) Dal fatto che il pilotaggio avviene applicando e prelevando una carica da un carico di natura capacitiva.
- 2) Dagli elementi del circuito "driver", quando l'uscita è statica per entrambi i livelli "alto" e "basso".
- 3) Dalla natura degli elementi del circuito "driver" quando l'uscita cambia di stato, senza che sia collegato alcun carico.

Nel primo caso, la dissipazione da parte dell'uscita del

dispositivo di pilotaggio può essere espressa come segue:

$$P1 = 0,5 CV^2 \times 2 \times f$$

nella quale

C = Capacità di carico

V = Transizione di tensione

f = Frequenza del ciclo

Ciò in quanto $0,5 CV^2$ rappresenta la variazione di energia all'interno del condensatore, quando la tensione presente ai suoi capi varia di un'entità pari a V . In ciascun ciclo, questa variazione si verifica due volte (partendo dal presupposto che si faccia uso di un solo impulso di uscita per ciascun ciclo), e precisamente una volta per ciascun impulso.

Da velocità di variazione dell'energia corrisponde quindi a $0,5 CV^2 \times 2 \times f$.

Nei confronti del secondo caso, le potenze in gioco possono essere rappresentate come segue:

$$P2 = P_{OH} \times N / (N + 1) + P_{OL} \times 1 / (N + 1) \\ = (N \times P_{OH} + P_{OL}) / (N + 1)$$

Nel terzo caso - infine - la dissipazione di potenza rappresenta una costante per qualsiasi frequenza individuale, definita dai componenti del circuito "driver". Nei circuiti impieganti uno stadio di uscita del tipo "totem pole", questa dissipazione può diventare molto significativa con frequenze elevate, a causa dei notevoli coefficienti di sovracorrente attraverso i dispositivi "totem pole", quando essi vengono entrambi istantaneamente portati in conduzione durante il cambiamento dello stato di uscita. Se si definisce con la sigla P_{CO} questa dissipazione, in tal caso la potenza totale dissipata nel "driver", che pilota un carico C_L alla frequenza f attraverso la tensione V , può essere calcolata come segue:

$$P_{tot} = P1 + P2 + P3 \\ = C_L \times V^2 \times f + (N \times P_{OH} + P_{OL}) / (N + 1) + P_{CO}$$

Come si può rilevare in figura 1, è possibile tracciare un grafico che esprima queste componenti della potenza totale dissipata rispetto ad alcuni esempi tipici di circuiti "driver" con uscita "totem pole".

La potenza totale dissipata nel circuito, deve essere inferiore alla massima dissipazione nominale di potenza, se il dispositivo è costituito da un circuito integrato.

Circuiti Discreti: Il circuito più comune è costituito semplicemente da un invertitore con emettitore comune, come si osserva alla figura 2: il tempo di salita e di uscita, viene controllato dal resistore di collettore R_C . Il resistore R_B è necessario per estrarre la carica dalla base, allo scopo di garantire un effetto positivo di inversione non appena viene meno il pilotaggio di ingresso applicato alla base. Per ottenere un funzionamento rapido, è bene usare un transistor di commutazione in ottima efficienza, con breve tempo di immagazzinamento, e caratterizzato inoltre da un valore basso di $V_{CE(sat)}$, nonché da un valore accettabile per parametro h_{FE} (normalmente pari a 10, o ancora maggiore).

Quando l'uscita è "alta", la dissipazione di potenza (P_{OH}) è nulla, mentre il valore di P_{OL} dipende dalle quantità di energia $I_C^2 \times R_C$ e V_{BE}/R_B^2 dissipate rispettivamente nel resistore R_C e nel resistore di base. La potenza dinamica dovuta al carico $P1$ si suddivide tra il resistore di collettore ed il transistor, mentre la potenza durante la commutazione non è probabilmente significativa con ragionevoli velocità del segnale e con

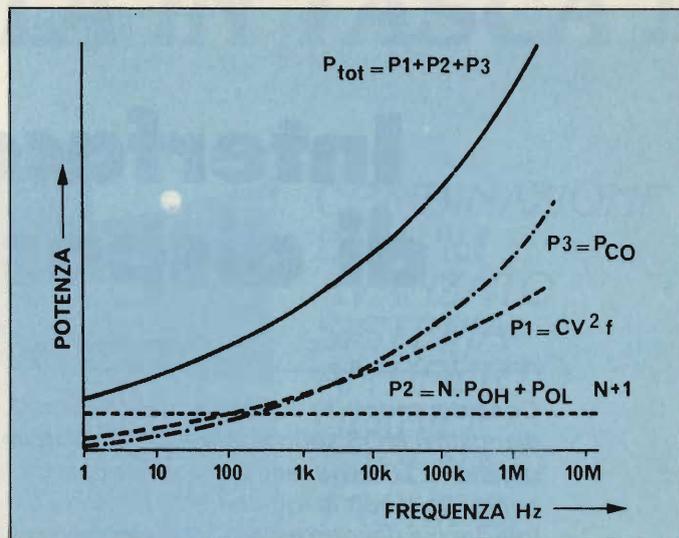


Fig. 1 - Curve tipiche che illustrano la dissipazione di potenza.

frequenza ragionevole (vale a dire se i tempi di salita e di caduta sono ridotti rispetto alla durata del ciclo).

Questo circuito può pilotare carichi capacitivi esegui, ma presenta lo svantaggio che il bordo in salita del segnale di uscita è esponenziale (definito da R_C e da C_L) e che il resistore R_C dissipa potenza in continuità nello stato V_{OL} . Ciò impone un limite pratico sul valore minimo del resistore che può essere usato per ottenere una costante di tempo breve per il tratto esponenziale in salita.

Entrambi questi problemi possono però essere ridotti aggiungendo uno stadio amplificatore ad accoppiamento di emettitore, costituito da un transistor supplementare e da un diodo (con un resistore aggiuntivo, come vedremo in seguito).

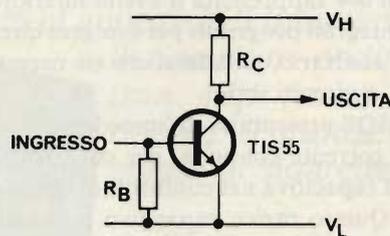


Fig. 2 - Schema elettrico di un invertitore del tipo con emettitore comune.

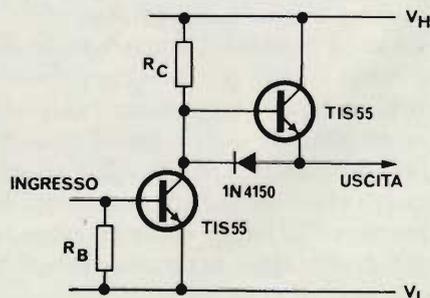


Fig. 3 - Esempio di circuito fondamentale di inversione di polarità, al quale però sono stati apportati alcuni miglioramenti.

Questo circuito, illustrato alla *figura 3*, consente di ottenere tempi di salita in uscita di tipo similare, con un valore molto più alto del resistore R_C , riducendo in tal modo la dissipazione di potenza e le esigenze continue di corrente da parte del primo transistor. Gli svantaggi consistono però nel fatto che il livello basso di uscita corrisponde attualmente a $V_{CE(sat)}$ oltre alla tensione diretta applicata al diodo, V_F maggiore di V_L , e nel fatto che l'elevata tensione di uscita corrisponde a V_{BE} al di sotto di V_H . Tuttavia, ciò viene considerato normalmente accettabile.

Ovviamente, questo circuito può essere usato anche per ottenere tempi di salita rapidi, adottando un valore inferiore di R_C . Se sussiste tale eventualità, un resistore di valore ridotto (pari a circa 22 ohm) sarà quasi certamente necessario in serie all'uscita. Ciò aumenta lo smorzamento del circuito costituito dal carico capacitivo e dal cablaggio (stampato o convenzionale) che è di natura prevalentemente induttiva, cosa che permette di controllare i fenomeni di "ringing" e di "overshooting".

Per aumentare ulteriormente le possibilità di pilotaggio del carico, e cioè per essere in grado di pilotare il medesimo carico con segnali più rapidi, o ancora per pilotare un carico maggiore con la medesima velocità, è possibile aggiungere uno stadio amplificatore complementare "p-n-p - n-p-n" all'uscita, come si osserva alla *figura 4*. Anche questa volta i suddetti due dispositivi esercitano una certa influenza sui livelli di uscita.

$$V_{OH} = \text{corrisponde in tal caso a } V_H - 2V_{BE} \text{ e}$$

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} + V_F + V_{BE} + V_L$$

Tuttavia, come nel caso precedente, ciò viene solitamente considerato accettabile. Il resistore in serie R_S risulta in tal caso certamente necessario, a causa della bassa impedenza

dello stadio di uscita, e della notevole velocità di commutazione di cui si farà probabilmente uso.

Tutti questi circuiti fino ad ora descritti, vengono studiati in modo tale da dissipare una potenza nulla nello stato V_{OH} . Se fosse necessario dissipare una potenza nulla nello stato V_{OL} , sarebbe possibile usare una versione "p-n-p", come nel caso illustrato dallo schema di *figura 5*. Il principale svantaggio di questo tipo di circuito, consiste nella mancanza di buoni transistori "p-n-p" a funzionamento rapido, in grado di sopportare la tensione necessaria. Il metodo di pilotaggio di ingresso di questi circuiti, dipende ancora una volta dalle caratteristiche specifiche.

Se V_L corrisponde a 0 V, in tal caso l'ingresso può essere pilotato direttamente prelevando il segnale all'uscita di un "gate" TTL a collettore aperto, come si osserva nello schema di *figura 6*. In tali circostanze, il resistore di "turn off" di base viene eliminato, in quanto il valore di V_{OL} del "gate" TTL corrisponde ad un massimo di 0,4 V, e cioè è abbastanza basso per portare il transistor rapidamente in interdizione, e per mantenerlo in tale stato. Tuttavia, è necessario che il "gate" TTL venga sistemato nelle immediate vicinanze del transistor che esso pilota.

Ciò, con un buon percorso della corrente di ritorno proveniente dall'emettitore del transistor e facente capo al collegamento di massa del dispositivo TTL, mantiene un'adeguata velocità di commutazione, e preserva l'immunità nei confronti del rumore. Se questo risultato non può essere ottenuto, e se il circuito comprende una traccia stampata piuttosto lunga oppure un collegamento lungo, è necessario effettuare il pilotaggio prelevando il segnale da un dispositivo come il modello SN74S140, in grado di fornire in uscita una corrente di 40 mA, secondo la disposizione circuitale illustrata alla *figura 7*.

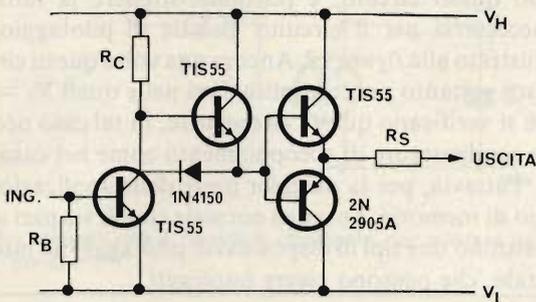


Fig. 4 - Schema elettrico di un invertitore con l'aggiunta in uscita di un "booster"

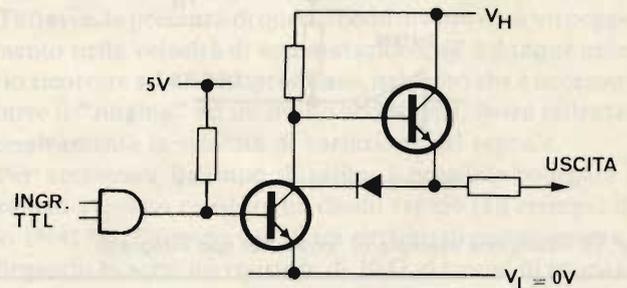


Fig. 6 - Esempio di pilotaggio partendo da una logica TTL a collettore aperto.

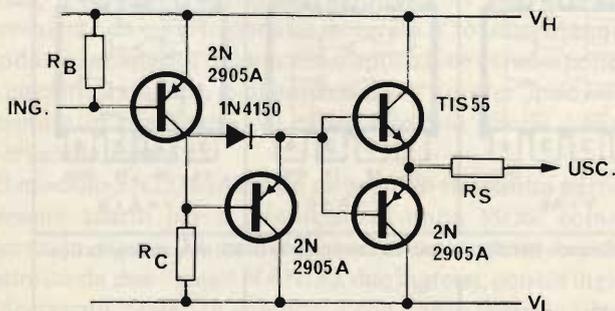


Fig. 5 - Versione "p-n-p" del circuito "driver".

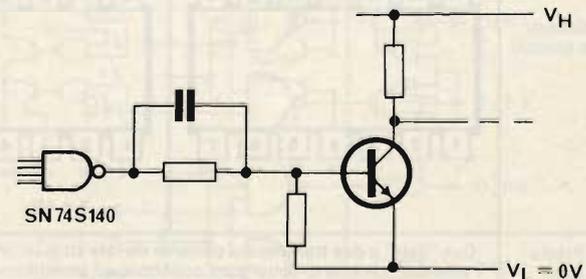


Fig. 7 - Circuito di pilotaggio tramite il segnale proveniente da una sorgente TTL a distanza.

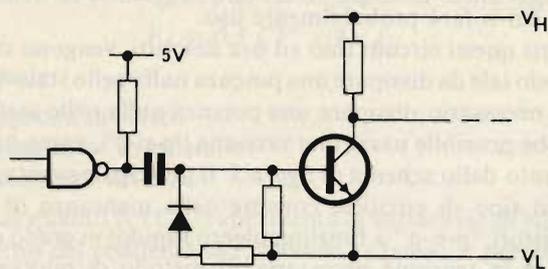


Fig. 8 - Esempio di accoppiamento capacitivo.

Per stabilire l'intensità della corrente di uscita del "gate" TTL, si fa uso di un resistore in serie, che può recare in parallelo un condensatore a basso valore induttivo, allo scopo di accelerare il tempo di passaggio in conduzione. In tal caso, è però necessario usare un resistore di "turn off" di base.

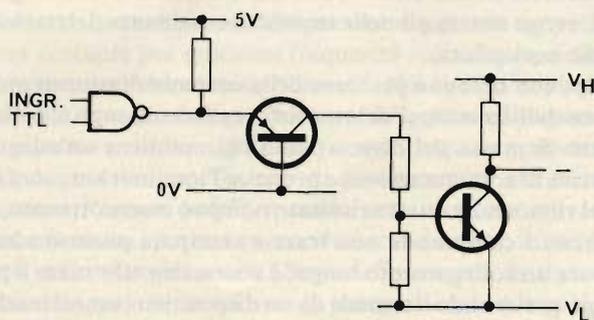


Fig. 9 - Circuito per lo spostamento di livello in un sistema "p-n-p".

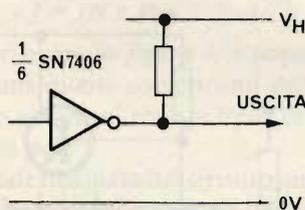


Fig. 10 - Semplice esempio di "driver" di tipo integrato

Questi metodi si prestano all'impiego per qualsiasi ciclo di lavoro: tuttavia, per cicli di lavoro fino all'80%, è possibile usare un condensatore di accoppiamento. Il "gate" TTL illustrato alla figura 8 è a circuito aperto. Il diodo è necessario per recuperare il condensatore di accoppiamento quando l'uscita del "gate" TTL assume nuovamente il potenziale "basso", in quanto il resistore che si trova in serie al diodo limita la corrente di picco che scorre attraverso il condensatore e che raggiunge l'uscita del "gate".

Questo circuito presenta il vantaggio che V_L non deve essere necessariamente pari a 0 V. Se ciò accade, e se si desidera contenere un ciclo di lavoro pari al 100%, è necessario impiegare qualche altro tipo di circuito per lo spostamento del livello, come ad esempio quello illustrato alla figura 9: il transistor "p-n-p", funzionante con guadagno unitario con base comune, agisce appunto come elemento per lo spostamento del livello. Per ridurre la potenza dissipata in questo transistor, è stato previsto un resistore in serie al collettore, allo scopo di diminuire la tensione che si sviluppa ai capi del semiconduttore quando esso conduce.

Circuiti Integrati o Parzialmente Integrati: il più semplice di essi, a patto che $V_L = 0$ V, consiste nell'impiegare un "gate" TTL a collettore aperto, con caratteristiche adatte di tensione e di corrente di uscita, come ad esempio l'invertitore Hex tipo SN7406, secondo lo schema di figura 10.

Ancora una volta, le caratteristiche di uscita di questo circuito possono essere migliorate aggiungendo dei componenti supplementari, come nel caso dei circuiti discreti precedentemente descritti. Anzichè usare dispositivi normali TTL a collettore aperto, la famiglia di "driver" periferici SN75450B illustrata in figura 11 si presta particolarmente, in quanto presenta una corrente di assorbimento di uscita elevata, ed è disponibile in una vasta gamma di funzioni.

Usando questi circuiti, è possibile ottenere la funzione logica necessaria per il circuito globale di pilotaggio, nel modo illustrato alla figura 12. Ancora una volta questi circuiti sono adatti soltanto per le applicazioni nelle quali $V_L = 0$ V.

Se non si verificano queste circostanze, in tal caso occorre usare un condensatore di accoppiamento come nel caso precedente. Tuttavia, per la maggior parte delle applicazioni di pilotaggio di memoria, è pratica normale che V_L sia pari a 0 V, per cui esistono due tipi di dispositivi di pilotaggio ad integrazione totale, che possono essere impiegati.

TIPO	SN75450B	SN75451B	SN75452B	SN75453B	SN75454B
Schemi a blocchi					
Prestazioni	<p>Due "gate" e due transistori a corrente elevata su di un unico "chip". Ciascun transistorore assorbe una corrente di 300 mA, e presenta una tensione minima di rottura tra collettore ed emettitore di 30 V.</p> <ul style="list-style-type: none"> • Due transistori "uncommitted" • Confezione ad 8 terminali • "Gate" AND • "Gate" NOR • "Gate" OR 				

Fig. 11 - Connessioni ai terminali degli elementi che appartengono alla famiglia SN75450B.

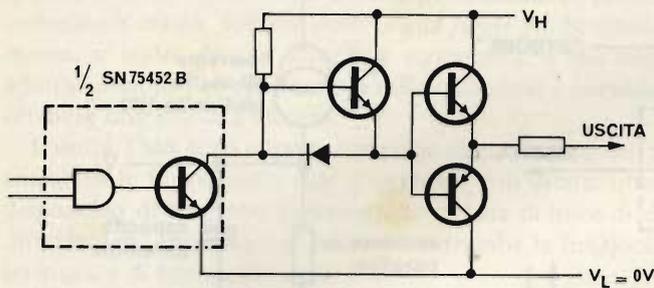


Fig. 12 - Schema del circuito "driver" NAND di tipo invertente.

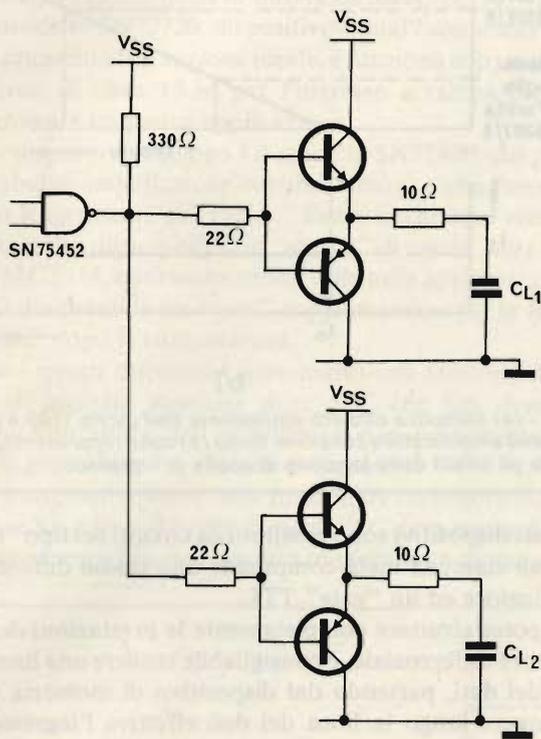


Fig. 13 - Metodo che è possibile impiegare per pilotare più di uno stadio "booster".

Per pilotare carichi capacitivi di valore elevato, costituiti da un certo numero di valori capacitivi più piccoli, è possibile abbinare un circuito "booster" associato a ciascuna parte del carico, e pilotare tutti questi amplificatori con il segnale proveniente da un solo circuito integrato. Ciò consente anche di ridurre la capacità dovuta alla disposizione dei componenti sul circuito stampato, in quanto ciascun "booster" può essere sistemato in prossimità del carico che esso pilota, come si osserva alla figura 13.

Il modello SN75361AP è un dispositivo che risulta particolarmente adatto per il pilotaggio di unità MOS: come si osserva in figura 14, esso consiste in un circuito bipolare costituito da due "gate" NAND a due ingressi, con un ingresso di ciascun "gate" in comune, e con l'altro ingresso libero.

Gli ingressi 1 e 2 consistono in singoli carichi TTL (da 1,6 mA), e l'ingresso S è l'equivalente di due carichi del tipo TTL.

Il dispositivo necessita di due sorgenti di alimentazione, e

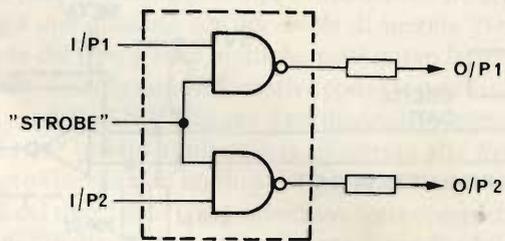


Fig. 14 - Schema di principio dell'unità SN75361AP.

precisamente $V_{CC} = 5V$, nonché $V_{SS} = V_{SS}$ per unità MOS, e 0 V. Le uscite sono del tipo "totem pole" a forte corrente, con un adeguato sistema di protezione agli effetti della limitazione della corrente stessa. Il dispositivo è in grado di funzionare con un valore di V_{SS} compreso tra 4,75 e 24 V.

L'unità SN75361AP è in grado di pilotare fino ad un valore capacitivo massimo di 1.000 pF, con velocità adatte per gli ingressi "clock" di una memoria MOS.

Le uscite del "totem pole" vengono protette contro le sovratensioni mediante diodi di smorzamento. Il consumo di potenza in stato di "standby" (con uscite alte) è dell'ordine di 10 mW. Dal momento che il carico pilotato da questo dispositivo consiste prevalentemente in un valore capacitivo che si trova all'estremità di una linea induttiva con un valore resistivo molto basso, un rapido effetto di commutazione in uscita può dare adito a fenomeni di "ringing" piuttosto gravi. Per ridurre il fattore "Q" di questo circuito reattivo di carico, è necessario impiegare un resistore di valore basso in serie all'uscita del "driver".

Tuttavia, la presenza di questo resistore provoca un peggioramento nella velocità di commutazione, ed è dunque necessario ricorrere ad un compromesso, nel senso che è necessario ridurre il "ringing" ad un livello accettabile, senza rallentare eccessivamente la velocità di variazione del segnale.

Per accelerare il tempo di salita, è possibile collegare in parallelo a questo resistore un diodo rapido (ad esempio del tipo 1N4150). Facendo uso di un circuito di questo genere, e collegando in serie un resistore di 10 Ω , il tempo di propaga-

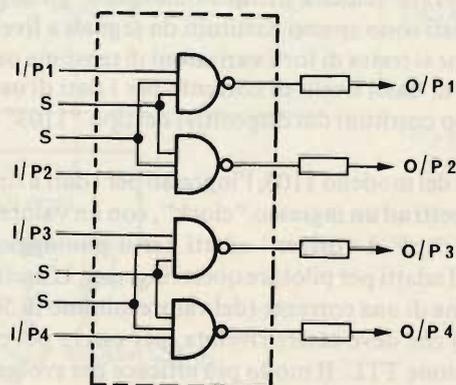


Fig. 15 - Schema di principio dell'unità SN75365.

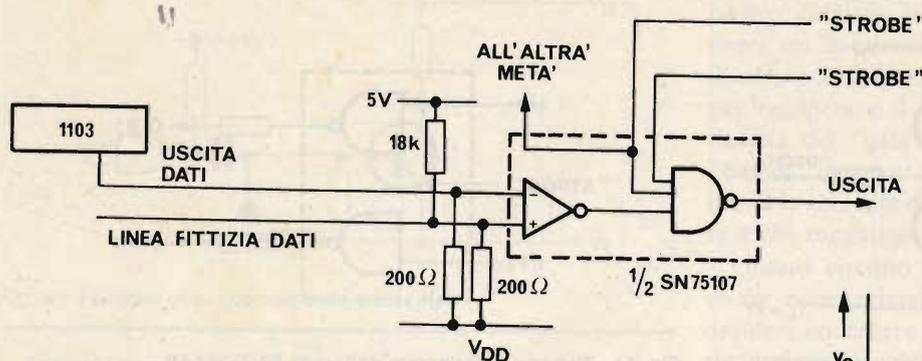


Fig. 16 - Metodo di "sensing" dei dati dell'unità 1103.

zione t_{pHL} corrisponde approssimativamente a 26 ns, mentre il periodo t_{pLH} corrisponde a circa 32 ns, con un carico di 400 pF. A questo riguardo è bene rammentare che i tempi di propagazione sono costituiti dai ritardi attraverso il dispositivo e dai tempi di salita o di caduta del segnale di uscita.

Il carico di 400 pF equivale a 160 ingressi di indirizzo, oppure a 14 ingressi "Reset" o "Clock" del dispositivo TMS 4063.

Il secondo dispositivo totalmente integrato è del tipo SN75365 (vedi figura 15), e consiste in un'unità NAND quad a due ingressi. Questo elemento presenta un ingresso supplementare di alimentazione V_{BB} . Può essere impiegato con questo ingresso collegato all'ingresso V_{SS} , oppure, quando viene usato per pilotare dispositivi di memoria del tipo "1103", può essere collegato all'alimentazione V_{BB} di quest'ultimo.

Anche in questo caso sono necessari i resistori in serie alle uscite: i dati di impiego e le prestazioni sono elencati nella letteratura tecnica.

Ingressi/uscite dei dati

I livelli dei dati di ingresso e di uscita per la maggior parte dei dispositivi "shift register" in versione MOS e delle memorie per sola lettura (ROM), possono essere direttamente compatibili con le logiche TTL, oppure possono richiedere semplicemente l'aggiunta di un resistore "pull-up" o "pull-down" per realizzare l'interfacciamento con un "gate" logico del tipo TTL.

Tuttavia, con le memorie ad accesso casuale, allo scopo di ottenere elevate velocità di funzionamento, gli ingressi e le uscite dei dati sono spesso costituiti da segnali a livello MOS, nel senso che si tratta di forti variazioni di tensione per i dati di ingresso, e di bassi livelli di corrente per i dati di uscita. Due esempi sono costituiti dai dispositivi del tipo "1103" e del tipo TMS 4063.

Nel caso del modello 1103, l'ingresso per i dati è simile sotto tutti gli aspetti ad un ingresso "clock", con un valore capacitivo di circa 7 pF. I "driver" adatti per il pilotaggio "clock" sono altresì adatti per pilotare questi ingressi. L'uscita dei dati è nella forma di una corrente (del valore minimo di 500 μ A per uscita alta) che deve essere rivelata, per essere poi convertita in una tensione TTL. Il modo più efficace per svolgere questa funzione, consiste nell'impiegare dispositivi del tipo SN75107, 108, 207 o 208, a seconda della funzione e della velocità necessarie, come si osserva alla figura 16.

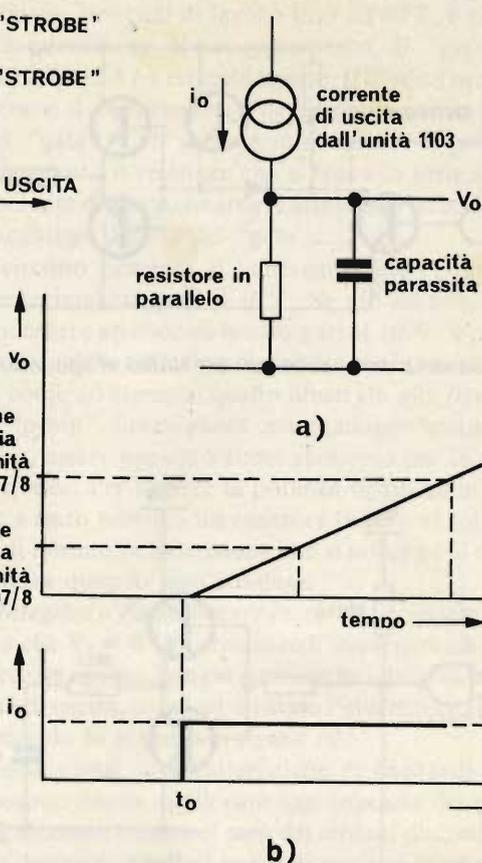


Fig. 17 - (a) Semplice circuito equivalente dell'uscita 1103 e dell'ingresso dell'amplificatore sensibile. Sotto (b) sono rappresentati graficamente gli effetti della tensione di soglia di ingresso.

Questi dispositivi sono costituiti da circuiti del tipo "dual", nei quali ciascuna metà comprende uno stadio differenziale amplificatore ed un "gate" TTL.

Per poter sfruttare completamente le prestazioni dell'amplificatore differenziale, è consigliabile tendere una linea "fittizia" dei dati, partendo dal dispositivo di memoria fino a raggiungere lungo la linea dei dati effettiva l'ingresso non invertente. Di conseguenza, qualsiasi rumore di modo comune che venga captato in queste linee, ad esempio provenienti da "clock" di commutazione, ecc., viene respinto dall'amplificatore differenziale. È necessario però prevedere un percorso di corrente per il potenziale V_{DD} per rivelare la presenza del segnale all'ingresso dell'amplificatore, tramite un resistore, e ciò allo scopo di sviluppare una variazione di tensione che permetta la commutazione dell'amplificatore.

Nel caso dei modelli SN75107 e 108 (versione di amplificatore operazionale a collettore aperto del modello "107"), la soglia di ingresso è di 25 mV. Se è necessaria un'elevata velocità di funzionamento, in tal caso le unità del tipo SN75207 e 208 consentono un risultato migliore, in quanto la rispettiva soglia di ingresso viene garantita dal valore massimo di 10 mV. Ciò significa che la corrente di uscita proveniente dall'unità 1103, che carica la capacità parassita presente sulla linea dei dati, e che sviluppa anche una differenza di potenziale ai capi del resistore di ingresso dell'amplificatore sensibile, deve caricare queste capacità parassite con un potenziale inferiore. Questo risultato può essere ottenuto facilmente riferendosi al grafico di figura 17.

È anche possibile valutare l'uscita del dispositivo 1103 impiegando un "gate" TTL a bassa potenza, ed un resistore collegato a massa, come si osserva alla figura 18. Sostanzialmente, si tratta di una soluzione economica, e che risulta adatta soltanto per applicazioni nelle quali non è necessario ottenere una velocità elevata.

L'unità TMS 4063 impone l'impiego di circuiti speciali per entrambe le funzioni dei dati di ingresso e di uscita: questo dispositivo di memoria presenta una coppia di linee di dati differenziali, che vengono usati per entrambe le funzioni di scrittura e di lettura dei dati.

La figura 19 illustra come è possibile usare transistori discreti con un comparatore a circuito integrato, proprio per svolgere queste funzioni. Un amplificatore differenziale del tipo SN72720, ed un diodo zener, come il modello 1N5230B (in serie) vengono usati in questa circostanza.

Il modello SN72720, dispositivo "dual" con uscite separate, rappresenta la soluzione ideale, e funziona con un tempo di responso di circa 15 ns per l'ingresso a rampa presentato attualmente in questa applicazione.

Un dispositivo analogo è il modello SN72820, che presenta uno stadio amplificatore supplementare, e che funziona in modo leggermente più rapido. Esiste anche una versione di questa unità disponibile con "strobe" di uscita, nota sotto la sigla SN72514, che risulta molto utile nelle applicazioni in cui non è desiderabile un "gate" supplementare per la funzione "strobe" dopo il comparatore.

Tutti questi dispositivi presentano una tensione differenziale di ingresso massima di ± 5 V, che non deve essere superata durante i cicli di Scrittura; è inoltre necessaria una rete di protezione nei circuiti di ingresso.

Se il dispositivo viene fatto funzionare tra le linee di alimentazione V_{SS} e V_{DD} , il livello di uscita "0" deve essere di circa 7 V. Di conseguenza, è necessario impiegare un diodo zener ed

un resistore in uscita, per convertire il segnale nel livello TTL.

Ovviamente, questo circuito di Lettura/Scrittura è piuttosto complesso, usa molti componenti, occupa un certo spazio e dissipa una quantità considerevole di energia. Nelle grosse memorie del tipo a cifre multiple, tutti questi fattori sono da escludere. La soluzione alternativa consiste perciò nell'impiegare il modello SN75370, che è un dispositivo espressamente studiato per questa applicazione, illustrata alla figura 20.

Questo sistema non implica l'impiego di componenti esterni, ed è del tipo "dual", in grado di svolgere completamente le funzioni "Write-Drive" e "Read-Sense" per due bit di parola di memoria. Per il funzionamento, esso implica la disponibilità di due segnali di controllo, come pure della funzione "Chip Enable", vale a dire "Write Enable" e "Read Enable".

Il diagramma di temporizzazione, riprodotto alla figura 21, illustra il funzionamento di questi ingressi: il ritardo tra l'istante in cui la funzione "Read Enable" raggiunge il valore "basso" ed il momento in cui l'uscita dei dati è valida ($t_{RED} =$ "Read Enable Delay") assume il valore tipico di 15 ns.

Nei confronti dei dati sulle linee I/O, è necessaria la loro presenza per un periodo precedente ($d_{DS} =$ "Data Set-up") pari a circa 10 ns, a causa del tempo di propagazione attraverso l'amplificatore sensibile del dispositivo.

Non appena il punto "Read Enable" ritorna al livello "alto", si verifica un ritardo ($t_{RER} =$ "Read Enable Recovery") prima che abbia termine il periodo valido dei dati di uscita, della durata tipica di 15 ns.

Alcuni esempi pratici

Questo paragrafo descrive le fasi attraverso le quali bisogna passare quando si progetta un sistema per un'applicazione specifica, allo scopo di ottimizzare le prestazioni di alcuni dei circuiti precedentemente citati.

Consideriamo un sistema modulare ad alta velocità da 4 k

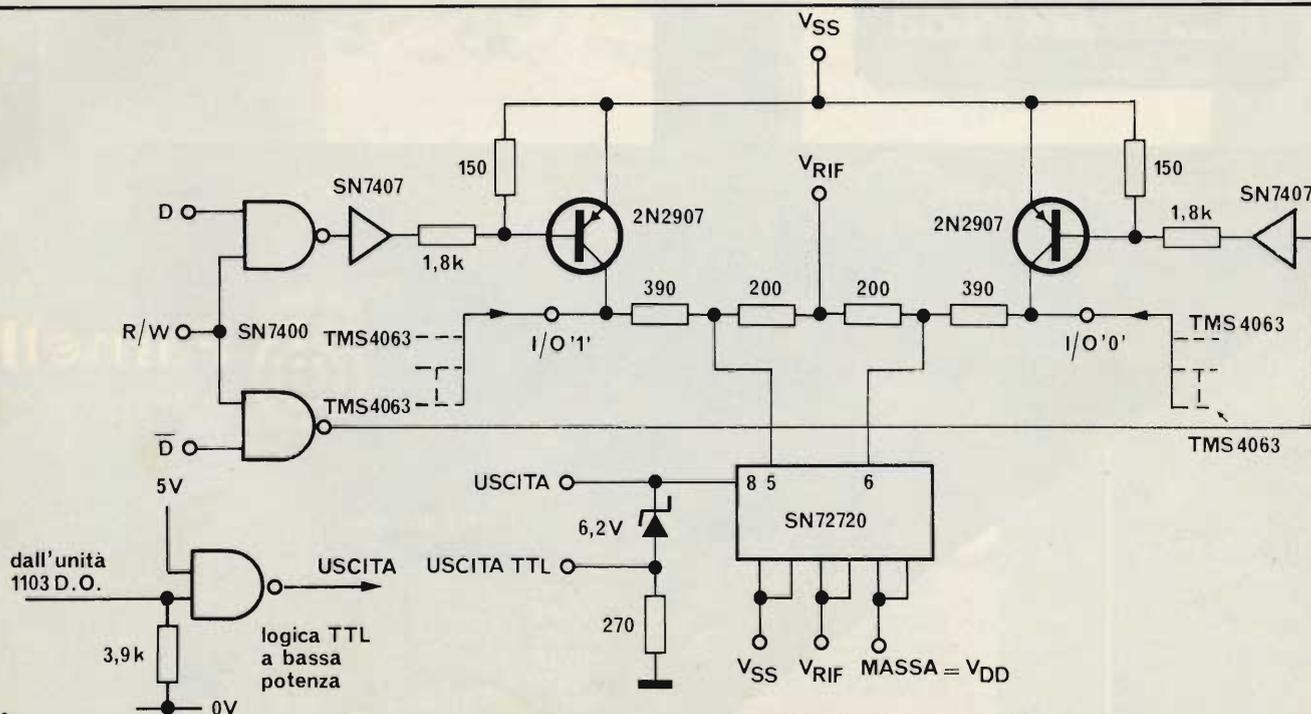
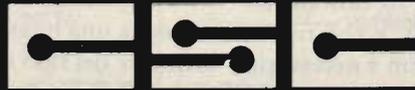


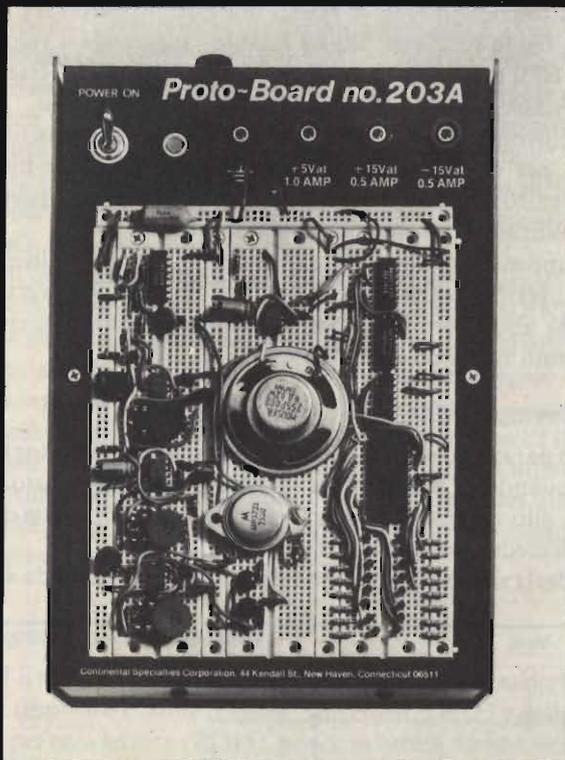
Fig. 18 - Semplice versione del circuito "sensing".

Fig. 19 - Circuito di Lettura/Scrittura realizzato con componenti discreti.

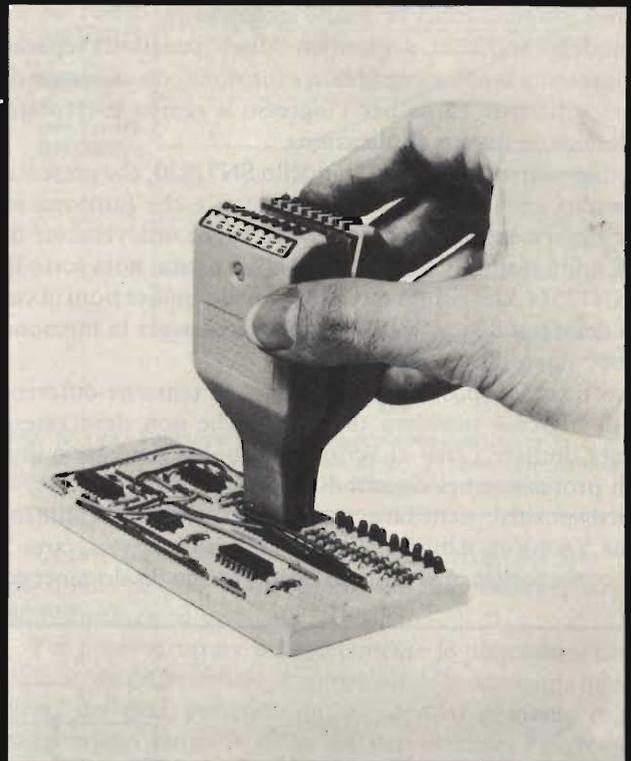
CONTINENTAL SPECIALTIES CORPORATION



UN SUCCESSO! COME MAI? PERCHE' COSTANO MENO



Sistemi di breadboard con o senza alimentatore.



Visualizzatori di stati logici a 16 piedini, TTL/CMOS.

Desidero ricevere il nuovo catalogo C.S.C.

NOME.....
COGNOME.....
SOCIETA'.....
VIA.....
CITTA'.....
CAP.....
E.O.....
TEL.....
N.....



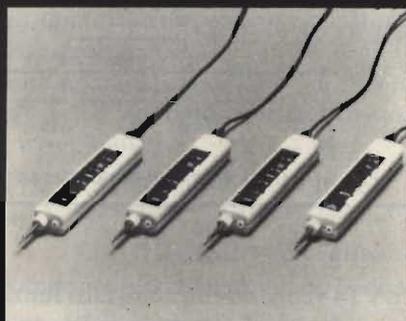
Farnell

Via Marneti, 31 - 20129 MI

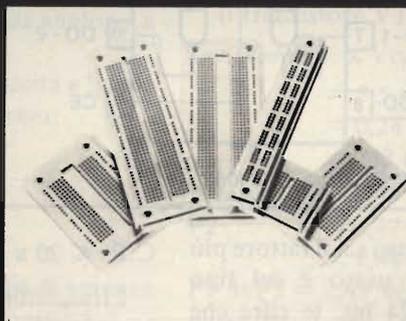
DISTRIBUTORI

- MILANO - FRANCHI TEL. 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 TEL. 059 - 804104 HELLIS
- BOLOGNA - ZANIBONI TEL. 045 - 582633
- TRIESTE - RADIO KALIKA TEL. 040 - 30341
- CATANIA - ELECTRONICS DISTRIBUTION SICILIANA
TEL. 095 682697

SEMPLICE, NE VENDIAMO PIU' DEGLI ALTRI E SONO MIGLIORI



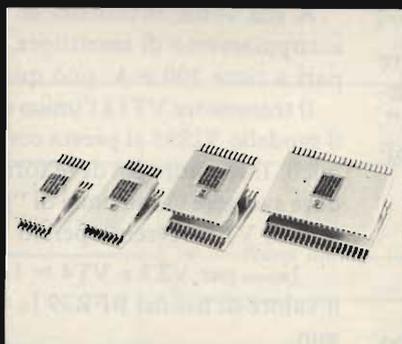
Sonde ed impulsatori logici
TTL/CMOS.



Basette sperimentali per cablaggi
senza saldatura componibili.



Generatori di funzioni ed impulsi a
basso costo.



Pinze per integrati da 14 a 40
piedini (anche con cavo piatto)

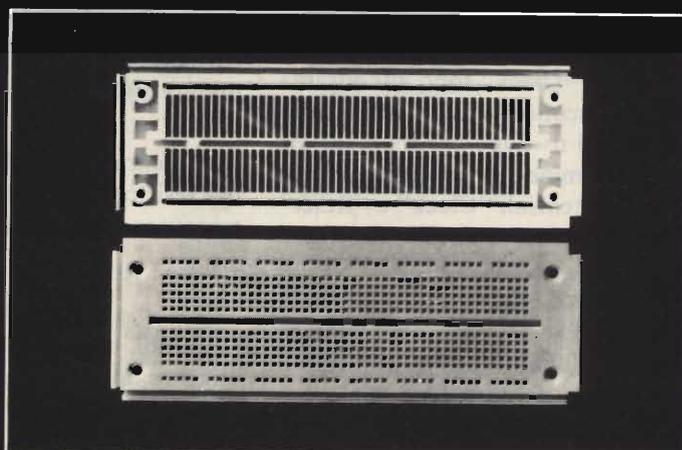


Frequenzimetri a 6 o 8 cifre, da 50 a
550 MHz, portatili.

Italia s.r.l.

LANO - Tel. (02) 7380645 - 733178

I BREAD BOARDS
DEI BUG BOOKS



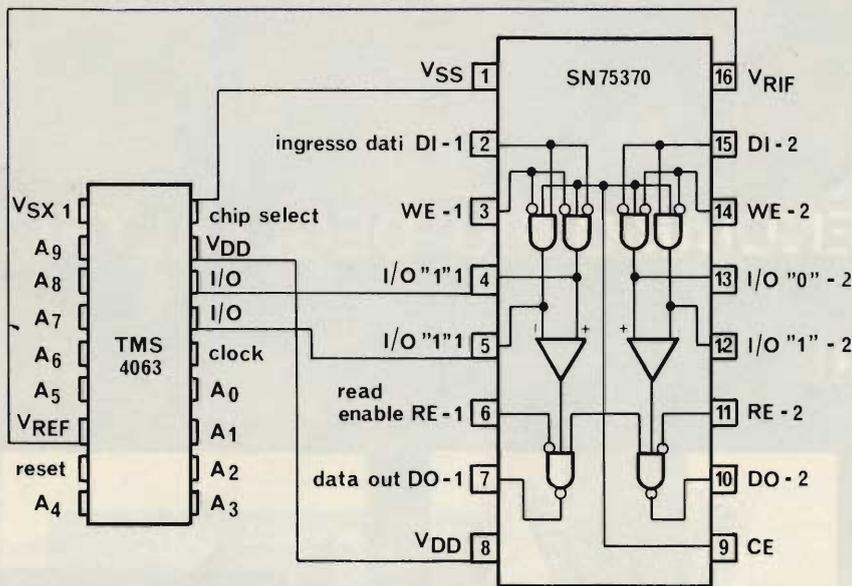


Fig. 20 - Metodo di collegamento tra le unità SN75370 e TMS4063.

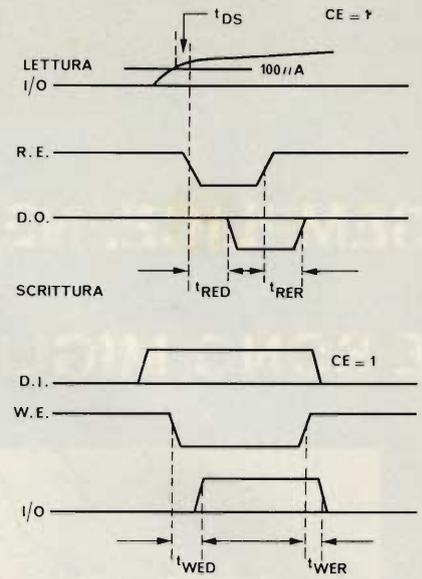


Fig. 21 - Diagramma di temporizzazione.

parole x 16 bit, nel quale il tempo di accesso sia il fattore più importante. Se l'elemento di memoria usato è del tipo TMS4063 con memoria R.A.M. da 1024 bit, le cifre che seguono possono essere immediatamente derivate dai dati tecnici:

Capacità di ingresso "Reset" (1 dispositivo) = 30 pF tipico, massimo 40 pF

16 ingressi "Reset" in parallelo = 640 pF massimo.

(Si noti che, quando si calcola il carico, o qualsiasi altro valore associato a questi circuiti "driver" ecc., è necessario prevedere il funzionamento sicuro anche nelle "peggiori condizioni", per cui, in questo caso, si fa uso del valore massimo di 40 pF per l'ingresso "Reset").

Capacità di ingresso

"clock" (1 dispositivo) = 30 pF tipico, 36 pF massimo

16 ingressi "clock" in parallelo = 576 pF massimo

Capacità di ingresso

"Address" (1 dispositivo) = 2,5 pF tipico, 3,5 pF massimo

64 ingressi di "Address" in parallelo = 224 pF

Le esigenze che sussistono nei confronti dei circuiti di pilotaggio di "Reset" e "Clock", sono analoghe in termini di carico, ma differiscono in termini di polarità di uscita in assenza di segnale. Per ottenere un tempo di accesso rapido, l'ingresso "Reset" delle unità TMS4063 deve restare basso tra i cicli, ed il ciclo comincia nell'istante in cui il potenziale "Reset" diventa alto. Gli ingressi "Clock" sono alti durante questo periodo di tempo, e si riducono al valore "basso" per un minimo di 100 ns, almeno 60 ns dopo che il potenziale "Reset" è diventato "alto". Al termine del periodo minimo di "Clock" di 100 ns, entrambi i potenziali "Clock" e "Reset" ritornano al loro stato originale, come si osserva alla figura 22.

Il circuito di pilotaggio illustrato alla figura 23 funziona con un carico di 570 pF, e con il ciclo di uscita rappresentato alla figura 24. Esso si presta all'impiego per gli ingressi "Clock" di un sistema di memoria del tipo TMS 4063.

Con una capacità $C_L = 570$ pF, per ottenere tempi di salita e di caduta di 20 ns o meno, si ha che:

$$C_L R_s \leq 20 \times 10^{-9} / 3 \quad \text{ossia} \quad R_s = 10 \Omega$$

I transistori VT3 e VT4 vengono entrambi fatti funzionare come stadi ad accoppiamento di emettitore. Per lo stadio VT3, del tipo "n-p-n", un transistoro del tipo BLY33 VHF è particolarmente adatto, mentre il tipo 2N2905A è adatto per lo stadio VT4.

A sua volta, il transistoro VT2 è ugualmente del tipo ad accoppiamento di emettitore, con un'intensità massima di I_C pari a circa 100 mA: può quindi essere del tipo BFR39.

Il transistoro VT1 è l'unico commutatore saturabile, per cui il modello TIS55 si presta con un notevole vantaggio economico. Il resistore R_C deve fornire la corrente di base a VT2, e deve svolgere la funzione di "pull up" nei confronti del collettore di VT1. Avremo perciò

$$I_{B(\max)} \text{ per VT3 e VT4} = I_{out(\max)} / 10 = 100 \text{ mA}$$

il valore di h_{FE} del BFR39 $I_C = 100$ mA con $V_{CE} = 20$ V = 25 min.

quindi, la corrente di base = $100/25 = 4$ mA

La capacità di ingresso di base di VT2 è pari a circa 60 pF e la capacità di collettore di VT1 è pari a circa 10 pF.

Di conseguenza, se il tempo di salita deve essere di 20 ns, trascurando la corrente di base che raggiunge lo stadio VT2, avremo che:

$$\begin{aligned} \text{Costante di tempo } CR_C &= 20 \times 10^{-9} / 3 \\ \text{oppure } RC &2 \gg 20 \times 10^{-9} / 3 \times 70 \times 10^{-12} \\ &= 94 \Omega \end{aligned}$$

Trascurando la capacità presente in quel punto, il valore del resistore R_C , necessario per fornire I_B (pari a 4 mA) al transistoro VT2, viene calcolato nel modo seguente:

$$\begin{aligned} R_C &= (20 - V_{CE(\text{sat})} - V_{BE} - V_F) / 4 \times 10^{-3} \\ &= 18 / 4 \times 10^{-3} = 4,5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Quindi, tenendo nella dovuta considerazione entrambe le esigenze, avremo che:

$$R_C = 94 \times 4,5 \times 10^3 / (94 + 4,5 \times 10^3) = 92 \Omega$$

e, in mancanza di tale valore, sarà possibile usare il valore

normalizzato di 82Ω .

Una volta stabilito dunque il valore di $R_C = 82 \Omega$, nei confronti di VT1 avremo che:

$$I_C = (20 - V_{CE(sat)})/82 \\ = 240 \text{ mA}$$

Con questa corrente di collettore:

$$h_{FE} = 15 \text{ min.} \\ I_B = 240/15 \\ = 16 \text{ mA} \\ R_B = (5 - V_{BE})/(16 \times 10^{-3}) \\ = 220 \Omega$$

L'uscita TTL deve assorbire complessivamente $(5 - V_{out})/R_B (= 21 \text{ mA})$.

Per questo motivo è necessario usare un elemento del tipo SN7438, oppure un dispositivo separatore di uscita analogo, a collettore aperto.

Con un'uscita a livello "alto" di 19 V ed un'uscita a livello "basso" di 0,8 V, i tempi per questo circuito sono:

$$t_{pd} \text{ (da "1" a "0")} = 24 \text{ ns} \\ t_{pd} \text{ (da "0" a "1")} = 16 \text{ ns} \\ t_r = 24 \text{ ns} \\ t_f = 26 \text{ ns}$$

Le componenti che determinano la dissipazione di potenza sono:

P1 (a causa del carico capacitivo)

$$= C \times V^2 \times f \\ = 570 \times 10^{-12} \times 350 \times 3,5 \times 10^6 \\ = 698 \text{ mW}$$

Questa potenza viene dissipata principalmente nei due transistori di uscita e nel resistore in serie all'uscita stessa.

Inoltre, la potenza P2 (dovuta agli elementi del circuito in condizioni statiche) viene calcolata come segue:

$$P_2 = P_{OL} \times t_{OL}/t_{ciclo} + P_{OH} \times t_{OH}/t_{ciclo}$$

Con l'uscita a livello "alto", l'unica dissipazione consiste nell'uscita del "gate" TTL, e nell'energia dissipata dal resistore "pull-up". In altre parole,

$$\text{nel "gate" TTL, } I_{out} \times V_{out} = 21 \times 10^{-3} \times 0,4 = 84 \text{ mW} \\ \text{nel resistore "pull-up" } I^2 R_B = (21 \times 10^{-3})^2 \times 220 = 97 \text{ mW} \\ P_{OH(tot)} = 181 \text{ mW}$$

Con l'uscita a livello "basso", il resistore R_C dissipa:

$$(20 - 0,5)^2/82 = 4 \times 63 \text{ W}$$

Il transistoro VT1 dissipa quindi:

$$I_B \times V_{BE} + I_C \times V_{CE(sat)} \\ = 3,5 \times 1,5/220 + 19,5 \times 0,5/82 \\ = 0,24 + 0,119 \\ = 143 \text{ mW}$$

$$P_{OL(tot)} = 4,77 \text{ W} \\ P_2 = 4,77 \times 100/290 + 0,18 \times 190/290 \\ = 1,64 + 0,11$$

$$P_1 + P_2 = 2,45 \text{ W}$$

P3 (e cioè la dissipazione di potenza dovuta alle perdite di commutazione nel circuito) è di valore insignificante, nel senso che è inferiore a 10 mW.

Un analogo procedimento viene impiegato per studiare la polarità opposta per l'ingresso "Reset".

Le esigenze di pilotaggio di indirizzo non sono rilevanti.

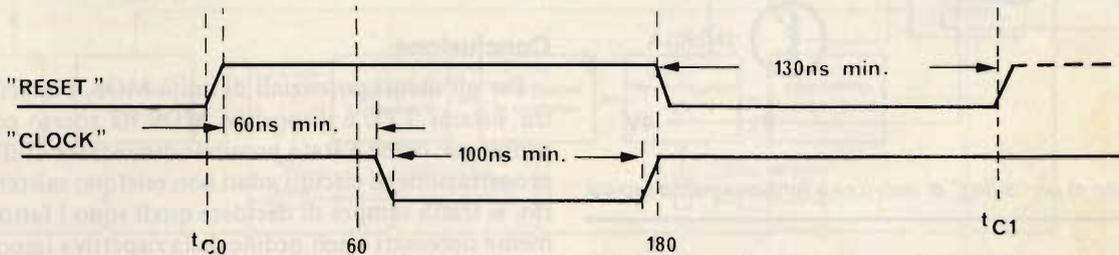


Fig. 22 - Esigenze di temporizzazione per le funzioni "Clock" e "Reset".

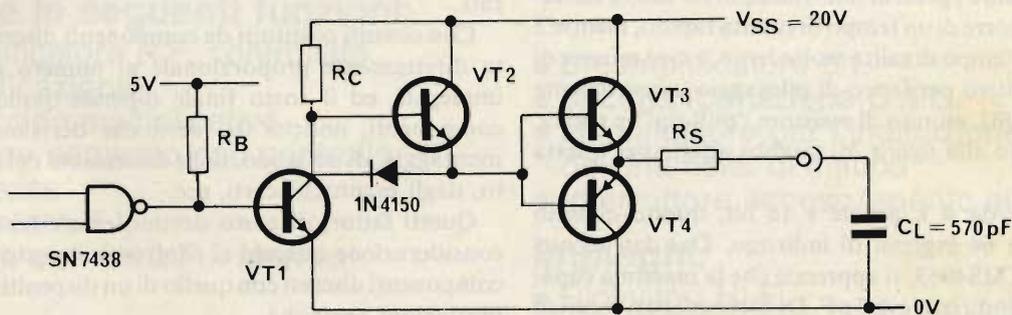


Fig. 23 - Circuito di pilotaggio dell'ingresso "Clock".

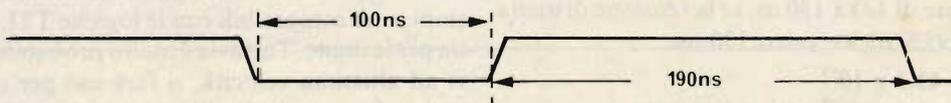


Fig. 24 - Forma d'onda del ciclo di lavoro di uscita.

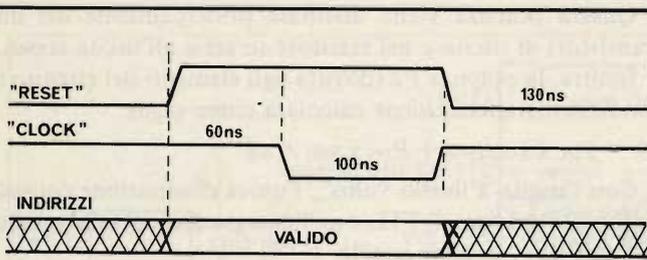


Fig. 25 - Diagramma di temporizzazione di indirizzo.

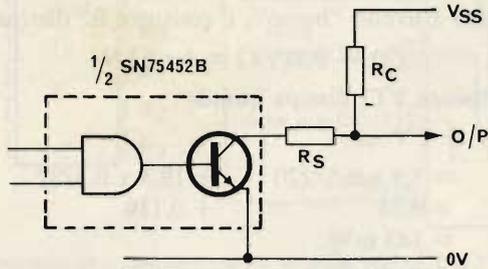


Fig. 26 - In alto, forma d'onda dei segnali di uscita del semplice "driver" di indirizzo illustrato in basso.

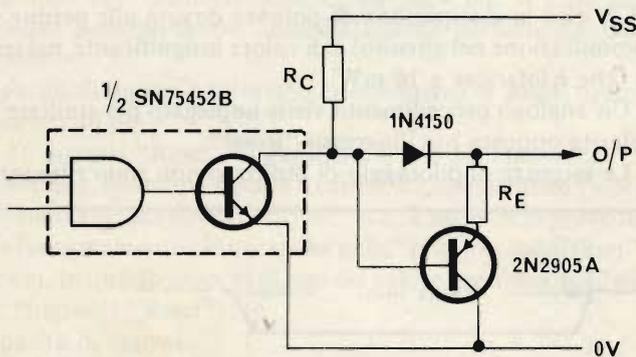


Fig. 27 - Circuito di un "driver" di indirizzo a funzionamento rapido.

Consideriamo al riguardo il diagramma di temporizzazione illustrato alla figura 25: se l'indirizzo dovesse essere pilotato al livello "alto" durante i periodi non validi, in tal caso è necessario soltanto disporre di un tempo di caduta rapido, mentre è possibile usare un tempo di salita molto lento, e cioè minore di 130 ns. Un dispositivo periferico di pilotaggio (appartenente alla serie SN75450B), munito di resistore "pull-up" in uscita, nel modo illustrato alla figura 26, sarebbe adatto per questa applicazione.

Per un sistema da 4 k parole x 16 bit, questo circuito dovrebbe pilotare 64 ingressi di indirizzo. Dai dati tecnici relativi all'unità TMS4063, si apprende che la massima capacità di ingresso di indirizzo è di 3 pF. Di conseguenza, il carico del pilota ammonta a $3 \times 64 = 192 \text{ pF} = C_L$.

La costante di tempo della forma d'onda di uscita è $C_L R_C$ che deve essere minore di $1/3 \times 130 \text{ ns}$, se la tensione di uscita deve raggiungere il 95% di V_{SS} entro 130 ns.

$$\begin{aligned} C_L R_C &= 43,3 \times 10^{-9} \\ R_C &= 43,3 \times 10^{-9} \times 1 \times 10^{-12} / 192 \\ &= 220 \Omega \end{aligned}$$

Il resistore R_S è necessario in serie all'uscita, allo scopo di limitare la massima corrente nella capacità di carico all'uscita del "driver" al valore di 300 mA, oppure ad un valore inferiore.

$$\begin{aligned} R_S &= V_{SS} / 0,3 \\ &= 68 \Omega \end{aligned}$$

In tal modo dovrebbe essere possibile ottenere un tempo di caduta di uscita pari a:

$$\begin{aligned} 3C_L R_S &= 3 \times 192 \times 10^{-12} \times 68 \\ &= 39 \text{ ns} \end{aligned}$$

Le cifre effettive che esprimono le prestazioni erano:

t_{pd} (da "0" a "1")	= 41 ns
t_{pd} (da "1" a "0")	= 19 ns
t_r	= 70 ns
t_f	= 24 ns

Se è necessario disporre di un tempo di caduta più rapido, è possibile aggiungere all'uscita un transistor e un diodo, secondo il circuito di figura 27.

Il resistore R_C mantiene il valore di 220 Ω .

Il resistore R_E deve limitare la corrente che passa attraverso il dispositivo 2N2905A al valore approssimativo di 600 mA.

$$\begin{aligned} R_E &= 20 / 0,6 \\ &= 33 \Omega \end{aligned}$$

A questo punto, il tempo di caduta di uscita corrisponde a:

$$3 \times 192 \times 10^{-12} \times 33 = 19 \text{ ns}$$

Le cifre effettive relative alle prestazioni erano:

t_{pd} (da "0" a "1")	= 35 ns
t_{pd} (da "1" a "0")	= 20 ns
t_r	= 65 ns
t_f	= 17 ns

Conclusione

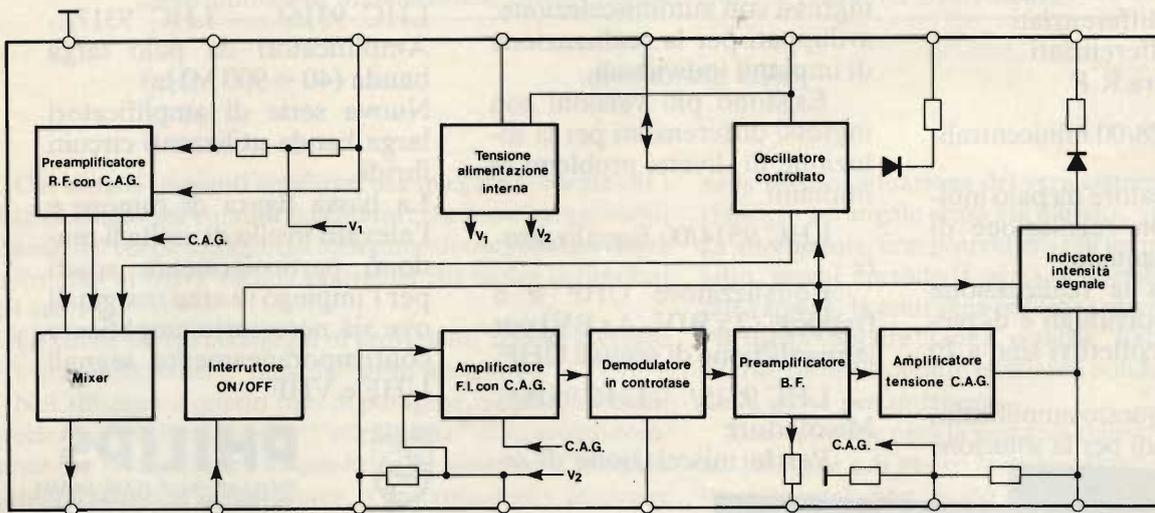
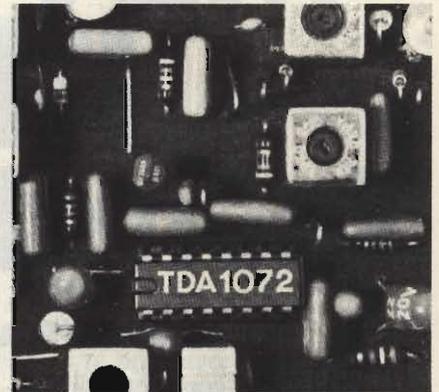
Per gli utenti potenziali di unità MOS, l'interfacciamento tra sistemi TTL e dispositivi MOS ha spesso costituito un problema: come è stato possibile dimostrare - tuttavia - nella progettazione di circuiti adatti non esistono misteri. al contrario, si tratta sempre di decidere quali sono i fattori effettivamente necessari e nell'ordine della rispettiva importanza, dopo di che si può procedere con lo studio del circuito in modo da ottenere il miglior compromesso tra tutti i criteri considerati.

Con circuiti costituiti da componenti discreti, il costo risulta direttamente proporzionale al numero dei componenti impiegati, ed il costo finale dipende quindi dal costo dei componenti, nonché dai costi che derivano dal tempo di montaggio, di collaudo, dalle dimensioni del circuito stampato, dagli eventuali scarti, ecc.

Questi fattori di costo devono essere tenuti nella dovuta considerazione quando si confronta il costo di un circuito a componenti discreti con quello di un dispositivo integrato con prestazioni analoghe.

Attualmente sul mercato vengono introdotti in continuità nuovi dispositivi MOS, e molti elementi di precedenti generazioni sono compatibili con le logiche TTL, sia per gli ingressi, sia per le uscite. Tuttavia è molto probabile che con i dispositivi ad altissima velocità, si farà uso per un certo periodo di tempo di ingressi a livello "alto", ciò che comporrà l'impiego di circuiti di interfaccia simili a quelli descritti.

TDA 1072: Circuito integrato per radioricevitori AM di alta classe



Contiene le seguenti funzioni:

- preamplificatore R.F. controllato in amplificazione
- mixer di tipo moltiplicativo
- oscillatore separato con controllo di ampiezza
- amplificatore F.I.
- rivelatore con filtro F.I. interno

- preamplificatore b.f.
- circuito formazione C.A.G.
- amplificatore per l'indicazione dell'intensità di campo
- interruttore acceso/spento elettronico

Impieghi:

- Ricevitori Hi-Fi
- Autoradio
- Ricevitori C.B.

PHILIPS METTE LE COSE IN CHIARO (con gli amplificatori)

AMPLIFICATORI DA PALO SERIE "SATELLITE 80"

Gamma completa di amplificatori da palo per la realizzazione di sistemi individuali

- bassa figura di rumore
- elevato livello d'uscita
- guadagni differenziati
- ingressi differenziati
- schermatura R.F.

LHC 9528/00 minicentralini da palo

Amplificatore da palo multingresso con regolazione di guadagno manuale.

Permette la realizzazione di sistemi individuali e di piccoli sistemi collettivi sino a 10 prese.

Esistono di questo amplificatore più versioni per la soluzione

dei vari problemi d'impianto.

LHC 9517/.. - LHC 9525/..
Amplificatori da palo

Amplificatori da palo a 2 ingressi con automiscelazione; sviluppati per la realizzazione di impianti individuali.

Esistono più versioni con ingressi differenziati per la soluzione di diversi problemi di impianti.

LHC 9514/00 Equalizzatore

Equalizzatore UHF a 6 trappole (2 x BIV - 4 x BV) per la regolazione di segnali UHF

LHC 9515/.. - LHC 9516/..
Miscelatore

Per la miscelazione di se-

gnali provenienti da diverse antenne. Garantiscono un'elevata separazione tra le diverse antenne.

LHC 9316/.. - LHC 9317/..
Amplificatori da palo larga banda (40 ÷ 900 MHz)

Nuova serie di amplificatori larga banda utilizzando circuiti ibridi.

La bassa figura di rumore e l'elevato livello di uscita li rendono particolarmente adatti per l'impiego in aree marginali ove sia necessario amplificare contemporaneamente segnali UHF e VHF.



PHILIPS

Philips S.p.A. - Reparto ELA-MD Tel. 6445
V.le Fulvio Testi, 327 - 20162 MILANO



Centralina antifurto elettronica

Sebbene un antifurto sia tanto più valido per quanto è munito di sensori molteplici, intelligentemente sistemati, ben nascosti, la parte più importante resta sempre la centralina che stabilisce le giuste temporizzazioni ed elabora i "segnali" ricevuti dai sistemi periferici.

Ciò è tanto vero che si riflette anche sul prezzo; le centraline montate, pronte all'uso, rappresentano sempre la voce più dispendiosa, in un impianto antifurto.

Presentiamo qui un'ottima centralina in kit per impianti domestici, che può lavorare in unione ad ogni tipo di periferica: a contatti magnetici, a vibrazione o a sensori ultrasonici, o ai più moderni rivelatori a raggi infrarossi o a microonde.

*Il costo della centralina è **molto** moderno, il montaggio veramente facile. Nulla di meglio per chi vuole realizzare da solo il proprio antifurto, senza che "mani estranee" abbiano contribuito alla installazione, quindi conservando la massima riservatezza.*

di Maurizio Calvi

Chi installa impianti antifurto, usa spiegare al cliente che i sistemi hanno dei contatti o captatori che sono paragonabili ai sensi del corpo umano; dei collegamenti che possono essere raffrontati ai nervi, ed una centralina che svolge le funzioni del cervello.

Le sirene ed altri congegni di protezione, sempre secondo gl'installatori, sono i "muscoli" degli assiemi.

Noi rifiutiamo questo tipo di paragone, perchè scienziati preclari hanno stabilito che "l'intelligenza" di un grosso computer è a mezza via *tra un'ameba ed un lombrico*. Ci sembra quindi una specie di bestemmia, o uno sproposito, accostare anche il più ramificato ed "astuto" antifurto a quel portentoso complesso che è il corpo umano, del quale più si sa, più si resta ammirati.

Se però vogliamo paragonare un quadro di Rembrandt allo scarabocchio di un bambino che frequenta l'asilo, in un certo senso si può chiamare "cervello" una centralina. Nel suo piccolo. A cosa serve la centralina di un antifurto? Prima di tutto, fornisce energia, ed ha una riserva di energia (costituita da un accumulatore) che le permette di lavorare anche se viene a mancare la rete-luce, in caso di black-out o di taglio intenzionale dell'impianto elettrico.

Di seguito, elabora i segnali che riceve dai sensori esterni. Nel caso che i dispositivi periferici siano "disturbati" ovvero sottoposti a commutazione, forzata o naturale, aziona subito i sistemi di allarme, *se occorre*.

Il "se occorre" va interpretato nel modo seguente. Supponiamo di collegare in funzione antifurto alcuni interruttori ad una batteria, e di completare la serie con dei cicalini. Poniamo che gl'interruttori si chiudano aprendo una porta o una finestra. In tal caso, chi ha compiuto l'installazione, si troverebbe

nella classica situazione del verniciatore di pavimenti che si riduce in un angolo senza via d'uscita, vista in tante storielle. In altre parole, non potrebbero più uscire dal perimetro protetto, perchè aprendo la porta, suonerebbero gli allarmi. Per tale ragione, la centralina prevede sempre un intervallo detto "di uscita" oppure "Gone" o anche "Exit time". Durante tale ritardo tutto è bloccato; gli allarmi non suonano anche aprendo la porta per andarsene.

Una volta che però la porta sia chiusa, e l'intervallo ultimato, l'allarme è di nuovo *in attesa*. Poichè un antifurto ha una "intelligenza" non molto dissimile da quella di un cespo d'insalata, non distingue tra il padrone di casa e gl'intrusi, quindi, in teoria, entrerebbe in azione quando la persona legittimata riaprisse la porta. Per evitare tale eventualità, in passato (ma anche ora) si usavano delle "chiavi elettroniche" in grado di porre a riposo l'impianto. Fatto sta, però, che i ladri hanno imparato in un tempo sorprendentemente breve a mettere fuori uso tali chiavi, a parte qualcuna particolarmente delicata e complessa, sicchè, in genere si preferisce impiegare anche un "ritardo d'ingresso". Durante questa funzione, la centralina avverte che i contatti della porta si sono chiusi (o aperti, come si vuole, per evitare la manomissione dei collegamenti), ma non da l'allarme se non dopo un tempo prefissato, 10, 15, 20 secondi o simili. Nel frattempo, se chi è entrato è il proprietario, si è avuto il "reset" del complesso, come dire la disattivazione dell'allarme; se invece colui che entra è un malandrino, logicamente, per piccolo che sia l'appartamento, non può avere il tempo di cercare, scoprire e mettere a riposo la centralina, e mentre armeggia intorno, l'allarme innesca.

Vi sono i cosiddetti "ladri fenomeni" che quasi sempre in seguito ad una imbeccata, in quindici secondi riescono ad

entrare individuare un quadro o una scultura dal particolare valore, a strapparla dal muro ed a precipitarsi per le scale, ma si tratta appunto, di casi singolarissimi. Non che non vi sia rimedio, anche per questi. È sufficiente collocare la centralina nell'ingresso, ben nascosta, raggiungibile non appena aperto l'uscio, e stabilire un "tempo di rientro" minimo, dai cinque ai sette secondi. Come abbiamo detto prima, inoltre, le centraline rispondono a due tipi di eccitazione, sia diretta che rallentata, ed all'azionamento di due tipi di contatti: quelli indicati come "N.C.", ovvero "normally closed" *chiusi a riposo ed aperti in allarme*, e gli altri "N.O." come dire "normally open", *aperti a riposo e chiusi in allarme*". I sensori più affidabili, per antifurti perimetrici, sono senza dubbio quelli "N.C." perchè se anche un ladro riesce a tagliare i cavi che li connettono, la centralina riceve la stessa informazione dell'apertura, e scatta in allarme. In contatti "N.O." devono essere impiegati in casi particolari, come per gli interruttori che fanno parte dei tappetini pneumatici e simili, ma è pur sempre possibile utilizzarli come "N.C." tramite l'impiego di relais inversori.

I sensori complessi, tra i quali possiamo annoverare quelli ad ultrasuoni, ad infrarossi, a microonde, di norma dispongono di una coppia di contatti d'uscita che può essere impiegata come si vuole, scegliendo l'interruzione "N.C." oppure "N.O.". Vi sono delle centraline particolarmente elaborate che impiegano dei microprocessori, dei lettori di Hall per tesserini, ed incorporano dei sistemi automatici per la chiamata telefonica delle forze dell'Ordine; gli ultimissimi tipi utilizzano persino dei vocoder. Apparecchi del genere, però servono solo in casi molto particolari. Specie considerando il loro costo. Si tratta di esempi di supersofisticazione un pò estranei ai normali interessi, che sono quelli detti in precedenza.

Per le normali abitazioni, una centralina che abbia la possibilità di allarme immediato, a tempo, una doppia funzione di ritardo, l'eventuale previsione per una chiave esterna, è tutto quel che serve. La sua efficacia può essere moltiplicata sia migliorando i sensori terminali che gli allarmi. Non di rado le centraline "troppo" complesse danno brutte sorprese. Le combinazioni aumento di temperatura e di umidità, o inverse, provocano delle inserzioni errate, degli scarti nei ritardi ed altri fastidi.

Oggi, per frastonare e scacciare i ladri, si utilizzano anche dei sistemi un pò terrificanti: la famosa "Saturazione sonora" degli ambienti a livello di soglia del dolore, le elettrovalvole che aprono bombole di protossido d'azoto, le batterie di flash che accecano temporaneamente, le scariche di mitra simulate dai "tric-trac" accesi entro tubi bucherellati. Guai, se tali mezzi sono messi in azione per sbaglio!

Illustreremo ora, finalmente, dopo tanta premessa a carattere generico, una centralina antifurto che "ha tutto quel che serve", ma non è tanto complicata da minacciare dei funzionamenti casuali, e per farla corta, passiamo subito all'analisi dello schema, *figura 1*.

Per la migliore affidabilità, tutti gli ingressi impiegano sensori "normalmente chiusi" che quindi reagiscono al taglio dei cavi. Se si devono connettere dei dispositivi "normalmente aperti", basta impiegare dei relais inversori, come abbiamo premesso.

Nella figura 1/a, si deve la connessione dei diversi sussidi esterni e sono indicati le funzioni dei controlli.

Vediamo di seguito.

L'interruttore a chiave (1) inserisce l'allarme in fase d'attesa. Il pulsante (4) serve come sistema di prova dell'allarme istantaneo. Premendo il tasto, il segnalatore a LED (2) si deve illuminare. In tal modo, si ha la verifica che non vi sono

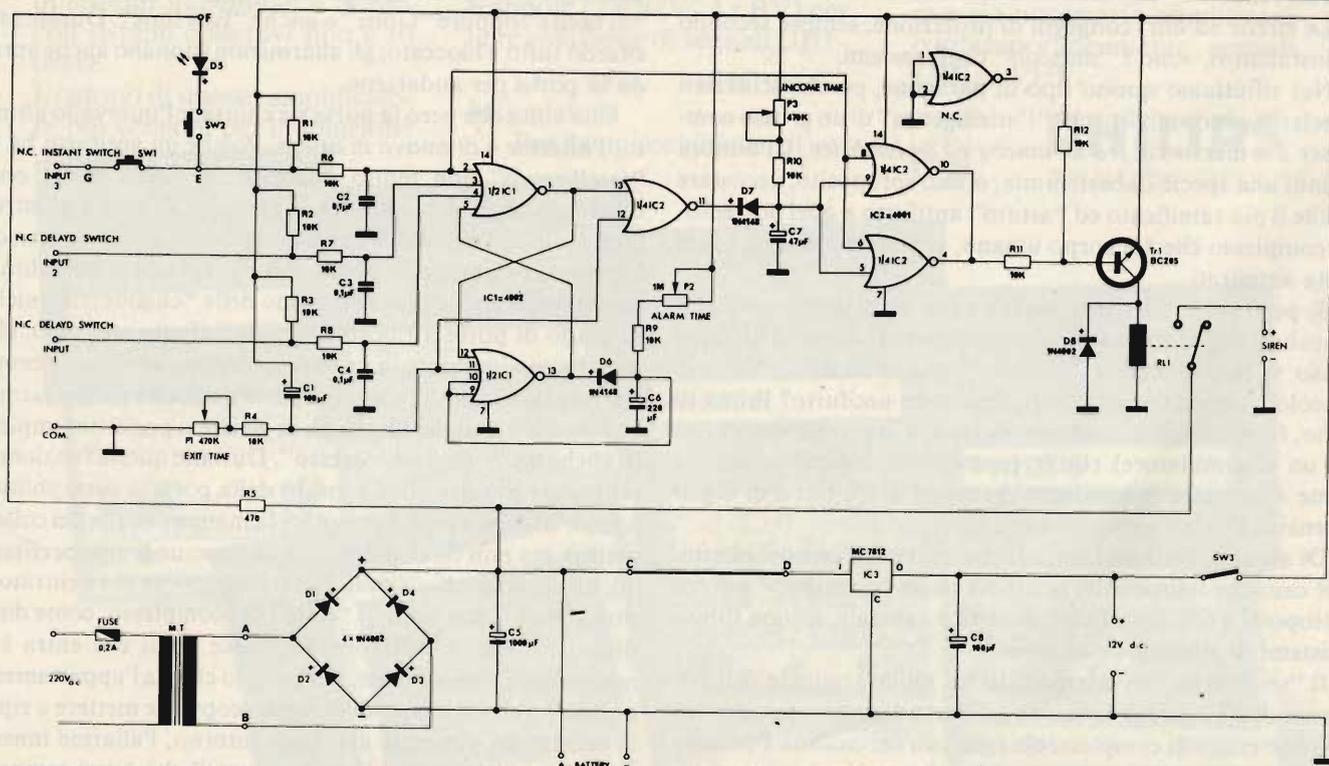


Fig. 1 - Schema elettrico della centralina antifurto UK882, in vendita presso le sedi G.B.C.

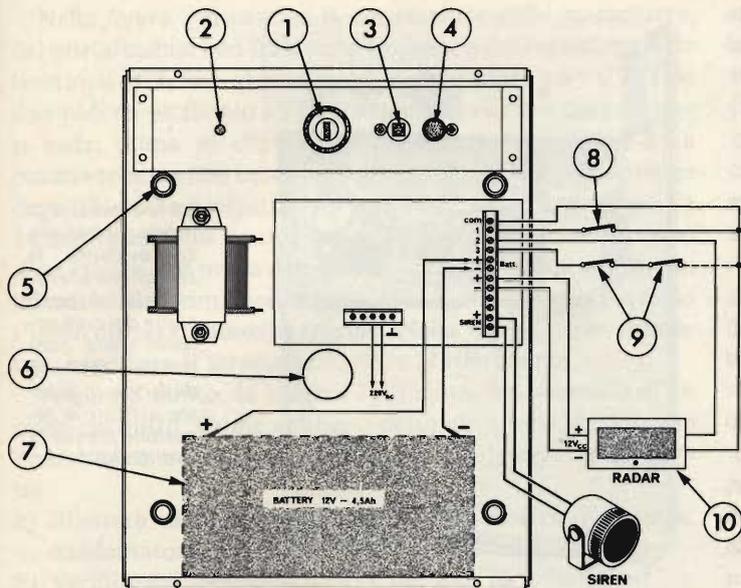
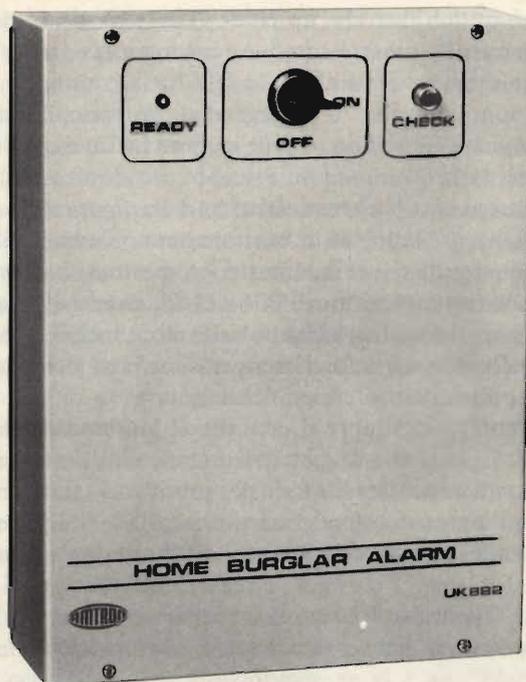


Fig. 1/a - Connessione dei diversi sussidi esterni della centralina, a destra vista dall'apparecchio a montaggio ultimato.



fili recisi o falsi contatti, cioè che tutti gli interruttori (9) disposti in serie al punto 3 della morsettiera sono chiusi, ben collegati, e pronti ad entrare in azione se necessario. Il pulsante (3) serve per rivelare la manomissione della centralina. L'interruttore (8) è predisposto nel contatto 1 e chiuso verso il contatto "COM" comune agli interruttori degli ingressi 2 e 3. Sulla morsettiera, è disponibile una tensione di 12Vcc per alimentare un eventuale dispositivo rivelatore a microonde, detto anche "radar" (10), i contatti di chiusura del quale sono cablati tra il morsetto 2 ed il comune (COM).

Sulla morsettiera, che ha 5 contatti, occorre collegare il cavo d'ingresso proveniente dalla rete a 220V. La connessione può servire per la messa a terra. Il contenitore metallico della centralina, prevede un abbondante spazio per l'alloggiamento della batteria da 12V (7), che può essere mantenuta sotto carica tramite gli appositi cavi collegati ai contatti "+/- BATT".

Ai terminali "+/- SIREN" è possibile collegare un clacson, una sirena motorizzata, una tromba elettronica che assorba sino a 5A, oppure diversi sistemi connessi in parallelo che nel complesso richiedano 5A. Rammentiamo al lettore che vi sono delle trombe elettroniche che assorbendo solo circa 2,5A di picco, generano già una pressione acustica di 110 dB (livello soglia del dolore) ad un metro di distanza.

Il foro centrale (6) consente il passaggio di tutti i collegamenti esterni diretti alla morsettiera, prima che il contenitore della centralina sia fissato alla parete attraverso i quattro fori (5) da farsi con viti ad espansione o sistemi analoghi.

I tempi di allarme, di ritardo d'ingresso e d'uscita sono predisposti, in sede di collaudo, tramite i trimmer P1, P2, P3, a circa metà del loro tempo massimo, per gli apparecchi già montati. Se interessa variarli, con il P1 si aggiusterà il tempo per l'uscita prima che intervenga l'allarme, con il P2 si imposterà il tempo di durata dell'allarme, e con il P3 il tempo d'ingresso per la disinserzione ("reset") della centralina.

Il circuito elettrico, è piuttosto semplice; si basa su di una logica ricavata tramite delle gates "NOR" a due ingressi (4001) ed a quattro ingressi (4002). Ambedue i sistemi detti sono C-MOS quindi a riposo hanno un assorbimento minimo; non a caso tutto il sistema in preallarme richiede solo una intensità di 7 mA. "NOR" significa NOT-OR logico. La relativa tavola della verità è molto semplice:

Ingresso 1	Ingresso 2	Uscita
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

ELENCO COMPONENTI DELL'UK882

Resistori

R1, R3, R3	
R4, R6, R7	
R8, R9, R10	
R11, R12	: 10 kΩ 0,25 W 5%
R5	: 470Ω 0,25 W 5%
P1-P3	: trimmer da 470 kΩ 0,2 W orizz.
P2	: trimmer da 1MΩ 0,2 W orizz.

Condensatori

C1-C8	: elettrolitici 100 μF 16 V
C2-C3-C4	: ceramici a disco 0,1 μF 50 V
C5	: elettrolitico 1000 μF 16 V
C6	: elettrolitico 220 μF 16 V
C7	: elettrolitico 47 μF 16 V

Semiconduttori - Varie

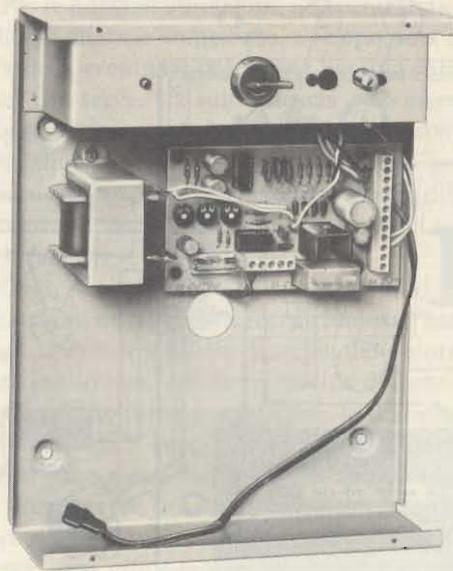
D1-D2	
D3-D4	
D8	: diodi 1N4002
D6-D7	: diodi 1N4148
D5	: diodo led
IC1	: integrato 4002
IC2	: integrato 4001
IC3	: integrato MC7812 (L7812CV)
TR1	: transistor BC 205
SW1-SW2	: pulsantiera 2 tasti
SW3	: interruttore a chiave

Si può quindi dire che un NOR-Gate può essere definito come un circuito binario con due o più ingressi ed una singola uscita, la quale uscita è al livello "1" logico quando tutti gli ingressi sono al livello "0" logico ed al contrario, l'uscita è al livello logico "0" se uno (o più) ingressi ha un valore logico alto, cioè "1".

Nel nostro caso (schema elettrico della figura 1), è molto facile analizzare la logica di funzionamento, in base ai criteri esposti; se si vede che se il contatto 3 è aperto, si ha immediatamente la commutazione di IC1 ed IC2, cosicché, tramite la R11, il transistor TR1 risulta polarizzato, conduce e chiude il relais cosicché la sirena diviene operativa (o gli altri dispositivi vari applicati come carico funzionano).

Se al contrario si apre il contatto 2 (parliamo sempre di "contatto", ma vale la pena di notare che basta un solo attivatore di una intera batteria per produrre la funzione) che serve per l'ingresso, prima che scaturisca l'allarme può passare un tempo massimo di 15 secondi, diminuibile a volontà tramite il P3.

Anche il contatto 1 è ritardato; serve per l'uscita dell'area protetta (vale quanto detto sopra) ed il ritardo massimo



La foto mostra in modo abbastanza evidente la semplicità e la razionale disposizione dei componenti della centralina antifurto descritta in questo articolo e reperibile presso le sedi G.B.C.

ricavabile è 45 secondi. Dipende da come è ruotato il P1. La durata dell'allarme, secondo i nuovi canoni europei, può durare sino a tre minuti, nel funzionamento continuo, e la si può aggistare per via del P2.

Logicamente, quando un gate è posto in funzione secondo la sua tavola della verità, la commutazione avviene ad una velocità nel campo dei microsecondi; per i ritardi servono quindi dei sistemi "rallentatori" R/C; più precisamente C1 con le resistenze addizionali per il tempo d'uscita, C6 per il tempo di durata dell'allarme, C7 per il tempo d'ingresso. L'alimentatore del complesso è molto semplice, ma abbondantemente dimensionato; impiega il trasformatore-riduttore M.T. il ponte di diodi, lo spianatore C5, il regolatore a tre terminali IC3, il "serbatoio" C8.

SW3 è ovviamente l'interruttore di "reset" o messa a riposo della logica e dell'allarme. Passiamo ora ad esporre i dettagli costruttivi e d'impiego della centralina.

Tutto il complesso elettronico, fatta eccezione per il trasformatore d'alimentazione ed i controlli, è raccolto sulla basetta che si vede nella figura 2. Il montaggio della centralina inizierà proprio da questa.

Come abbiamo raccomandato altre volte, per connettere le varie parti si deve impiegare un saldatore che abbia una potenza limitata (30W) ed uno stagno dalla qualità ottima. Convien sistemare prima di tutto il ponticello in filo di rame nudo (va bene un reoforo avanzato da qualche componente) che si scorge in prossimità della R12, e l'altro a lato del C7.

Si potrà poi continuare con il montaggio di tutte le resistenze fisse e dei diodi. Per questi ultimi si deve stare attenti all'indicazione del tipo, perchè s'impiegano elementi per segnali (1N4148) e rettificatori (1N4002). Se gli elementi sono scambiati, gli 1N4148 bruceranno prontamente, visto che non possono sopportare le correnti previste per gli altri. Si deve inoltre osservare molto bene la polarità; nella figura 2, non solo si osserva la fascetta che contraddistingue il lato-catodo, ma addirittura la polarità, indicata con il simbolo "+".

Si passerà poi ai condensatori non polarizzati, ai trimmer potenziometrici, agli zoccoli per gli IC ed al transistor. Collegati gli elettrolitici, facendo attenzione alla polarità, si potranno montare le parti più ingombranti.

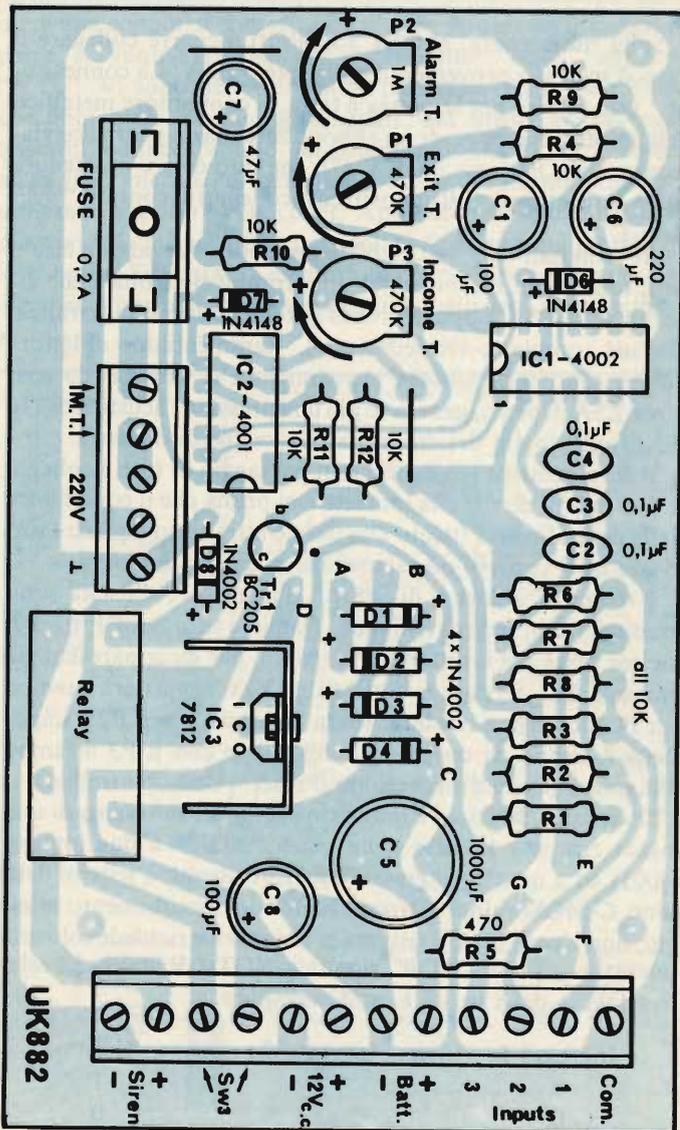


Fig. 2 - Circuito stampato con relativa disposizione dei componenti della basetta principale.

Nella *figura 3* si osserva la connessione delle morsettiere, del portafusibile con il relativo fusibile, e del regolatore a tre terminali IC3, che abbisogna di un radiatore ad "U". Tale dissipatore, va fissato all'IC tramite una vite con dado, come si vede, prima di effettuare il montaggio del "7812". La basetta termina con la connessione del relais e con l'inserzione degli IC1-IC2 nei rispettivi zoccoli. I due, hanno i terminali 1 e 14 contraddistinti da una tacca. Effettuando l'inserzione, si deve curare che non avvenga un capovolgimento, altrimenti all'atto della prima accensione della centralina, l'IC inverso s'interromperà immediatamente. Nella *figura 2*, per riscontro, è indicato il terminale 1, oltre al riferimento.

A questo punto, la basetta è ultimata, ma necessita di un buon riscontro. Come abbiamo detto altre volte, il controllo dovrebbe essere portato avanti con le fasi dettagliate di seguito:

- a) Rilettura di tutti i valori delle parti passive; resistenze, condensatori, trimmer.
- b) Verifica dei semiconduttori e dei loro terminali.
- c) Riscontro di tutte le polarità.
- d) Ispezione delle saldature, da condursi con una lente d'ingrandimento, se vi è il minimo dubbio.

Messa da parte la basetta ultimata e controllata, si passerà alla staffa che si vede nella *figura 4*, sulla quale è necessario montare l'interruttore a chiave ed il doppio commutatore di prova e protezione, nonché il LED che serve a verificare la validità del cablaggio dei sensori, come abbiamo detto nella parte iniziale della trattazione. A questo punto, seguendo la vista esplosa di *figura 5*, si eseguirà l'assemblaggio meccanico generale. La basetta sarà fissata tramite distanziali angolari.

Anche se nella *figura* si scorge il coperchio, per completezza, al momento questo non deve essere fissato, perchè logica-

mente prima occorre eseguire tutta la serie di collegamenti tra le varie parti, e preparare i conduttori diretti ai sensori ed alla sirena esterna, o altri sistemi di allarme e protezione (che abbiamo indicato in precedenza).

Il cablaggio "interno" lo si vede nella *figura 6* e non può certo dirsi complicato; occorre un minimo d'attenzione, comunque; ad esempio, il LED ha una ben determinata polarità; se lo s'inverte, non solo non si accenderà, ma può interrompersi, in quanto ha una tensione inversa limitatissima. I collegamenti che fanno capo alle morsettiere, devono essere *ben stretti*. Talvolta, un falso contatto produce dei rimbalzi di tensione, o dei picchi di corrente, che circolando nell'apparecchio, possono portare alla rottura di un settore di un IC, e certo al malfunzionamento.

Anche se il kit non comprende la batteria, e ciò è logico perchè ciascuno può avere le proprie preferenze in fatto di marche, può voler economizzare, o al contrario non aver alcun problema circa il costo ma puntare sull'affidabilità a medio-lungo termine, dicevamo, anche se la batteria non è in dotazione, non la si deve considerare un "optional". Al contrario, è strettamente indispensabile, perchè sarebbe assurdo che la centralina non funzionasse se vi è un "black-out" lasciando l'abitazione non protetta. Si deve inoltre considerare che talvolta, i ladri, quando cercano di irrompere in un appartamento, la prima cosa che fanno è interrompere l'erogazione della rete e la linea telefonica.

Questa centralina prevede l'impiego di un accumulatore da 12V e 4,5Ah del tipo ermetico. Tale, è per esempio, il modello "II/0907-14" G.B.C che è molto consigliabile per questo impiego. Le connessioni della batteria detta sono "Faston" quindi si adattano perfettamente agli attacchi che si scorgono nella *figura 6*; ovviamente, si deve fare attenzione alla polari-

Fig. 3 - Connessione delle morsettiere del portafusibile e del regolatore a 3 terminali IC3.

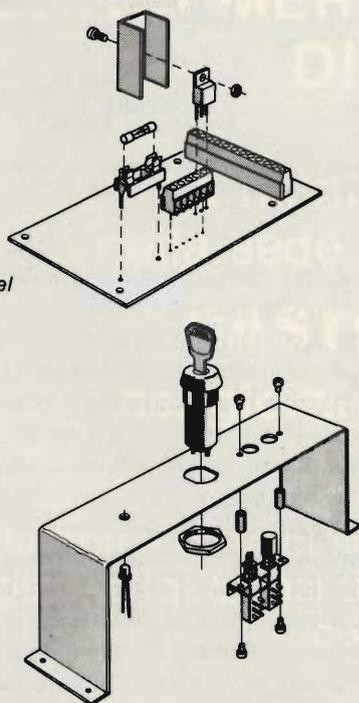


Fig. 4 - Montaggio dell'interruttore a chiave sulla staffa dove tra l'altro sarà montato il doppio commutatore e il led.

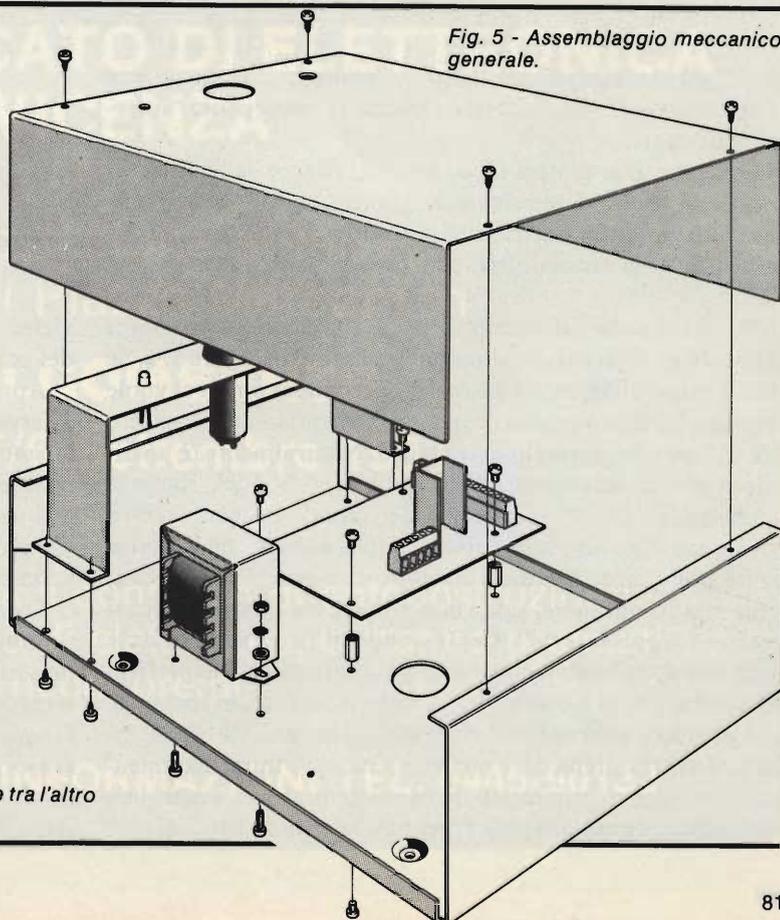


Fig. 5 - Assemblaggio meccanico generale.

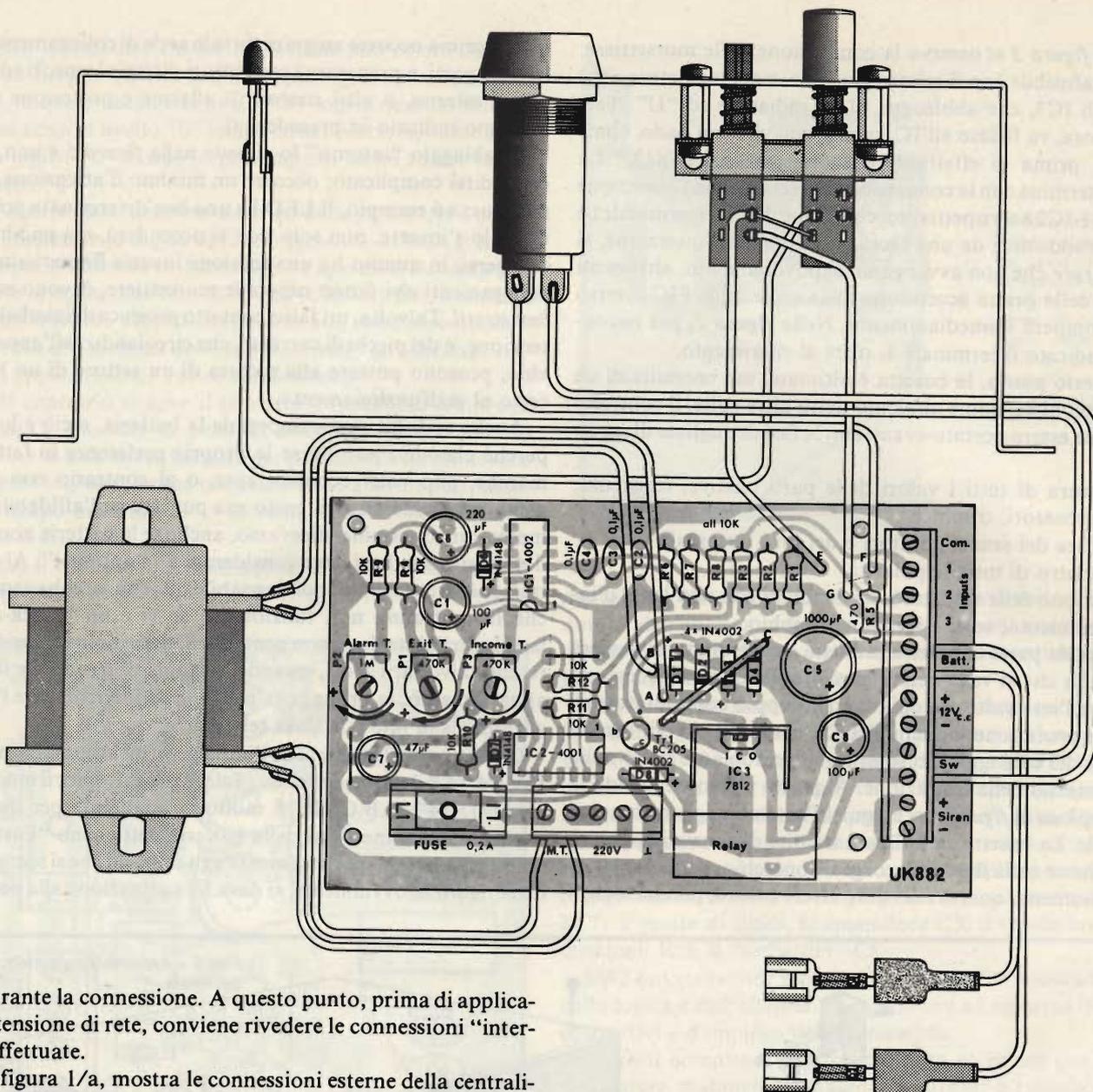


Fig. 6 - Cablaggio interno, nonché collegamenti esterni alla basetta principale della centralina antifurto UK882

tà, durante la connessione. A questo punto, prima di applicare la tensione di rete, conviene rivedere le connessioni "interne" effettuate.

La figura 1/a, mostra le connessioni esterne della centralina. Anche se questi, per chiarezza grafica, sono mostrati come facenti capo direttamente alle morsettiere, in pratica, i conduttori relativi saranno fatti penetrare tramite il foro centrale "6".

Per il collaudo della centralina, si effettueranno provvisoriamente gli attacchi che si vedono sempre nella figura 1/a. Se non è disponibile un rivelatore a microonde, o non si vuole impiegarlo, al suo posto si conetterà un qualunque contatto "N.C." ovvero normalmente chiuso. Naturalmente, è possibile impiegare un sistema ad ultrasuoni, al posto del "Radar", anche se gli "UD" (ultrasonic detector), non sono molto consigliabili, dando luogo spesso a falsi allarmi che hanno le cause più strane; persino i movimenti d'aria. Per la prova, nelle condizioni dette, una volta alimentato l'apparecchio si premerà il pulsante "4". Così facendo, il LED accanto deve illuminarsi, indicando che il cablaggio dei sensori è in perfetta efficienza; che vi è continuità in tutto il circuito, in sostanza.

Aperto l'interruttore connesso all'entrata "3" (allarme immediato) la sirena deve mettersi a suonare immediatamente; consigliamo comunque di connettere al suo posto una lampadina, durante le prove, per non allarmare inutilmente i

vicini: ci si deve sempre rammentare dell'istruttiva favoletta del pastorello che gridava "al lupo!".

Aperto i contatti "d'ingresso" e "d'uscita", l'allarme interverrà dopo la temporizzazione per la quale sono regolati i trimmer P3 e P1, rispettivamente. I valori massimi relativi di ritardo, sono 15 e 45 secondi, ma mentre la temporizzazione dell'uscita a nostro parere non ha molta importanza, quella d'ingresso è bene sia ridotta al minimo per le ragioni esposte nella prima parte dell'articolo.

Le norme europee, prevedono che gli allarmi antifurto suonino per un massimo di tre minuti, e questa centralina è prevista per rispondere al dettato. Se si vuole abbreviare il tempo di allarme, è possibile ritoccare la regolazione del P2. Una volta che le prove siano ultimate, i cavi provenienti dai sensori perimetrici (contatti) o volumetrici (microonde, infrarossi, ultrasuoni ecc.) saranno fatti penetrare nel foro 6 dal retro, poi la centralina può essere fissata al muro. Allo scopo,

nella semiscatola di fondo, sono previsti quattro fori, attraverso ai quali passeranno dei chiodi, se si sono murati dei tasselli, o delle viti ad espansione o simili. Consigliamo di non essere affatto precipitosi, nella scelta della posizione di montaggio della centralina. Prima di tutto, se la si scorge, se non è protetta, è inutile perchè i ladri riescono senz'altro a metterla fuori uso durante il ritardo d'ingresso. La si deve quindi "mascherare" inserendola in un mobiletto, meglio se dell'entrata, per mantenere il più possibile breve il ritardo d'ingresso. Tale mobiletto però non deve essere chiuso a chiave, perchè al rientro la chiave può essere andata persa o comunque non essere sottomano, con la conseguente messa in funzione dell'allarme.

Sovente le centraline sono nascoste negli armadi a muro previsti per i soprabiti, o nel cassonetto del contatore dell'acqua e del gas, o simili. Conviene comunque spremersi un pò le meningi per trovare la miglior posizione; si tratta di una scelta fondamentale.

Una volta che l'antifurto sia impiantato, teoricamente non vi è necessità di manutenzione, per la centralina; ma a volte un cattivo accumulatore può dar luogo a sgradite sorprese, quindi, per questo elemento che ha grande importanza riguardo all'affidabilità generale, conviene forse spendere un poco di più, ma scegliere ciò che di più valido offre il mercato. La batteria ermetica che abbiamo citato in precedenza è un buon esempio di componente duraturo, che può benissimo giungere ai sette-otto anni di vita, se non è scaricato "a zero" o posto in corto, o maltrattato variamente.

Dal punto di vista prettamente tecnico, ci sentiamo di consigliarlo; poi ovviamente ciascuno può operare le proprie scelte

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza



art. 526/abs/TVR
VALIGETTA MODELLO "007
PER ASSISTENZA
TECNICA RADIO TV
Fabbrica specializzata
in:
**Borse per installatori,
manutentori di impianti
elettrici, idraulici,
impiantisti ed ogni
forma di assistenza
tecnica**

uff. e laboratorio
via castel morraine 19
20129 milano
tel. 02 - 273175



MA-FER s.n.c.
p.i. MASSIMO FERRI & C.

valigie Industriali e articoli tecnici

a richiesta si spedisce il catalogo generale

Cognome _____
Nome _____
Via _____ N _____
Città _____ CAP _____

7^a MOSTRA MERCATO DI ELETTRONICA DI VICENZA

La manifestazione si terrà
nella sede di Piazza Marconi in
CASTELGOMBERTO
nei giorni 5/6 Settembre 1981

Per la prima volta ci sarà il concorso di autocostruzione.
I progetti, di qualsiasi tipo di elettronica, verranno premiati
con ricchi premi.

PER PRENOTAZIONI E INFORMAZIONI TEL. 0445/90132

LIBRI IN



Le Radiocomunicazioni

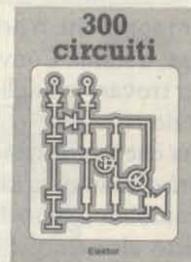
Ciò che i tecnici, gli insegnanti, i professionisti, i radioamatori, gli studenti, i radiooperatori debbono sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri.

Oltre 100 figure, tabelle varie e di propagazione.
L. 7.500 (Abb. L. 6.750) **Cod. 7001**

Alla ricerca dei tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche, dal mercato dei rivelatori di seconda mano alla manutenzione del detector fino alle norme del codice che il prospector deve conoscere. Il libro analizza anche ricerche particolari come quelle sulle spiagge, nei fiumi, nei vecchi stabili, in miniere ecc.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400) **Cod. 8001**



300 Circuiti

Il libro raggruppa 300 articoli in cui vengono presentati schemi elettrici completi e facilmente realizzabili, oltre a idee originali di progettazione circuitale. Le circa 270 pagine di **300 Circuiti** vi ripropongono una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.

L. 12.500 (Abb. L. 11.250) **Cod. 6009**



Transistor cross-reference guide

Il volume raccoglie circa 5.000 tipi diversi di transistori prodotti dalle principali case europee, americane (Motorola, Philips, General Electric, R.C.A., Texas Instruments, Westinghouse, AEG-Telefunken) e fornisce di essi l'indicazione di un eventuale prodotto equivalente giapponese (Toshiba, Nec, Hitachi, Mitsubishi, Matsushita, Fujitsu, Sony, Sanyo). Di ogni transistore inoltre, vengono forniti i principali parametri elettrici e meccanici.

L. 8.000 (Abb. L. 7.200) **Cod. 6007**

Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi

Manuale di intercambiabilità fra transistori delle seguenti Case giapponesi: Sony, Sanyo, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitshubishi. Il libro ne raccoglie circa 3.000.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500)

Cod. 6005



Tabelle equivalenze semiconduttori e tubi elettronici professionali

Un libro che riempie le lacune delle pubblicazioni precedenti sull'argomento. Sono elencati i modelli equivalenti Siemens per quanto riguarda:

- Transistori europei, americani e giapponesi
- Diodi europei, americani e giapponesi
- Diodi controllati (SCR-thyristors)
- LED
- Circuiti integrati logici, analogici e lineari per radio-TV
- Circuiti integrati MOS
- Tubi elettronici professionali e vidicons.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500) **Cod. 6006**



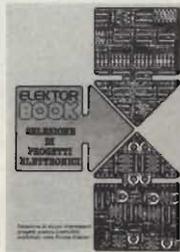
VETRINA

Selezione di progetti elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonché l'elevato contenuto didattico.

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

Cod. 6008



TV SERVICE

100 riparazioni TV illustrate e commentate

Dalle migliaia di riparazioni che si effettuano in un moderno laboratorio TV, sono assai poche quelle che si discostano dalla normale "routine" e sono davvero gratificanti per il tecnico appassionato. Cento di queste "perle" sono state raccolte in questo libro e proposte all'attenzione di chiunque svolga per hobby o per mestiere il Servizio di Assistenza TV.

L. 10.000 (Abb. L. 9.000)

Cod. 7000



Accessori elettronici per autoveicoli

In questo volume sono trattati progetti di accessori elettronici per autoveicoli quali: l'amplificatore per autoradio, l'antifurto, l'accensione elettronica, il plurilampeggiatore di sosta, il temporizzatore per tergicristallo ed altri ancora.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Cod. 8003



Le luci psichedeliche

Questo volume propone numerosi progetti per costruire apparecchi psichedelici di ogni tipo.

Tutti gli apparecchi descritti sono stati provati e collaudati e sono corredati da ampie descrizioni, schemi elettrici e di montaggio.

Questo libro, tratta anche teoria e realizzazioni di generatori psichedelici sino a 6 kW di potenza, flash elettronici, luci rotanti etc.

L. 4.500 (Abb. L. 4.000)

Cod. 8002



TTL IC cross reference manual

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali.

I dispositivi Texas, Fairchild, Motorola, National, Philips, Signetics, Siemens, Fujitsu, Hitachi, Mitsubishi, Nec, Toshiba, Avanced Micro Deviced, sono confrontati tra loro all'interno di ogni famiglia proposta.

Per facilitare la ricerca o la sostituzione del dispositivo in esame, è possibile anche, dopo aver appreso ad integrarne la nomenclatura degli IC, consultare il manuale a seconda delle funzioni svolte nei circuiti applicativi.

Rappresenta, quindi, un indispensabile strumento di lavoro per tutti coloro che lavorano con i TTL.

L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Cod. 6010



Digit 1

Senza formule noiose ed astratte ma con spiegazioni chiare e semplici dei fondamenti dell'elettronica digitale basate su esperimenti pratici utilizzando a questo scopo una bellissima ed originale piastra sperimentale a circuito stampato, fornita a richiesta, il libro costituisce un'introduzione passo-passo alla teoria di base ed alle applicazioni dell'elettronica digitale. In sostanza un libro di eccezionale valore didattico, unico nel suo genere e destinato a riscuotere in Italia il successo conseguito in Europa con oltre 100.000 mila copie vendute.

L. 7.000 (Abb. L. 6.300)

L. 14.000 con circuito stampato (Abb. L. 12.600)

Cod. 2000



IMPORTANTE

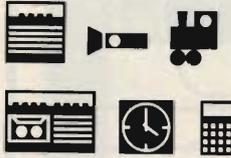
Per ordinare questi libri utilizzare l'apposito tagliando d'ordine libri JCE, inserito in fondo a questa rivista.

Pile Hellekens

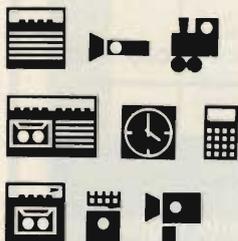
Pile zinco carbone serie blu

				
Tipo	torcia	mezza torcia	stilo	piatta
Tensione V	1,5	1,5	1,5	4,5
Rivestimento	metallico	metallico	polietilene	polietilene
Dimensioni mm.	33x61	25,4x49,8	13,8x50	61,8x21,7x64,6
Peso g.	100	50	17	106
Sigla originale	636	626	775 (616)	622
IEC	R20	R14	R6	3R12
Codice GBC	II/0732-00	II/0724-02	II/0724-00	II/0745-00

Pile zinco carbone serie rossa

							
Tipo	torcia	mezza torcia	stilo	torcetta	minimicro	piatta	transistor
Tensione	1,5	1,5	1,5	3	1,5	4,5	9
Rivestimento	metallico	metallico	polietilene	carta	polietilene	polietilene	metallico
Dimensioni mm.	33x61	25,4x49,8	13,8x50	20,5x73	11,6x29,8	61,8x21,7x64,6	26,5x17,5x48,5
Peso g.	100	50	17	45	7	114	38
Sigla originale	736	726	775 (616)	757	114	722	410 (710)
IEC	R20	R14	R6	2R10	R1	3R12	6F22
Codice GBC	II/0734-00	II/0730-00	II/0724-00	II/0726-02	II/0720-00	II/0742-00	II/0762-00

Pile zinco carbone serie oro

			
Tipo	torcia	mezza torcia	stilo
Tensione V	1,5	1,5	1,5
Rivestimento	metallico	metallico	metallico
Dimensioni mm.	33x61	25,4x49,8	14x50
Peso g.	100	50	19
Sigla originale	836	826	816
IEC	R20	R14	R6
Codice GBC	II/0739-00	II/0737-00	II/0735-00

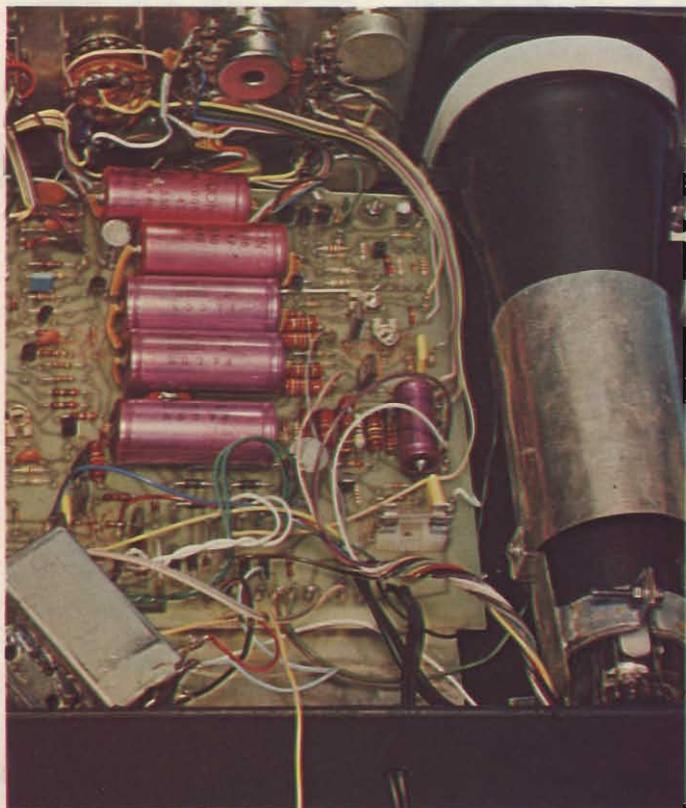


Distribuite in Italia dalla GBC



Oscilloscopio da 3"

di A. Cattaneo e G. Brazioli - (parte quinta)



Con la puntata apparsa nello scorso numero, abbiamo ultimato il minuzioso esame del circuito elettrico del nostro oscilloscopio. Ora passiamo alla descrizione del montaggio. Avevamo già detto che lo strumento non costituiva la classica "realizzazione per pochi" dall'assemblaggio "impossibile", ma al contrario necessitava solo di un tipo di lavoro, tutto sommato, abbastanza semplice, se intrapreso con la necessaria calma, attenzione, precisione. Con le note che seguono, le nostre asserzioni avranno la conferma pratica.

Per iniziare, un breve riassunto delle caratteristiche *meccaniche*. L'oscilloscopio impiega un unico circuito stampato, e questo sorregge tutte le parti ad eccezione del trasformatore d'alimentazione, del tubo e dei controlli. Questi ultimi, sono tutti posti sul pannello anteriore, com'è logico, con le prese d'ingresso BNC che costituiscono l'ingresso verticale e l'ingresso orizzontale.

Il lavoro di assemblaggio può essere diviso, a grandi linee, in tre fasi principali:

- a) il completamento del circuito stampato generale.
- b) la preparazione del pannello e di tutta la meccanica.
- c) le interconnessioni tra lo stampato e le parti esterne.

Nelle figure 1 e 2, osserviamo le piante dello stampato, lato parti e lato rame. Logicamente, essendo le misure 160 per 170 mm, e le parti assai più di cento, una certa complessità è innegabile. Se però il lettore osserva bene la figura 1, vedrà che la preoccupazione che può nascere alla prima occhiata non ha ragione d'essere, perchè non vi sono dei punti nei quali i componenti sono troppo accostati creando dei problemi d'isolamento, come non di rado avviene con le resistenze "poste in verticale" e ravvicinatissime e soprattutto non vi sono né sub-pannelli ad innesto dalle critiche contattiere, né settori che debbano essere oggetti di particolari schermature.

Non vogliamo certo sembrare dei faciloni, ma in pratica il montaggio del settore principale dello strumento non è molto dissimile da quello di un tradizionale preamplificatore-amplificatore HI-FI o apparecchio analogo. Nessun timore, quindi!

Piuttosto due parole sullo stampato vero e proprio.

Come sappiamo, il verticale funziona a frequenza piuttosto

alta; può giungere sino a 15 MHz; inoltre, per tenere compatto il montaggio (pur senza esagerare) è stato necessario accostare degli stadi che lavorano a livelli molto diversi di segnale, ed alcune piste sono percorse dall'EAT che serve per il tubo. Per tali ragioni, la base generale deve essere costituita da una resina vetrosa ad alto isolamento.

La vetronite di buona qualità raramente è molto sottile: nel nostro caso, comunque quella da 1 mm deve essere scartata perchè tenderebbe a flettersi sotto il peso dei componenti. Si deve quindi preferire quella da 1,8 mm o simili.

I tanti lettori che non avendo molto confidenza con acidi, lacche fotosensibili, lampadine a raggi ultravioletti e simili preferiscono far approntare i loro stampati dai veri zincografi, timbrifici, ed incisori diversi che offrono questo servizio, devono essere molto chiari con il fornitore: devono spiegare a cosa serve il supporto e quali siano le tensioni e frequenze di circolazione.

Non di rado, chi produce stampati, ha una buona cono-

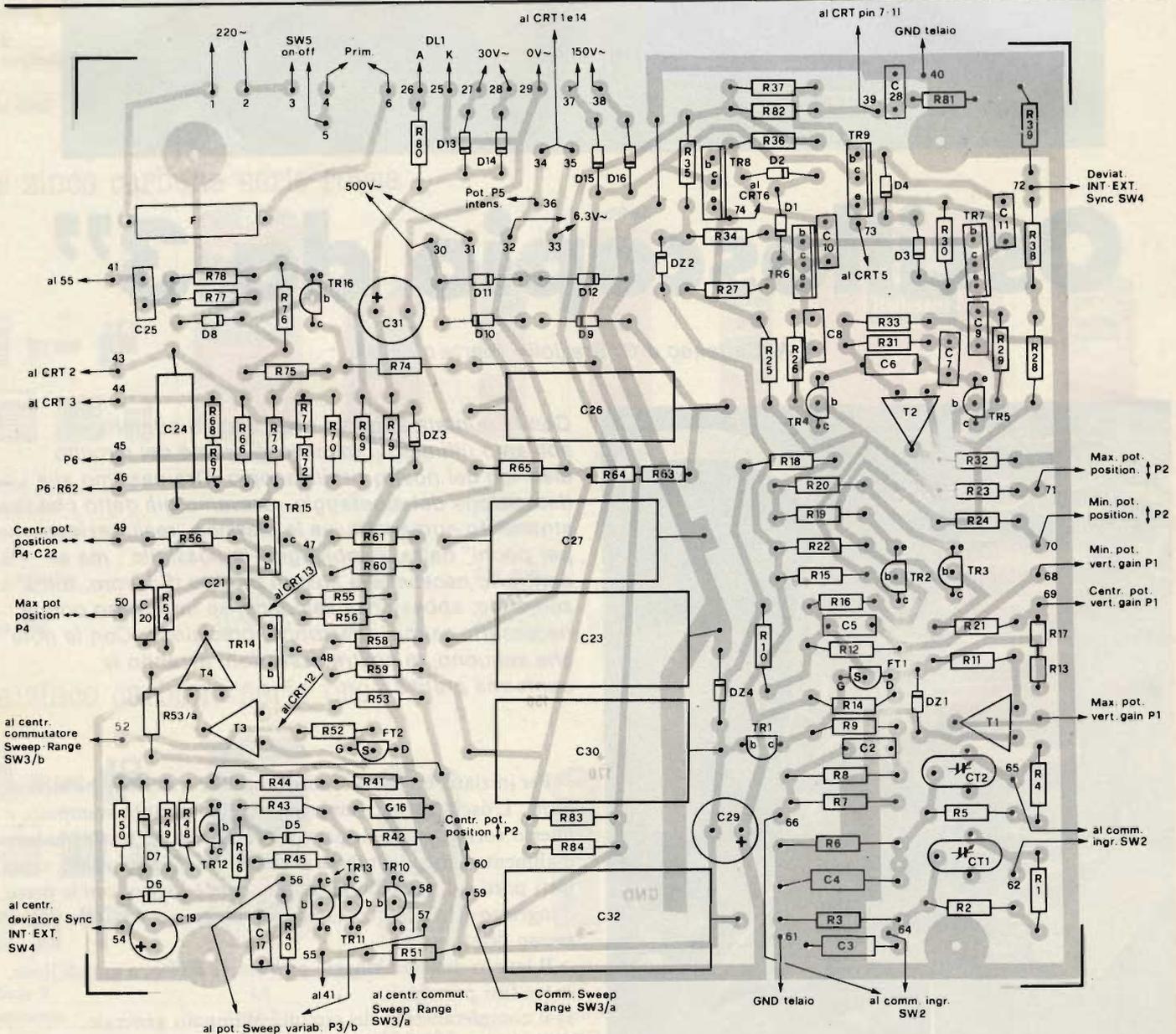


Fig. 1 - Disposizione dei componenti sulla basetta principale visibile alla figura 2.

scenza di elettronica, altrimenti ben difficilmente potrebbe offrire un buon servizio, quindi comprenderà al vole le necessità.

Se nella zona ove il lettore abita, non vi fosse alcuna azienda in grado di fornire lo stampato, rammentiamo che tale base eseguita assolutamente a regola d'arte con la Vetronite prevista, può essere ordinata alla Ditta GRAY ELECTRONICS, via BIXIO 32, COMO, telefono (031) 557424, che fornisce anche il tubo ed il trasformatore.

Una volta che lo stampato sia pronto, lo si completerà subito con i ponticelli indicati nella figura 1 e con tutti i capicorda che servono per le connessioni esterne; per tutte le saldature s'impiegherà una lega del tipo "Tri-metal" o simile dall'ottima qualità; poichè molte piste sono ravvicinate si curerà d'impiegare il minimo di lega.

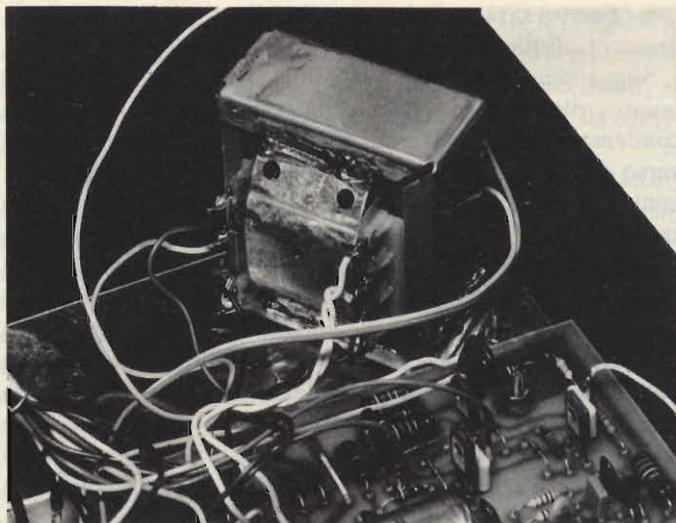
Il saldatore deve essere da 30W, ben isolato dalla rete; in sostanza, quello che si deve sempre utilizzare nei complessi elettronici un pò delicati. Se l'arnese ha le punte intercambiabili, se ne userà una molto sottile; dal diametro di un fiammifero di legno da cucina o simili.

È buona norma, in qualunque montaggio elettronico, cablare per prime le parti più "basse", cioè aderenti alla base plastica, e dalle minori dimensioni. In questo caso la precauzione diviene regola altrimenti potrebbero nascere varie difficoltà, man mano che il lavoro procede.

Si collegheranno quindi per prime le resistenze, poi i diodi. Le prime, oltre ad avere, naturalmente, dei valori molto diversi, che devono essere attentamente riscontrati sotto una buona luce, hanno anche dissipazioni diverse. Le dissipazioni sono elencate nell'elenco delle parti ed è assolutamente necessario rispettarle. Nel caso contrario, si avrebbero immediatamente dei surriscaldamenti che si evidenzerebbero con dei cattivi odori e con l'annerimento progressivo delle resistenze interessate, poi, a breve termine, inizierebbe tutta una serie di noiosi guasti.



Vista interna a realizzazione ultimata dell'oscilloscopio da 3" presentato in questa serie di articoli.



Particolare dell'interno dello strumento.

In relazione ai diodi, vi è da dire che non solo, nel nostro caso, si deve far attenzione alla polarità, il che rientra nell'ovvio, ma anche al *modello*! Vi sono infatti dei diodi diversi, per segnali, rettificatori, zener. Gli zener inoltre hanno tensioni diverse. Talvolta, anzi non di rado, i diodi sono marcati piuttosto male, anche a causa della loro piccolezza, ebbene, se non si è strasicuri di quel che si legge, delle indicazioni riportate, sarà bene far uso di una buona lente d'ingrandimento che garantisca la perfetta individuazione.

Dopo i diodi, si monteranno i condensatori non polarizzati a bassa tensione. Per questi, si deve fare un discorso analogo a quello reattivo ai diodi. Ormai da anni conduciamo una nostra battaglia (al momento ahinoi persa!) contro quei costruttori, perlopiù asiatici, che marcano i condensatori in modo incomprensibile, con dei punti colorati disposti secondo codici interni, con delle sfilze di lettere e cifre assolutamente indecifrabili, o con delle sigle "solo per iniziati". Bene, ancora una volta, preghiamo i lettori di *non acquistare* i condensatori che non abbiamo il valore riportato bene in chiaro, perchè una volta usciti dal negozio, se non si ha a disposizione un capacimetro, non si riesce più a distinguere tra uno e l'altro, ed è possibilissimo montarne uno da 4.700 pF al posto di uno da 47.000 pF, ad esempio. Simili inversioni sono pericolose e subdole, perchè ci si trova alle prese con uno stadio che non funziona pur risultando assolutamente perfetto, ben cablato, apparentemente privo di qualunque errore.

Il rintraccio di un condensatore erroneo, in un complesso come questo, credete a noi, è un lavoro *difficile*, che causa una seria perdita di tempo e può essere affrontato solo disponendo di una strumentazione completa. Alla larga!

I condensatori elettrolitici, che seguiranno, per fortuna sono marcati in modo alquanto più esplicito; quindi cablandoli basterà fare attenzione alle polarità chiaramente indicate nella figura 1. Si potranno montare di seguito i transistori. Questi hanno sagome e piedinature diverse, ma l'attenta osservazione del piano di montaggio può evitare le perplessità, in quanto le sagome sono ben dettagliate, così come i terminali. L'unica nota di cautela, deve quindi essere diretta al cablaggio dei transistori di potenza, come ad esempio i TR7 e TR8 che hanno i collegamenti *simmetrici*, e che logicamente devono essere orientati nel senso giusto!

La basetta sarà completata collegando i trimmer ed i condensatori di filtro per l'alta tensione del CRT.

Suggeriamo di effettuare un primo controllo al termine del lavoro, rileggendo i valori delle resistenze, poi quello dei condensatori non polarizzati ed elettrolitici; poi osservando il verso di connessione dei diodi e delle altre parti polarizzate; controllando infine i transistori. La basetta, comunque, non sarà utilizzata immediatamente, perchè si deve passare alla realizzazione meccanica. Questo è un vantaggio, perchè la si potrà mettere da parte e rivederla di nuovo prima di effettuare le connessioni esterne. Perchè un vantaggio? Bene, perchè la nostra esperienza ci insegna che "a caldo" è sin troppo facile autenticare un errore, una sbadatezza. Al contrario, quando si esamina un montaggio dopo qualche tempo, meglio se addirittura uno o due gironi dopo, gli errori divengono molto più evidenti e non di rado ci si dice: "ma dove avevo la testa quando ho collegato questo ...".

Meglio così, allora.

Si riporrà quindi lo stampato in un cassetto, e si procederà con la seconda fase del lavoro.

Questa, sarà determinata in larga misura dal tipo di contenitore che si è scelto. Noi abbiamo preferito il modello G.B.C. "00/2996-06", che come si vede, ha un aspetto assai piacevole, ed è formato da una robusta "carrozzeria" a doppia scocca in plastica antiurto.

Forse, un "caso" del genere farà storcere un pò il naso ai puristi, specialmente considerando l'importante sensibilità del canale verticale dell'apparecchio; dà l'impressione di essere molto vertita alla captazione di campi magnetici spuri, quindi a provocare instabilità, imprecisioni nella lettura. Noi stessi, abbiamo avuto questo genere di preoccupazione, quindi ci siamo premurati di munire la scatola di due schermi interni, come si nota nella foto. Con gli schermi, non abbiamo avuto sino ad ora, pur impiegando l'oscilloscopio per tutte le normali verifiche di laboratorio, il minimo fastidio.

Comunque, noi non siamo certo tra quanti impongono le

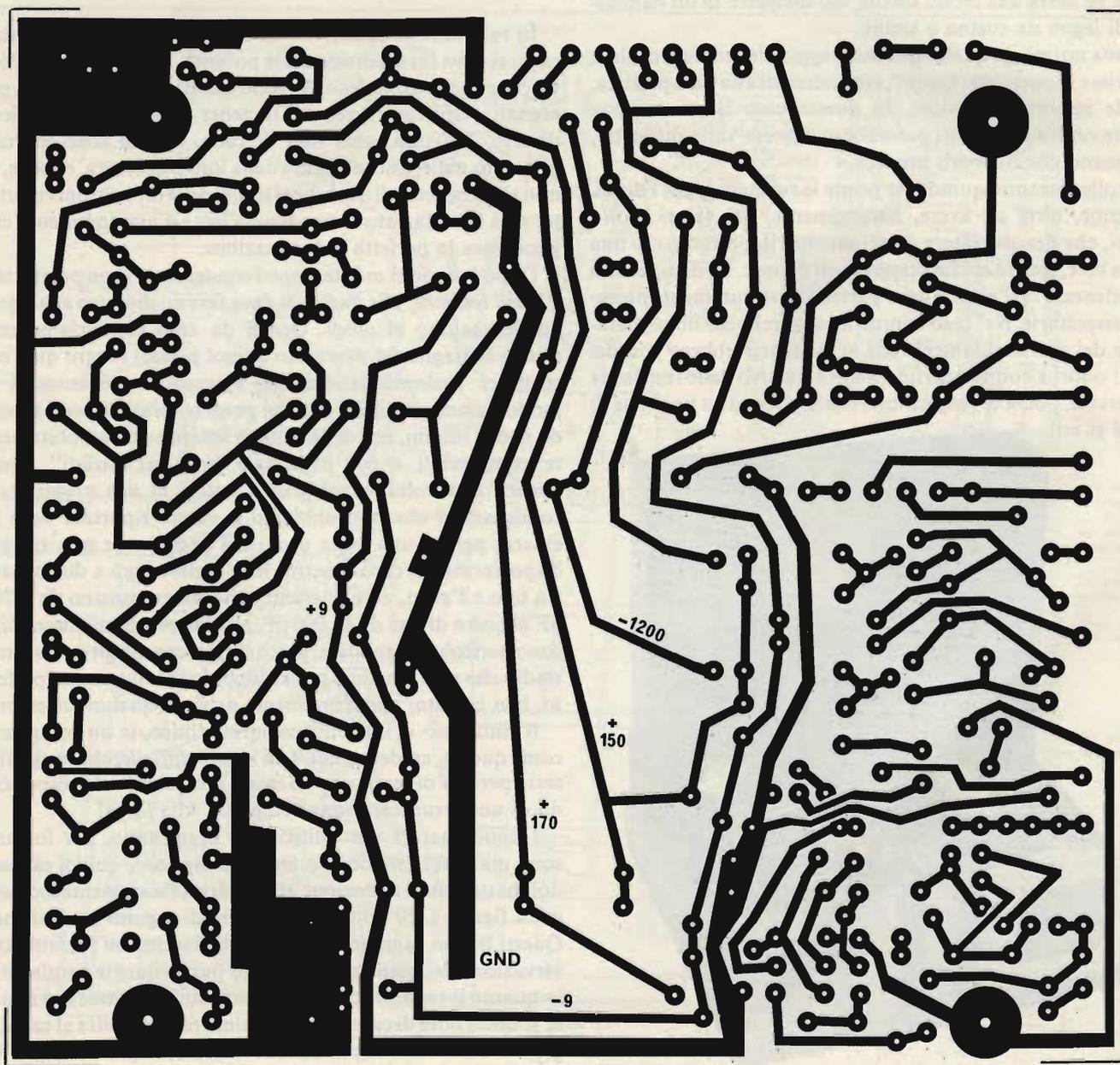


Fig. 2 - Circuito stampato lato rame in scala 1:1

loro scelte e le sostengono al di là del ragionevole; se quindi il lettore appunta la propria attenzione su di un involucro metallico, magari professionale, indifferente alla spesa relativa, non ce ne abbiamo certo a male. Dopotutto, l'oscilloscopio ha una qualità molto buona e si può dire che "meriti" un contenitore metallico, di classe, magari munito di maniglie per il trasporto, a schermatura integrale, come è per esempio l'Amtron "00/3005-40" o simili.

Massima libertà di scelta, quindi.

Vorremmo solo sottolineare che oggi si tende sempre al "profilo orizzontale" per gli strumenti, e ciò non solo nel nome di un fatto estetico più o meno peregrino, ma perchè gli strumenti sviluppati in verticale corrono troppi rischi di ribaltamento, a causa del baricentro alto, ed in seguito a una caduta, anche solo su di un fianco, nel campo dei sistemi di misura non si sa mai cosa possa succedere.

Il piano di foratura riportato nella prima parte, quindi, sarà sempre valido, anche perchè è razionale.

rante il taglio si deve stare attenti a pareggiare le lunghezze, ma non occorre una precisione suprema, perchè le manopole suppliranno, e millimetro più, o due millimetro meno, si riuscirà ugualmente ad ottenere l'eguale sporgenza da considerarsi indispensabile.

Montando i potenziometri, ed ancora di più i commutatori, è bene interporre tra le carcasse e l'interno del pannello delle ranelle "grower" o almeno delle rondelle spaccate, ad evitare che nel tempo i dadi si allentino, ed i controlli inizino a ruotare (!). I dadi sarà bene che siano stretti con delle adatte chiavi a tubo, perchè le normali pinze li rodono, e spesso sfuggono, andando a scalfire il pannello. Sulla finestra del tubo si disporrà la mascherina quadrettata il cui disegno è apparso nella terza parte.

A questo punto, messo da parte il pannello, nell'involucro si fisseranno:

a) il circuito stampato, rivisto per la seconda volta come abbiamo detto in precedenza.

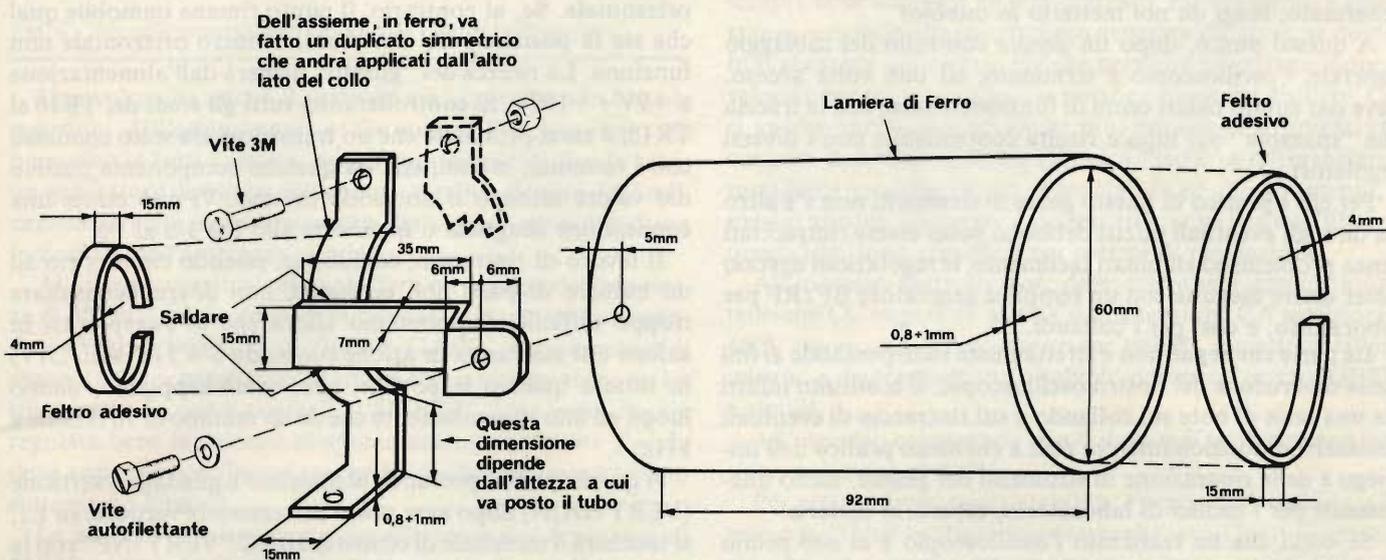


Fig. 3 - Esploso della calotta metallica "schermo" che sostiene il tubo catodico.

La "finestrella" per l'oscilloscopio sarà segata a traforo e rifinita con una lima piatta. Sappiamo che molti lettori nutrono serie riserve sull'esito di un lavoro del genere, ma li preghiamo di osservare l'effetto non sgradevole del prototipo, preparato esattamente in tal modo; anche per questo tipo di lavoro, non occorre altro che pazienza, attenzione, un briciolo di capacità manuale. Per i fori relativi ai potenziometri, alle prese, agli interruttori ecc., una volta eseguito il perfetto centraggio impiegando una mascherina di carta ricavata dalla figura, si punzonerà il punto centrale con un bulino, poi si effettuerà un primo foro impiegando una punta fina, e lo si allargherà con le punte che servono. In tal modo sarà impossibile "lasciar scappare il trapano" sfregiando la lamiera.

Una volta che i fori siano sbavati come serve, si monteranno tutti i controlli, le prese, la spia di accensione. I potenziometri ed i commutatori, devono avere l'alberino segato in precedenza alla lunghezza giusta, che è di 12 mm circa. Du-

b) il trasformatore d'alimentazione.

c) il tubo catodico.

Poichè quest'ultimo viene fornito senza schema elettrostatico, risulterà necessaria ma sua autocostruzione impiegando della lamiera di ferro. Le dimensioni dello schema vengono riportate nel disegno di figura 3.

Per il montaggio dello stampato s'impiegheranno quattro viti con dado (e rondelle) angolari, innalzandolo tramite spaziatori da 10 mm. I punti di foratura per le viti sono chiaramente visibili sul "lato rame" della bassetta (figura 2).

Il trasformatore deve essere angolato di circa 45° rispetto al collo del tubo, e deve essere assolutamente munito di schermo elettrostatico posto a massa come visibile in una delle fotografie.

Il tubo deve essere infilato nel proprio schermo che ricopre completamente il "cannone elettronico", ovvero in pratica tutto il gruppo di elettrodi compresi nel "collo" (parte termi-

nale dal minor diametro). Il posizionamento si effettuerà tramite la staffa come da figura 3. Il tubo, logicamente deve potersi affacciare alla mascherina con il centro di questa ed il centro dello schermo posti in modo esattamente coassiale.

Si potrà ora collocare in posizione in pannello ed iniziare con l'assemblaggio complessivo.

Per iniziare, come mostra la figura 4, si effettueranno le connessioni allo zoccolo del tubo, e queste saranno portate ai controlli ed allo stampato; logicamente, i fili da usare avranno gli isolamenti variamente colorati per un facile riscontro. In commercio, si possono rintracciare cavetti flessibili rivestiti in vipla da 24 colorazioni e sfumature, più innumerevoli cavetti "zebrati" a più colori.

In questo senso non vi sono proprio problemi.

Si effettueranno poi le connessioni del trasformatore, ed infine quelle dei controlli. A proposito di queste ultime, gl'ingressi del "verticale" e del canale "orizzontale" dovrebbero essere schermate, ma data la vicinanza dei contatti, nel nostro prototipo s'impiega normale filo da connessioni, eppure non si riscontra alcun effetto parassitario.

Può essere comunque ottima norma impiegare il cavetto schermato, lungi da noi metterlo in dubbio!

A questo punto, dopo un doppio controllo del cablaggio generale, l'oscilloscopio è terminato, ed una volta acceso, deve dar subito chiari cenni di funzionamento, con la traccia che "spazzola" sul tubo e risulta controllabile con i diversi regolatori.

Per chi è pratico di questo genere di strumenti non v'è altro da dire; gli eventuali difetti debbono poter essere rintracciati senza problemi ed eliminati facilmente, le regolazioni devono poter essere eseguite con un semplice generatore BF/RF per laboratorio, e così per i collaudi.

La parte che segue non è strettamente indispensabile ai fini della descrizione del nostro oscilloscopio. È costituito infatti da una serie di note sul collaudo e sul rintraccio di eventuali anomalie di funzionamento, utili a chi meno pratico dell'impiego e della riparazione di strumenti del genere, meno interessanti per i tecnici di laboratorio, esperti in materia.

Se colui che ha realizzato l'oscilloscopio è al suo primo montaggio "importante", è bene che lasci *scoperchiato* il complesso, prima di azionarlo per la prima volta. Infatti, se vi è qualche errore importante o un pò catastrofico, specie nell'alimentazione, i sintomi allarmanti non potranno mancare: fetore di isolamento bruciato, una spirulina di fumo, il repentino annerimento di una resistenza ... In questi casi, è logico, si deve staccare *immediatamente* l'apparecchio dalla rete e cercar di salire all'origine del difetto.

Se invece all'accensione non accade nulla del genere, com'è augurabile, dopo una ventina di secondi si dovrebbe osservare sullo schermo o un punto luminoso o una barra orizzontale del pari lucente.

Nel caso che non si osservi alcun fenomeno, prima di preoccuparsi, conviene ruotare i controlli di spostamento della traccia in senso verticale ed orizzontale (POSITION). Se anche così sullo schermo non appare proprio niente, si dovrà sbirciare all'interno dello strumento, guardando il tubo tra lo zoccolo e lo schermo infilato sul "collo". Nel punto indicato si dovrebbe notare una luminosità che indica il riscaldamento del catodo. Se il tubo è spento, ma la spia di rete è illuminata, vi può essere un falso contatto nello zoccolo o un collegamento sbagliato. se invece il tubo è acceso, si eleverà al massimo la

luminosità (INTENSIFY) e si riproverà a cercare la traccia o lo "spot" con i comandi (POSITION). Se non si ottiene alcun segno di funzionamento, con ogni probabilità manca l'alta tensione del CRT.

Si rivedrà allora il gruppo alimentatore e di controllo. Con un normale tester da 20.000 Ohm per V, si misurerà prima di tutto la tensione presente al secondario AT, che dovrebbe essere all'incirca 500V, poi, passando alle misure in CC, la tensione presente ai capi di C26-C27 che dovrebbe essere compresa tra 1.100 e 1.250V. Se manca la tensione, si è scoperto perchè il tubo non indica nulla. Se la tensione v'è, si deve controllare tutto il sistema che regola fuoco e luminosità ricercando la connessione mancante o staccata o erronea.

Ammettiamo che, finalmente, sulla schermo si accenda un punto luminoso, o che il punto vi sia dall'inizio. In tal caso, si deve vedere com'è posizionato il deviatore "SYNC", se è su "EXT" (esterno), tutto bene; l'oscilloscopio non fa "spazzolare" il punto perchè il circuito di sincro è disattivato. In tal caso, portando il commutatore su "INT" il punto luminoso diverrà una linea trasversale. Se la riga è storta, sarà necessario ruotare un pochino il tubo perchè risulti perfettamente orizzontale. Se, al contrario, il punto rimane immobile qual che sia la posizione del deviatore, il sincro orizzontale non funziona. La ricerca del "guasto" inizierà dall'alimentazione a +9V e +150V. Si controlleranno tutti gli stadi del TR10 al TR15; è assai probabile che un transistor sia stato connesso con i terminali inversi, che sia qualche componente passivo dal valore erroneo o un diodo inverso. Vi può essere una connessione sbagliata o mancante allo SW3 o al P3.

Il lavoro di rintraccio, comunque, essendo circoscritto ad un numero di parti non eccessivo, non dovrebbe risultare troppo difficile. Supponiamo allora che lo sweep entri in azione e si mantenga in azione ruotando SW3 (TIME/DIV) in tutte e quattro le portate, che, come sappiamo, danno luogo ad uno spazzolamento che da un minimo di 10 Hz sale a kHz.

A questo punto, portando al massimo il guadagno verticale (VERT GAIN) dopo aver posto l'attenuatore verticale su 1:1, si toccherà il terminale di centro del BNC "VERT INP" con la lama di un cacciavite tenuto tra le dita. Se tutto va bene, la traccia deve compiere un fortissimo guizzo, a causa del segnale introdotto.

Se non succede niente, si dovrà vedere subito se per caso non si è posto in corto a massa la presa BNC (posizione "GND" del commutatore-attenuatore). Escluso l'errore d'impostazione del controllo, vi è senza dubbio qualcosa che non va nel canale verticale e si ricercherà il difetto esattamente come per l'orizzontale, iniziando dalle tensioni di alimentazione e poi riscontrando ciascuno stadio ed ogni parte.

Volendo abbreviare il tempo di lavoro, si può applicare alla base del TR2 un segnale piuttosto ampio ricavato da un generatore da banco. Se in tal caso la traccia si ondula, il difetto è probabilmente compreso tra la base del transistor e l'ingresso; se rimane inerte, si possono sospettare gli stadi finali.

Molto spesso, le anomalie più strane e preoccupanti, sono causa dei difettucci più sciocchi; dalla mancanza di un ponticello, da un filo che giunge ad un terminale sbagliato (proprio per questa ragione abbiamo insistito sui "doppi controlli" al termine del cablaggio generale) o magari da una saldatura "fredda".

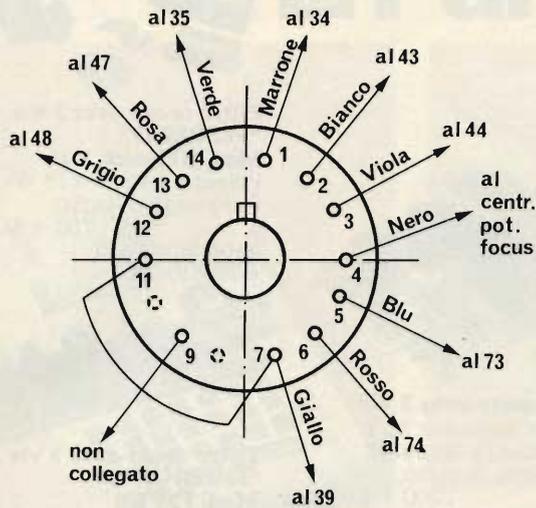


Fig. 4 - Zoccolatura del tubo catodico e relativi collegamenti.

Una volta che anche il verticale sia controllato in tutte le posizioni dell'attenuatore, e che quindi l'oscilloscopio sia operativo in tutti i settori, per approfondire il collaudo serve un generatore da banco dalla buona qualità, munito dell'indicazione precisa della frequenza dei segnali emessi e di un indicatore dell'ampiezza relativa.

All'ingresso verticale si applicherà un segnale dall'ampiezza di 500 mV e dalla frequenza di 50 Hz, si regolerà l'attenuatore (VOLT/DIV) ed il "VERT GAIN" per osservare il segnale sullo schermo con la giusta ampiezza, poi si proverà a sincronizzarlo con il controllo "SWEEP". Una volta che sia regolata bene la velocità di spazzolamento, la forma d'onda deve apparire ben fissa al centro dello schermo, senza alcuno slittamento laterale.

Le successive misure saranno effettuate con frequenze di 500 Hz, 5.000, 50.000, ovviamente regolando com'è necessario il controllo "TIME/DIV".

Visto in tal modo che il settore di sincro non ha problemi, si potrà verificare la banda passante verticale. Il generatore di segnali sarà portato a 10 MHz, il guadagno sarà elevato al massimo e si vedrà cosa succede. Se si nota che il segnale è divenuto piccolissimo, un'ondulazione che non può essere studiata, si ruoterà prima il CT1, poi il CT2 (si tratta dei compensatori che sono connessi ad R3-R4 ed R6-C4) per ottenere il massimo guadagno. Durante questa operazione il trimmer T1 deve essere posto a circa metà corsa. La regolazione dei compensatori deve essere molto minuziosa, in quanto la sensibilità verticale nei confronti della massima frequenza, e la massima frequenza raggiungibile, dipende in larga misura da questi elementi. sempre per raggiungere la frequenza più elevata possibile, che in seguito sarà assai utile per molte misure (ad esempio per osservare bene un'onda quadra da 20.000 Hz, senza alcuna distorsione, serve una banda passante cinquanta volte maggiore), si deve anche regolare attentamente il compensatore T2.

In molti casi, l'oscilloscopio serve anche da "voltmetro", nel senso che se si vuole misurare una data tensione di picco,

basta contare i quadretti occupati sullo schermo dal segnale. Per poter effettuare letture del genere, però, l'oscilloscopio deve essere calibrato. La calibrazione si effettua tramite un segnale dall'ampiezza nota all'ingresso (ecco perchè dicevamo che è bene impiegare un generatore che consenta la lettura dei valori di tensione erogati) e la regolazione del trimmer T1 che limita l'escursione del P1.

Anche l'orizzontale deve essere calibrato, per poter eseguire precise misurazioni di fase, frequenza, periodicità ecc. Il trimmer relativo è il T3, che a sua volta limita l'escursione del P4.

Al termine del lavoro, l'oscilloscopio deve poter mostrare una massima sensibilità verticale (su tutta la banda utile, estremo elevato escluso) di 10 mV per quadretto, ed una massima sensibilità orizzontale di 0,3V per quadretto della griglia del tubo. Nel caso che l'oscilloscopio manifesti qualche fenomeno di microfonicità o falso contatto *si deve eliminarlo subito* perchè in seguito non potrebbe che peggiorare.

Per finire ora, qualche consiglio generale d'impiego.

È bene non collocare l'apparecchio vicino a caloriferi, termosifoni o simili; durante il funzionamento, se possibile, è sempre bene scegliere un punto areato. Lo strumento è abbastanza sensibile alle interferenze generate dai triac, se quindi lo si alimenta *sullo stesso filo* che perviene ad un regolatore di velocità per trapani e simili si possono avere dei disturbi. Ciò si avvera anche (e forse anche più) per quegli strumenti che costano decine di milioni, e l'unica "cura" è differenziare i rami della rete che vanno al regolatore ed allo strumento, o meglio ancora, silenziare il sistema triac con i ben noti filtri, se questi non sono compresi nei sistemi di regolazione.

All'ingresso verticale non deve essere *mai* applicata una tensione CC superiore a 300V o una tensione CA superiore a 600V da picco a picco; attenzione quindi, quando si lavora intorno a dei trasmettitori a valvole, dei settori orizzontali TV e simili!

All'ingresso orizzontale non si deve *mai* applicare una tensione superiore ai 100V.

Per ottenere la massima stabilità, e precisione, molti tecnici usano lasciare l'oscilloscopio sempre acceso. Questo apparecchio ha un consumo estremamente ridotto, quindi l'idea di lasciare sempre tutti i componenti alla temperatura di lavoro, può essere accettabile. Se però appunto si lascia l'apparecchio sempre in funzione, ci si deve rammentare di ridurre la luminosità *al minimo* e lo sweep *in funzione*; in altre parole, non si deve far comparire un punto luminoso sullo schermo, perchè a lungo andare, il fascetto concentrato di elettroni potrebbe danneggiare i fosfori dello schermo.

Il comando di accoppiamento in continua o alternata (MODE AC/DC) deve essere impiegato giudiziosamente, ed analizzando segnali video al momento ignoti, è bene iniziare con l'accoppiamento in CC per scorgere anche gli eventuali livelli in continua, correntemente detti "pedistalli di tensione".

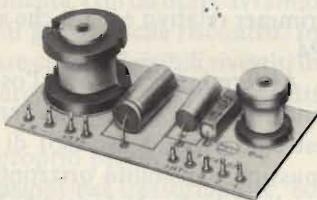
Effettuando delle misure a frequenze già piuttosto elevate, il cavo che giunge all'ingresso verticale deve essere del tipo a bassa attenuazione, e la lunghezza relativa deve essere la minima possibile. Sono consigliabili dei cavetti RG-58/U o RG-8/U, per queste particolari verifiche.

Se si vogliono impiegare delle sonde, ci si deve accertare assai bene delle loro prestazioni reali, perchè sovente, questi dispositivi danno luogo a fenomeni secondari, specie se non sono dalla marca eccelsa.

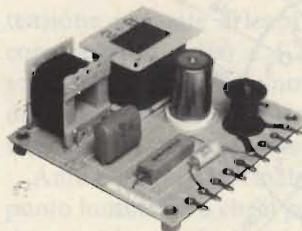
CROSS-OVER INDUTTANZE PER FILTRI CONTROLLI DI LIVELLO



Filtro cross-over a 2 vie
Con attenuatore di acuti
Potenza nominale: 100 W
Pendenza: 12 dB/ottava
Frequenza di taglio: 5.000 Hz
Impedenza: 8 Ω
AC/7550-08



Filtro cross-over 2 vie
"ISOPHON"
Mod. FW-4-8
Potenza nominale: 100 W
Frequenza di taglio: 3.000 Hz
Pendenza: 12 dB/ottava
AC/7540-08



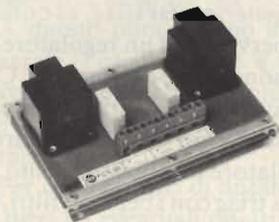
Filtro cross-over 3 vie
Potenza nominale: 35 W
Pendenza: 12 dB/ottava
Frequenza di taglio:
1.200 ÷ 8.000 Hz
Impedenza: 4 Ω
AC/7505-04
Impedenza: 8 Ω
AC/7505-08



Filtro cross-over 3 vie
"PEERLESS"
Mod. Network 3-15
Potenza nominale: 15 W
Frequenza di taglio:
750 ÷ 4.000 Hz
Impedenza: 8 Ω
AC/7610-08



Filtro cross-over 3 vie
"ISOPHON"
Mod. FM 5-8
Potenza nominale: 100 W
Frequenza di taglio:
900 ÷ 3.500 Hz
Pendenza: 12 dB per ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7545-08



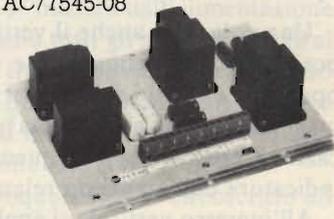
Filtro cross-over 2 vie
"RCF"
Mod. FCS-30
Potenza nominale: 100 W
Frequenza di taglio: 5.000 Hz
Pendenza: 12 dB/ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7520-08



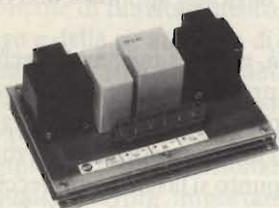
Filtro cross-over 2 vie
Potenza nominale: 60 W
Frequenza di taglio: 5.000 Hz
Pendenza: 60 dB per ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7565-08



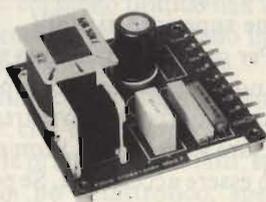
Filtro cross-over 3 vie
Potenza nominale: 100 W
Frequenza di taglio:
2.000 ÷ 7.000 Hz
Pendenza: 12 dB per ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7555-08



Filtro cross-over 3 vie
"RCF"
Mod. FCS-32
Potenza nominale: 100 W
frequenza di taglio:
500 ÷ 5.000 Hz
Pendenza: 12 dB/ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7530-08



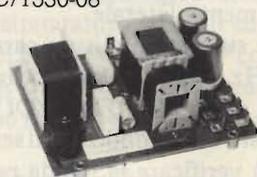
Filtro cross-over 2 vie
"RCF"
Mod. FC-285
Potenza nominale: 100 W
Frequenza di taglio: 2.000 Hz
Pendenza: 12 dB/ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7535-08



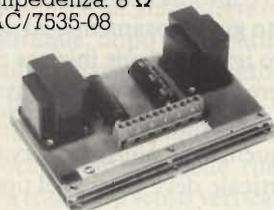
Filtro cross-over 2 vie
Potenza nominale: 25 W
Pendenza:
Frequenza di taglio: 1.700 Hz
Impedenza: 4 Ω
AC/7500-04
Impedenza: 8 Ω
AC/7500-08



Filtro cross-over 3 vie
Potenza nominale: 60 W
Pendenza: 12 dB/ottava
Frequenza di taglio:
800 ÷ 8.000 Hz
Impedenza: 4 Ω
AC/7515-04
Impedenza: 8 Ω
AC/7515-08



Filtro cross-over a 3 vie
Potenza nominale: 100 W
Frequenza di taglio:
700 ÷ 4.500 Hz
Pendenza: 12 dB/ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7615-08



Filtro cross-over 2 vie
"RCF"
Mod. FCS-31
Potenza nominale: 100 W
Frequenza di taglio: 2.000 Hz
Pendenza: 12 dB/ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7525-08



Filtro cross-over 3 vie
Potenza nominale: 60 W
Frequenza di taglio:
2.000-7.000 Hz
Pendenza: 6 dB per ottava
Impedenza: 8 Ω
AC/7560-08



Filtro cross-over 3 vie
Potenza nominale: 50 W
Pendenza: 12 dB/ottava
Frequenza di taglio:
1.300 ÷ 8.000 Hz
Impedenza: 8 Ω
AC/7510-08

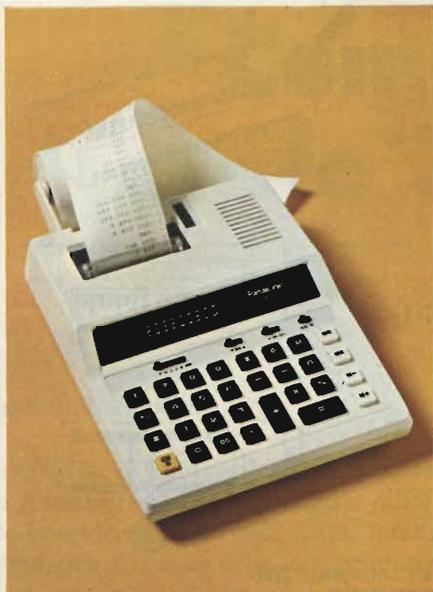


Controllo di livello
Con regolazione a scatto
Attenuazione: 0 ÷ 30 dB
Potenza d'ingresso: 15 W
Impedenza: 8 Ω
AC/7655-08

Calcolatrici da tavolo



Panasonic



Calcolatrice da tavolo leggente/ scrittore "PANASONIC"

Mod. JE 2820 P
12 cifre

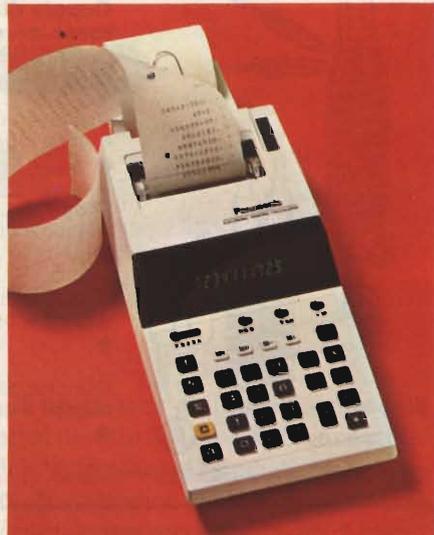
Calcolatore con visore e stampante
Memoria indirizzabile, percentuale,
costante automatica, funzione non-add,
totale parziale, 6 diverse selezioni per
cifre decimali, doppio indicatore di
prodotti automatico, tasto stampa,
3 diversi sistemi di arrotondamento
Alimentazione: 220 V c.a.
Dimensioni: 289 x 182 x 58
ZZ/9370-00



Calcolatrice da tavolo leggente/ scrittore "PANASONIC"

Mod. JE 2804 P
12 cifre

Calcolatore con visore stampante,
percentuale, memoria indirizzabile
Funzioni non-add e totale parziale
Tasto doppio-triplo zero, 8 diverse
possibilità di visualizzare le cifre
decimali.
Costante automatica, indicatore prodotti
a doppia funzione
3 diversi sistemi di arrotondamento,
stampa a 2 colori: nero/rosso
Tasto scambio indirizzo, virgola auto-
matica per 3 cifre decimali
Alimentazione: 220 V c.a.
Dimensioni: 319 x 246 x 85
ZZ/9365-00



Calcolatrice da tavolo leggente/ scrittore "PANASONIC"

Mod. JE 1801 P
10 cifre

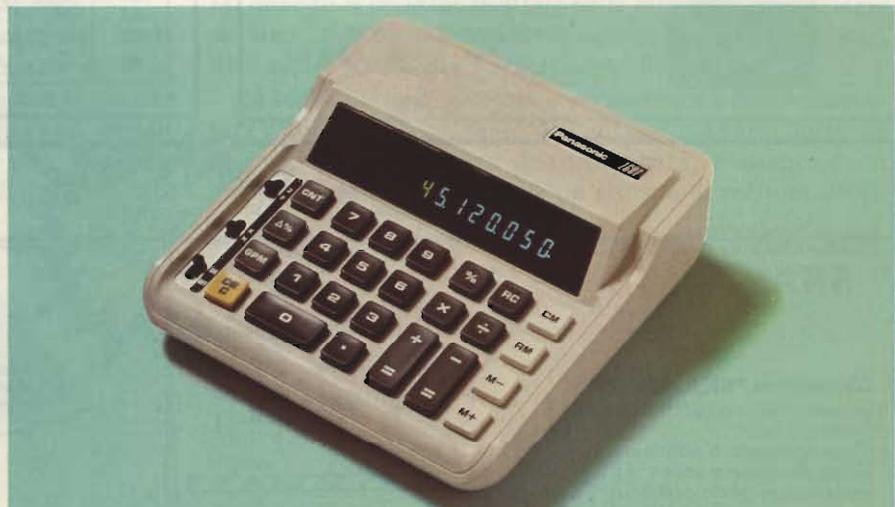
Calcolo della percentuale
Memoria.
Tasto non-add, totali parziali, selezione
dei decimali per 5 diverse possibilità
Costante automatica, indicatore auto-
matico di dati impostati
2 diversi sistemi di arrotondamento
Tasto doppio zero
Alimentazione: 4 pile da 1,5 V
o alimentatore esterno
Dimensioni: 274 x 115 x 56,5
ZZ/9355-00



Calcolatrice da tavolo leggente/ scrittore "PANASONIC"

Mod. JE 1803 P
10 cifre

Tasto non-add, totali parziali, selezione
dei decimali per 5 diverse possibilità
Costante automatica, indicatore
automatico di dati impostati
2 diversi sistemi di arrotondamento
Tasto doppio zero
Alimentazione: 2 pile da 1,5 V
Dimensioni: 90,5 x 219 x 43,5
ZZ/9360-00



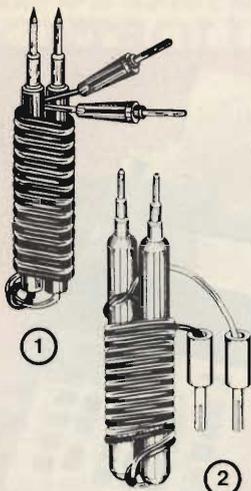
Calcolatrice da tavolo con display fluorescente "PANASONIC"

Mod. JE 1601 E
10 cifre

Calcolatore da tavolo di dimensioni
compatte sufficientemente piccolo per
poter essere trasportato ovunque ma
sufficientemente largo per permettere
facili operazioni
Memorizzazione versatile (M+ o M-)
Utile per calcoli di reciproci o frazioni

e per visualizzare dati o risultati
precedentemente utilizzati
Calcoli di percentuale aumento e sconto
Calcolo margine sul lordo e differenza
in percentuale - Virgola automatica con
3 cifre decimali - Indicatore del numero
dei dati impostati
Alimentazione: 2 pile da 1,5 V
o alimentatore esterno
Dimensioni: 150 x 145 x 49,5
ZZ/9310-00

COPPIE DI PUNTALI ROSSO-NERO



Coppie di puntali rosso-nero

Corpo: ottone nichelato
Impugnatura: bachelite

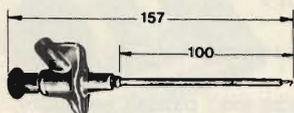
Completì di conduttori da 75 cm e spine a banana \varnothing 2 x 15 mm
① GD/8314-00

Completì di conduttori da 60 cm e spine a banana \varnothing 2 x 12 mm
② GD/8350-00

Completì di conduttori da 75 cm e spine a banana \varnothing 2 x 14 mm
③ GD/8352-00

Completì di conduttori da 70 cm e spine a banana \varnothing 4 x 14 mm
④ GD/8370-00

PUNTALI A UNCINO



Puntali ad uncino flessibili

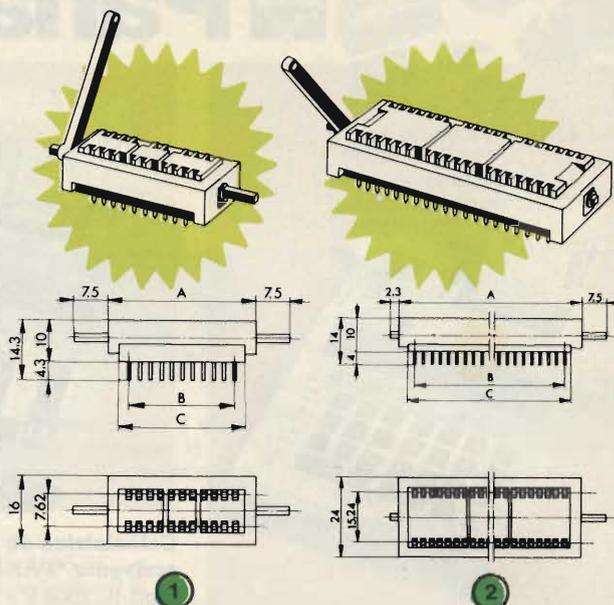
Corpo: ottone nichelato
Impugnatura: resina fenolica
Contatti: a tenaglia
Fissaggio conduttore: con vite
Rosso GD/8250-00
Nero GD/8252-00



6 puntali ad uncino miniatura

in confezione "Self-Service"
Colori: rosso - nero - verde
 giallo - blu - bianco
Corpo: poliammide
Contatti: bronzo fosforoso
 3 μ m nichel + 1 μ m oro
GD/8004-00

ZOCCOLI PER C.I. DIL



Zoccoli per circuiti integrati DIL "FISCHERMETROPLAST"

Zoccoli speciali nei quali lo sforzo d'inserzione e di disinserzione dei C.I. è ridotto a zero, azionando una levetta laterale che comanda l'apertura e la chiusura delle molle di contatto sui piedini dell'integrato.

Corpo: poliammide rinforzato con fibra di vetro
Montaggi: a c.s.

Contatti: bronzo al berillio nichelato e dorato
Temperatura di funzionamento: - 40 + 150 °C

Capacità fra due contatti adiacenti: 1 pF

Resistenza di contatto: \leq 15 m Ω

Resistenza d'isolamento: \geq 100.000 M Ω

Tensione di prova (Vp): 2000 V eff.

N. Cont.	Dimensioni (mm)			Fig.	Tipo ZIF...	Codice G.B.C.
	A	B	C			
16	27,6	17,78	22,4	1	16 H	GF/0165-06
22	35	25,40	30	1	22 H	GF/0165-00
24	38,7	27,94	38,8	2	24 H	GF/0165-04
40	59	48,26	53	2	40 H	GF/0165-02

CONNETTORI SNAP-MATE

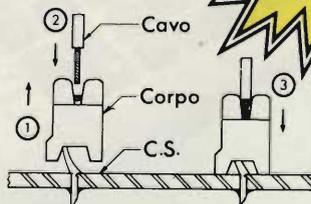
Connettori "SNAP-MATE"

per cavi piatti o conduttori singoli
Passo 2,5 mm

Il collegamento è effettuato senza crimpare e senza saldature, in modo pratico e sicuro.

Il cavo infatti viene inserito nel connettore senza il minimo sforzo ① ② e facilmente bloccato premendo sul corpo stesso del connettore che si abbassa ③.

I connettori "SNAP-MATE" assicurano un'elevata affidabilità dei punti di contatto che rispondono alle norme GTH (Gas-Tight-pressure).



Corpo: poliestere rinforzato vetro
Contatti: bronzo fosforoso stagnati
Temperatura d'esercizio: da - 55 °C a + 85 °C
Tensione di lavoro: 200 Vc.a.
Max corrente ammessa: 1 A
Tensione di prova: 800 Vc.a. (per 1 min.)
Resistenza di contatto: < 20 m Ω
Resistenza d'isolamento: > 5000 M Ω



N. dei Contatti	Lunghezza (mm)	Codice G.B.C.
2	7,5	GQ/8900-02
3	10	GQ/8900-04
4	12,5	GQ/8900-06
5	15	GQ/8900-08
6	17,5	GQ/8900-10

Come funzionano le fibre ottiche

di V. Calvaruso

Il trasmettitore ottico

Le esigenze di pilotaggio che sussistono nei confronti dei diodi fotoemittenti LED e dei laser differiscono tra loro in modo considerevole; i diodi LED, infatti, presentano una caratteristica relazione della luce prodotta in funzione della corrente di eccitazione che può essere considerata teoricamente lineare, mentre le unità laser producono una luce di intensità minima, finché la corrente non raggiunge una determinata soglia.

Oltre tale intensità, la luce prodotta aumenta molto rapidamente, anche a seguito di minimi aumenti di intensità della corrente fino a raggiungere la massima uscita con una corrente addizionale di circa 25 mA (vedi figura 1).

La soglia di un sistema laser potrebbe presentare il valore tipico di 150 mA; di conseguenza, un laser di questo genere implicherebbe la disponibilità di una corrente continua di modulazione di 160 ± 10 mA. D'altro canto, i diodi fotoemittenti sono più semplici da alimentare, ma implicano la disponibilità di una corrente di modulazione più intensa.

Quando un laser viene modulato con una frequenza elevata ad impulsi (bit), è molto importante che le caratteristiche di funzionamento dell'impianto non possano cadere al di sotto della soglia, soprattutto durante gli intervalli di un segnale binario nei quali il livello raggiunge il valore zero. Il motivo presenta un duplice aspetto. Innanzitutto, gli impianti laser

presentano un ritardo di accensione di diversi nanosecondi quando vengono eccitati al di sotto della soglia, e ciò considera notevoli fenomeni di interferenza tra i simboli, particolarmente quando si tratta di un codice del tipo n.r.z. ("non-return-to-zero"). In secondo luogo, quando si fa uso di fibre a basso coefficiente di dispersione, la dispersione all'interno del materiale assume un'importanza piuttosto rilevante. Tutto ciò è una funzione della larghezza spettrale della sorgente, ed i laser che vengono alimentati al di sotto della soglia, con impulsi di breve durata, presentano larghezze spettrali di 3 nm o quasi, mentre la polarizzazione al di sopra della soglia garantisce larghezze spettrali che si riducono a 0,5 nm; ciò, come risulta evidente alla figura 2, rende minima la dispersione attraverso il materiale.

Se la polarizzazione del laser viene predisposta ad un livello eccessivo, si presentano possibilità di arrecare danni all'apparecchiatura, a causa dei livelli di potenza ottica elevati; inoltre, il funzionamento ad alti livelli di potenza risulta spesso associato ad un rumore del laser di entità eccessiva. In sostanza, quando si desidera sfruttare nella loro totalità i vantaggi del laser, la gamma dinamica di funzionamento dell'impianto deve essere sottoposta a severi controlli.

La soglia del laser aumenta con l'aumentare della temperatura e con l'invecchiamento dell'impianto, e varia anche da dispositivo a dispositivo: di conseguenza, è essenziale, in qualsiasi impianto, prevedere un sistema di reazione ottica

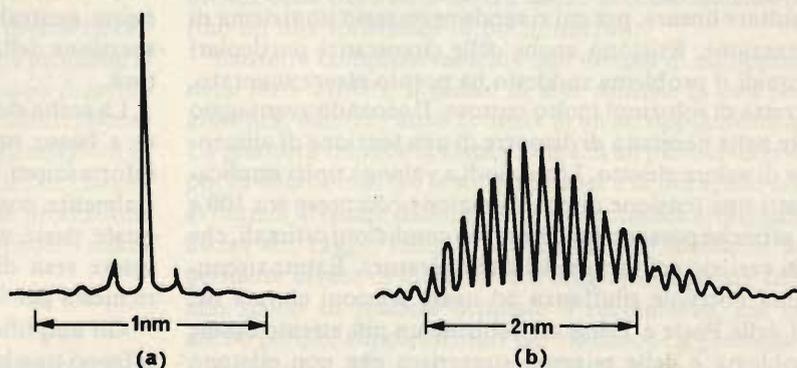
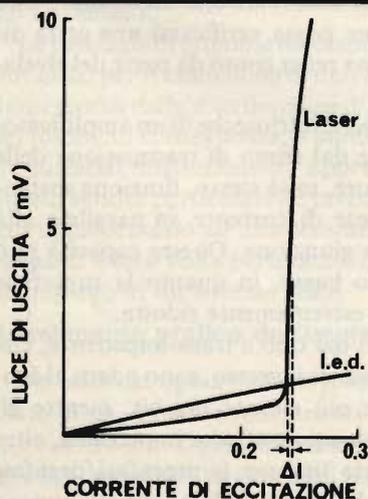


Fig. 2 - Variazione della larghezza spettrale del laser polarizzato.

Fig. 1 - Rappresentazione grafica dell'uscita del laser ad onde convogliate.

per controllare la polarizzazione.

Quanto sopra può essere tradotto in pratica sottoponendo a monitoraggio continuo una parte della luce proveniente dal laser, con l'aiuto di un fotorivelatore, confrontando l'uscita con un livello di riferimento che regola automaticamente l'intensità della luce richiesta in uscita, e quindi retrocedendo una parte del segnale allo scopo di aumentare o di diminuire la corrente di polarizzazione, a seconda delle esigenze.

Ne deriva che si fa in modo che la corrente di polarizzazione segua qualsiasi eventuale variazione della soglia. È inoltre possibile aggiungere un sistema di limitazione automatica della corrente, per evitare che una corrente di intensità eccessiva venga assorbita, e per permettere anche la segnalazione di un eventuale guasto incipiente che possa dare adito alla distruzione del dispositivo.

Le medesime variazioni che si verificano agli effetti della soglia laser sussistono anche per quanto riguarda invece il rendimento: entrambi i parametri possono essere corretti mediante un secondo circuito di reazione, nel quale si misura la profondità di modulazione; quest'ultima invece poi confrontata rispetto ad un livello di riferimento, e l'eventuale segnale di errore viene retrocesso in modo da regolare ad un valore appropriato la corrente di modulazione (vedi figura 3).

Questo circuito implica l'impiego di un rivelatore a larga banda e di un amplificatore per il sistema di monitoraggio. Un rivelatore può fornire il segnale di controllo per entrambi i circuiti di reazione. Il risultato finale consiste in tal caso in un trasmettitore ottico con livello di uscita normalizzato, analogo alla tensione normalizzata di uscita del circuito di pilotaggio convenzionale di cui si fa uso per i sistemi basati sull'impiego di cavi normali.

Il ricevitore ottico

Per il progetto dimostrativo sono stati scelti i fotorivelatori del tipo a valanga, in quanto presentano maggiore sensibilità rispetto ai diodi p-i-n con frequenze elevate, per i motivi ai quali abbiamo accennato nella prima parte dell'articolo. Un ulteriore vantaggio consiste nel fatto che l'ampiezza dei segnali elettrici applicati all'ingresso dell'amplificatore risulta maggiore che non con un diodo p-i-n, ciò dà adito ad un aumento dell'immunità rispetto ai segnali elettrici parassiti e rispetto anche all'interferenza incrociata.

I fotodiodi a valanga presentano dal canto loro due svantaggi principali: in primo luogo, possono denotare un certo effetto di "coda", nel senso che il responso alla frequenza può non risultare lineare, per cui si rende necessario un sistema di equalizzazione. Esistono anche delle circostanze particolari per le quali il problema suddetto ha potuto essere superato, ma si tratta di soluzioni molto costose. Il secondo svantaggio consiste nella necessità di disporre di una tensione di alimentazione di valore elevato. I fotodiodi a valanga tipici implicano infatti una tensione di polarizzazione compresa tra 100 e 500 V, affinché possano funzionare in condizioni ottimali, che tuttavia variano col variare della temperatura. È stata riscontrata una notevole riluttanza ad usare tensioni elevate nei sistemi delle Poste e Telegrafi, sebbene un più attento esame del problema e delle esigenze suggerisca che non esistono difficoltà al riguardo. Il diodo richiede soltanto pochi microampère di corrente che può essere fornito da un convertitore di piccoli dimensioni, ed a consumo ridotto. Quest'ultimo, unitamente al regolatore di tensione termo-compensato ed

allo stesso diodo, potrebbe essere montato, in un modulo sigillato, come quello illustrato alla figura 4.

Un modulo di questo genere potrebbe contenere l'amplificatore successivo e l'equalizzatore del rivelatore, per cui diventerebbe un ricevitore ottico completo in struttura modulare.

La caratteristica di guadagno a valanga è tale che la polarizzazione può essere variata per controllare il guadagno direttamente, consentendo così un controllo di guadagno manuale o automatico (vedi figura 5). Nella sua forma più semplice, l'alimentatore per la polarizzazione è munito di una sorgente ad alta resistenza, R_s (figura 6). Quando sul rivelatore cade una luce di maggiore intensità, l'intensità della corrente aumenta, la tensione di polarizzazione diminuisce, e quindi diminuisce il guadagno, riducendo a sua volta l'intensità della corrente. Al contrario, non appena la potenza ottica diminuisce, il guadagno aumenta per analoghi motivi.

Se R_s è di valore infinito, il fotorivelatore a valanga viene polarizzato con una sorgente a corrente costante. Quest'ultima può essere regolata in modo da ottenere la condizione espressa dalla formula:

$$I_c = I_{pmin} A_{opt}$$

Nella quale I_{pmin} rappresenta la fotocorrente primaria ($A = 1$) prodotta dal segnale ottico minimo, mentre A_{opt} rappresenta il guadagno ottimale a valanga.

Questa tecnica di polarizzazione produce un responso lineare del controllo automatico di guadagno entro l'intera gamma del guadagno a valanga, mentre i due limiti rappresentano i punti in corrispondenza dei quali il guadagno si riduce alla unità per segnali di notevole ampiezza (il diodo si satura a meno che non venga bloccato con l'aiuto di un altro diodo), soprattutto quando l'energia ottica si riduce a zero, nel qual caso tutta la corrente disponibile viene prodotta esclusivamente dal microplasma.

Un nuovo sistema per realizzare questa sorgente di corrente consiste nell'impiegare un secondo fotodiodo, senza effetto valanga, entro la gamma delle tensioni considerate, che dovrebbe essere predisposto tra la sorgente di polarizzazione ed il fotorivelatore a valanga, oltre ad essere illuminato con una sorgente di luce di tipo regolabile (vedi figura 7).

Attraverso tutta questa discussione si è partiti dal presupposto che non esista una luminosità ambientale a livello fisso: in pratica, questa eventuale illuminazione ambientale può essere neutralizzata, sebbene possa verificarsi una certa dispersione della quale bisogna tener conto da parte del rivelatore.

La scelta delle caratteristiche intrinseche di un amplificatore a basso rumore dipende dal ritmo di trasmissione delle informazioni. Il fotorivelatore, in sé stesso, funziona sostanzialmente come una sorgente di corrente, in parallelo alla quale esista una capacità a giunzione. Questa capacità può essere resa di valore molto basso, in quanto la superficie richiesta per il rivelatore è estremamente ridotta.

Gli amplificatori bipolari del tipo a trans-impedenza, che offrono una bassa impedenza di ingresso, sono adatti al funzionamento con frequenze più elevate dei bit, mentre gli amplificatori ad effetto di campo e ad alta impedenza, oltre che gli amplificatori di vario tipo per la preenfasi/deenfasi risultano, per le loro tecniche concettuali, adatti all'impiego

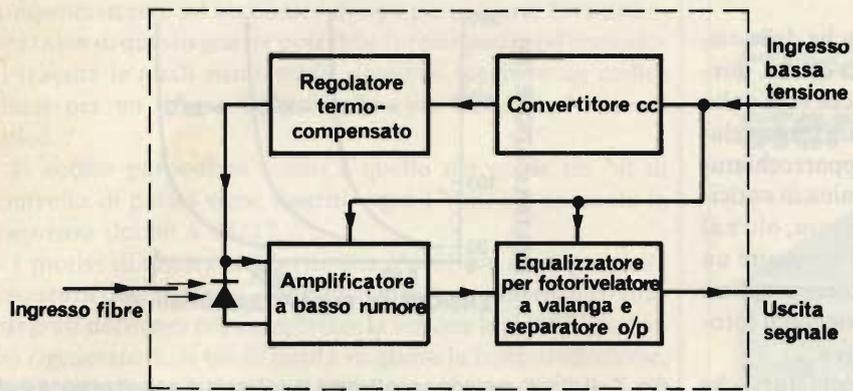


Fig. 3 - Segnale di reazione prelevato all'uscita del laser.

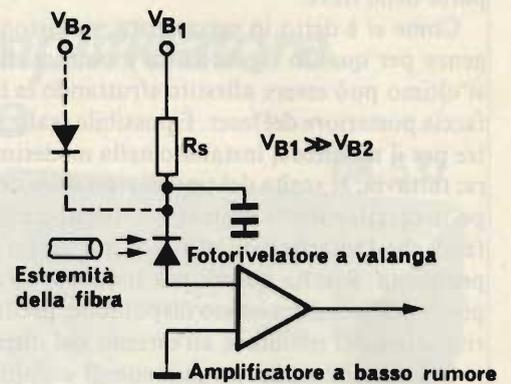


Fig. 5 - Grafico relativo alla caratteristica intrinseca del fotodiolo.

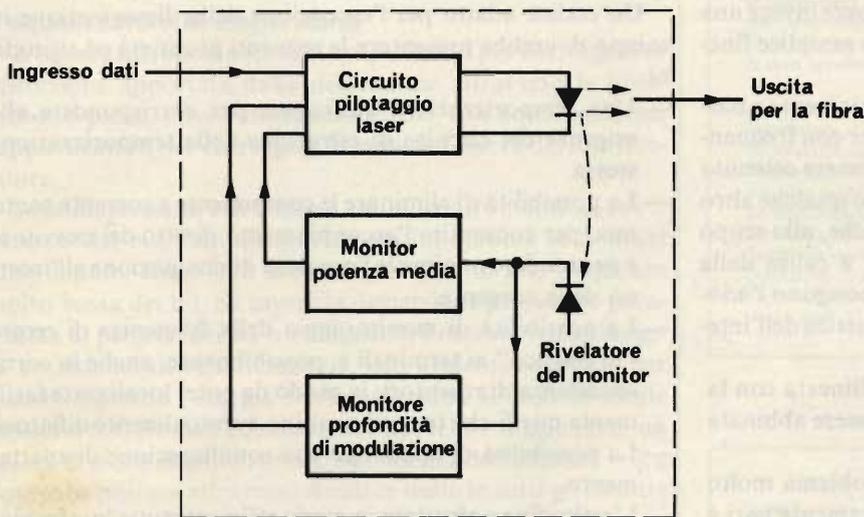


Fig. 4 - Schema a blocchi del ricevitore ottico completo di convertitore.

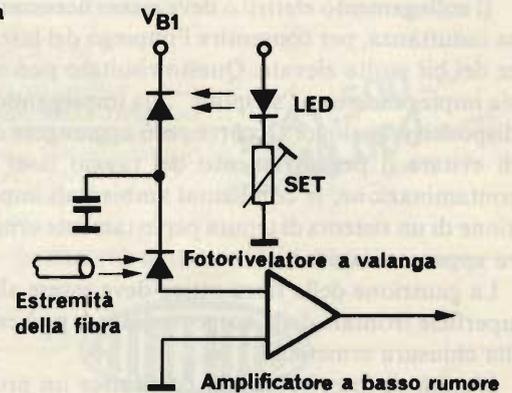


Fig. 6 - Metodo di controllo del guadagno da parte di un fotorelevatore a valanga.

con frequenze inferiori dei bit.

Se lo si ritiene necessario, l'equalizzazione dell'effetto di "coda" può di solito essere ottenuta con un semplice circuito a resistenza e capacità, sebbene, in tal caso, questo circuito debba essere progettato in base alle caratteristiche individuali del fotodiolo.

Le prestazioni ottenute mediante l'impiego di diversi ricevitori ottici per trasmissione di tipo binario sono già prossime ai limiti teorici dalla distribuzione di Poisson del tempo di arrivo dei fotoni; di conseguenza, è molto improbabile che si riscontrino qualsiasi miglioramento apprezzabile nelle prestazioni in questo settore particolare. È invece più probabile che i ricevitori di laboratorio ad alta sensibilità e di attuale produzione vengano a loro volta perfezionati, in modo da renderli adatti all'impiego in un sistema reale.

Allestimento pratico dell'impianto

Un laser del tipo a "strip geometry", così come verrebbe usato in un impianto funzionante con frequenza dei bit maggiore di 50 Mbit/s, presenta dimensioni della sorgente di circa $20 \times 0,2 \mu\text{m}$ ed una larghezza di banda corrispondente pari ad un semiangolo da 6 a 30° . Il diametro del nucleo della fibra a

modo multiplo può presentare qualsiasi valore compreso tra 30 e $100 \mu\text{m}$, mentre l'angolo di accettazione della fibra ottica varia tipicamente tra 10° e 20° , a seconda delle caratteristiche strutturali dell'impianto. È evidente che, per ottenere una immissione efficace di luce attraverso la fibra, il posizionamento della fibra laser dovrà essere necessariamente preciso fino ad una tolleranza di pochi micron.

Esistono complessivamente due metodi di accoppiamento delle fibre ottiche: il primo di esse consiste in una semplice giuntura, mentre l'altro consiste in un accoppiamento a lente. La giuntura implica la disponibilità di un piccolo intervallo di pochi micrometri tra la sorgente laser e la fibra, allo scopo di evitare di arrecare danni di natura meccanica al dispositivo di uscita del raggio laser. L'accoppiamento mediante lente ci permette invece di modificare il diagramma polare del laser, allo scopo di rendere ottimale il rendimento, ma implica anche perdite supplementari per riflessione e presenta infine considerevoli difficoltà agli effetti dell'allineamento degli elementi ottici.

Sono in corso di sviluppo dispositivi a laser in grado di adattarsi con migliori caratteristiche alle fibre ottiche, nel senso che l'angolo del raggio per entrambi gli assi corrisponde

con maggiore approssimazione all'angolo di accettazione da parte delle fibre.

Come si è detto in precedenza, sussistono anche delle esigenze per quanto riguarda un monitor di tipo ottico: quest'ultimo può essere allestito sfruttando la luce che esce dalla faccia posteriore del laser. È possibile realizzare un fotorivelatore per il monitor, installato nella medesima apparecchiatura; tuttavia, la scelta del tipo di rivelatore determina in anticipo le caratteristiche costruttive dell'apparecchiatura, oltre al fatto che l'interferenza elettrica incrociata può costituire un problema. Risulta quindi più soddisfacente ricorrere all'impiego dell'isolatore ottico disponibile, predisponendo il fotorivelatore del monitor all'esterno del dispositivo.

Ciò dà adito alla produzione di un'apparecchiatura che presenta un ingresso elettrico e due uscite ottiche. Una di queste ultime può essere costituita da una fibra ottica per l'accoppiamento all'impianto, e questa fibra può anche rendere disponibile la finestra a chiusura ermetica, ossia perfettamente sigillata. L'uscita per il monitor può essere invece una guida di luce, come un'altra fibra, oppure una semplice finestra con vetro.

Il collegamento elettrico deve essere necessariamente a bassa induttanza, per consentire l'impiego del laser con frequenze dei bit molto elevate. Questo risultato può essere ottenuto sia impiegando una "stripline", sia impiegando qualche altro dispositivo analogo. Occorre però aggiungere che, allo scopo di evitare il peggioramento del raggio laser a causa della contaminazione, le condizioni ambientali impongono l'adozione di un sistema di tenuta perfettamente ermetica dell'intera apparecchiatura.

La giunzione della fibra ottica deve essere allineata con la superficie frontale della sorgente laser, e può essere abbinata alla chiusura ermetica.

L'unità di fotorivelazione costituisce un problema molto minore, in quanto la superficie sensibile è solitamente pari a molte volte quella del nucleo della fibra che la illumina; inoltre presenta un angolo di sensibilità molto ampio, per cui risulta relativamente insensibile alla direzione dalla quale proviene il raggio di luce.

Un dispositivo sviluppato in modo tale da adattarsi alle esigenze del laser risulterebbe adatto per completare un rivelatore, senza troppe modifiche. D'altro canto, una soluzione più economica potrebbe essere costituita dall'impiego di un dispositivo munito di finestre, ma con l'aggiunta di una lente esterna allo scopo di focalizzare il raggio di luce rispetto alla superficie sensibile.

La capacità della giunzione del rivelatore può essere controllata ad opera della capacità dei collegamenti che fanno capo al dispositivo: se il basso valore capacitivo che viene reso possibile dalla ridotta superficie del rivelatore deve essere sfruttato in modo da trarne i massimi vantaggi, è preferibile montare il rivelatore nello stesso dispositivo nel quale viene contenuto l'amplificatore che segue, a basso fattore di rumore.

Ciò potrebbe portare alla realizzazione di un sistema di tipo ibrido, contentente il fotorivelatore a valanga, il regolatore ad alta tensione termicamente compensato, l'amplificatore a basso fattore di rumore e, possibilmente, completamente ed ermeticamente sigillata, dispone di un ingresso diretto per la fibra, oppure di un sistema di accoppiamento a lente.

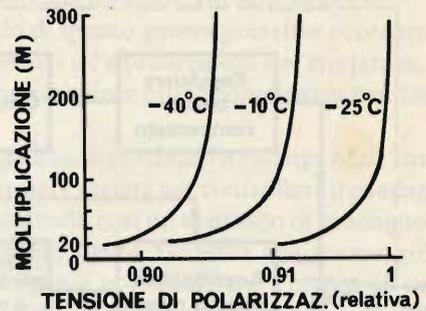


Fig. 7 - Il nuovo metodo per ottenere la corrente di polarizzazione della sorgente.

Il codificatore/decodificatore

Un codice adatto per l'esecuzione della dimostrazione in campo dovrebbe presentare le seguenti proprietà ed attitudini:

- Una temporizzazione sufficiente per corrispondere alle esigenze del circuito di estrazione della temporizzazione stessa.
- La possibilità di eliminare la componente a corrente continua, per consentire l'accoppiamento diretto del ricevitore e per rendere minime le vocazioni di dissipazione all'interno della sorgente.
- La possibilità di monitoraggio della frequenza di errore "in traffico" ai terminali e, possibilmente, anche in corrispondenza di ripetitori, in modo da poter localizzare facilmente quelli che tra essi risultino eventualmente difettosi.
- La possibilità di apportare una equalizzazione di adattamento.
- L'attitudine a sfruttare in modo efficiente tutte le informazioni in arrivo.
- L'impiego di un circuito molto semplice per il ripetitore.

La modulazione separata della posizione degli impulsi entro un rapporto elevato tra valore di picco e valore medio è attraente negli impianti di tipo ottico, a causa della sensibilità caratterizzata da una legge quadratica del rivelatore, ma è attuabile soltanto se non si fa uso completamente della larghezza di banda del canale. L'impiego del codice binario "ridondante", per il quale si provvede a codificare un blocco di bit in un blocco di maggiore lunghezza, costituisce, una possibilità, ma comporta anche un compromesso tra l'aumento della frequenza di trasmissione dei bit ed una maggiore complessità dei circuiti dei codificatori, e dei rivelatori di errore.

Gli errori possono essere rivelati attraverso la ricerca di codici inammissibili nei dati rigenerati. Il sistema binario denominato "scrambled" presenta tutte le proprietà richieste, ad eccezione del monitoraggio di errore, che può essere aggiunto mediante l'inserimento di un bit di parità. In tal caso, la ridondanza extra può essere molto esigua, ma anche questo provvedimento costituisce un compromesso rispetto alla complessità del circuito dei ripetitori.

Per una dimostrazione in campo, un sistema di controllo basato simultaneamente sul codice binario e sulla parità sembra più adeguato, in quanto permette la valutazione delle

prestazioni del sistema ottico, senza dover ricorrere in modo compromettente ad un codice di tipo particolare. Una dimostrazione di questo genere potrebbe fornire molte informazioni tramite le quali risulterebbe possibile scegliere un codice ideale per un futuro tentativo, sempre basato sul sistema ottico.

Il codice particolare scelto è quello nel quale un bit di controllo di parità viene inserito ogni 17 bit: ciò aumenta la frequenza dei bit a 18/17.

I motivi di questa scelta risiedono nel lieve aumento della frequenza degli impulsi, rispetto al minimo numero di circuiti integrati necessari per completare la sezione logica all'interno del rigeneratore. Il bit di parità migliora la temporizzazione, garantendo la presenza di un 1 in una sequenza di 17 zeri, e di uno zero in più in una sequenza di 17 zeri.

I circuiti a fase bloccata usati in tal caso in corrispondenza del trasmettitore e dei terminali di ricezione, per aumentare e diminuire rispettivamente la frequenza clock.

L'equalizzatore di dispersione

L'equalizzazione è necessaria soprattutto per correggere la distorsione apportata dalla dispersione attraverso le fibre, sebbene possa essere necessaria anche una equalizzazione supplementare per correggere le manchevolezze del fotoregistratore.

Se la dispersione è di minima entità, confrontandola con il periodo dei bit, l'equalizzazione risulta minima se non del tutto inutile, come può accadere nel caso di una frequenza molto bassa dei bit. Se invece la dispersione può essere paragonata al periodo dei bit o è maggiore, è necessario aggiungere un sistema di equalizzazione, con evidente sacrificio per quanto riguarda l'energia di alimentazione. L'impulso ideale di uscita fornito dall'equalizzatore dovrebbe raggiungere un valore di picco massimo in corrispondenza dell'istante $t = 0$, e dovrebbe passare attraverso il valore nullo in tutti gli istanti $t = mT$, nella quale T rappresenta appunto la durata di ciascun bit. Il segnale potrebbe in tal caso essere ricostruito senza interferenze intersimboliche, effettuando il campionamento ad intervalli pari a $t = mT$. Da ciò deriverebbe un diagramma ottimale, cosa ovviamente necessaria per garantire un'incidenza minima di errori.

L'equalizzazione può essere ottenuta sia impiegando un sistema di filtraggio RLC (a resistenza, induttanza e capacità), sia impiegando invece un filtro trasversale, oppure una combinazione dei due sistemi citati. L'equalizzatore trasversale, dal canto suo, non è adatto allo scopo quando la dispersione presenta una coda piuttosto lunga, in quanto implicherebbe un gran numero di elementi di ritardo.

Il problema principale dell'equalizzazione consiste nel variare il grado della compensazione necessaria. Tale grado può variare tra un campione di fibra ed un altro, e varia inoltre certamente con la distanza che sussiste tra i ripetitori.

Per contro, le caratteristiche dei cavi elettrici sono molto ben delimitate, a causa della stretta dipendenza sull'effetto pellicolare.

Esiste anche una diretta dipendenza della dispersione della lunghezza dei segnali inoltrati, il che permette di derivare l'equalizzazione direttamente dall'attenuazione. Si noti che ciò non è possibile con le fibre attualmente disponibili, in quanto non esiste un'analogia relazione tra la dispersione e l'attenuazione.

AMTRON

Preamplificatore stereo

UK 531



Preamplificatore di alta fedeltà, fa parte della serie "microline" che comprende un intero impianto HI-FI di ingombro ridottissimo ma di resa eccellente. Regolazione

dei toni alti e bassi, ingressi per giradischi, radiosintonizzatore, registratore a nastro od a cassetta, con possibilità di registrazione.

Alimentazione: 220 V c.a. 50-60 Hz
 Guadagno: 9 dB
 Regolazione toni: ± 15 dB
 Rapporto S/N: 70 dB
 Tensione uscita: 250 mV 10,5 V max
 Sensibilità ingresso phono: 3 mV/47 k Ω
 Sensibilità ingresso Tuner: 100 mV/45 k Ω
 Sensibilità ingresso TAPE: 100 mV/45 k Ω
 Distorsione phono: 0,3%
 Distorsione tuner e tape: 0,1%
 Uscita tape: 10 mV

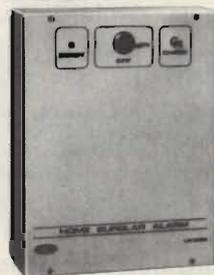
L. 41.500 in kit
 L. 48.000 montato
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

AMTRON

Centralina antifurto elettronica

UK 882



Questo impianto antifurto per la casa, il negozio, il laboratorio, è quanto di più aggiornato esiste sul mercato.

Una serie di contatti serve per l'azionamento ritardato che permette di aprire la porta di casa e neutralizzare l'allarme con la chiave prima

dell'intervento. Un'altra serie di contatti ad intervento istantaneo è dedicata alla protezione di finestre.

Il tempo di ritardo dell'intervento ed il tempo di allarme sono regolabili. Possibilità di inserire una batteria in tampone.

Alimentazione: 220 Vc.a. + batteria in tampone.
 Ingressi (contatti N.C.): 2 temporizzati 1 istantaneo
 Tempo max di uscita: 45 secondi
 Tempo max di entrata: 15 secondi (televabile a 30 secondi)
 Tempo max di allarme: 3 minuti
 Consumo a riposo in c.c.: 7 mA
 Consumo in allarme: 40 mA + consumo dell'avvisatore acustico

L. 76.000 in kit
 L. 86.000 montato
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Semberebbe quindi che i primi equalizzatori debbano essere flessibili al punto tale da consentire queste variazioni.

La soluzione ideale potrebbe consistere in qualche tipo di equalizzatore di tipo ad adattamento. Un dispositivo di questo genere potrebbe seguire le lente variazioni della dispersione nel tempo ed eviterebbe anche complessi procedimenti di messa a punto.

Il miglioramento di questo equalizzatore imporrebbe inoltre l'impiego di un sistema adatto di codificazione, per consentire la misura della dispersione tramite l'equalizzatore.

Una possibile equalizzazione ad adattamento può essere ottenuta come segue: si tratterebbe praticamente di usare una tecnica di codificazione casuale, come nel sistema denominato "scrambling", nel qual caso sarebbe possibile prevedere lo spettro dei segnali ricevuti, partendo da una lunghezza della fibra pari a zero, quindi non si presenterebbe alcun fenomeno di dispersione.

Se misuriamo lo spettro del segnale ricevuto all'estremità del tratto di fibra lungo il quale si presenta la dispersione e confrontiamo i due valori, otteniamo un segnale di errore che è funzione della frequenza dei segnali che possono essere applicati, equalizzando in tal caso la dispersione.

In pratica, non dovrebbe essere necessario misurare l'intero spettro, bensì dovrebbe essere sufficiente soltanto confrontare l'uscita proveniente da un numero ridotto di filtri a frequenza fissa, attraverso la banda. Se la natura delle variazioni di dispersione è abbastanza prevedibile, il numero dei filtri necessari può essere ridotto a due, di cui uno da usare come riferimento rispetto ad una frequenza relativamente bassa, ed un altro con caratteristica prossima a quella relativa alla frequenza dei segnali.

Le uscite fornite dai filtri dovrebbero essere rivelate agli effetti dell'inviluppo con un lungo periodo di elaborazione del valore medio, per evitare le fluttuazioni dovute alle variazioni dei dati, ed all'imperfetta casualizzazione.

Un metodo più elegante per apportare l'equalizzazione ad adattamento, possibile anche con la tecnica denominata "scrambling", sfrutta il fatto che, all'uscita del rigeneratore sia possibile ottenere una duplicazione esente da errori della forma d'onda del segnale trasmesso senza dispersione. È possibile effettuare una correlazione incrociata tra il segnale ricevuto ed il segnale rigeneratore, per ottenere la misura diretta dell'interfaccia intersimbolica con numeri integrali che esprimono dei periodi. Queste misure vengono integrate per un periodo di tempo sufficiente per eliminare qualsiasi sensibilità rispetto ai dati, e dovrebbero costituire il sistema di controllo di un equalizzatore regolabile, allo scopo di rendere minima l'interferenza intersimbolica, che costituisce naturalmente l'oggetto della stessa equalizzazione.

L'equalizzatore trasversale rappresenta un sistema particolarmente adatto, in quanto le misure di correlazione incrociata con periodi dei bit pari a $T = 1, 2, 3, \dots$ vengono semplicemente applicate alla presa appropriata di regolazione prevista sull'equalizzatore.

Analogamente, questo metodo può essere semplificato in modo considerevole se si conosce con esattezza la natura delle variazioni della dispersione, con ogni probabilità allo scopo di rendere necessaria una sola misura dell'interferenza intersimbolica col ritardo di un bit. Questo metodo della correlazione incrociata dovrebbe consentire l'equalizzazione di adattamento anche con frequenze di errore piuttosto elevate.

Il rigeneratore

La funzione del rigeneratore consiste nell'eliminare il rumore ed i segnali denominati "Jitter" dal segnale ricevuto, e nel produrre quindi una duplicazione rigenerata del segnale originale, prima della trasmissione.

I componenti principali di un rigeneratore sono il controllo automatico del guadagno, per compensare le variazioni del livello del segnale ricevuto, l'estrazione di temporizzazione per produrre una frequenza coerente dei segnali clock, ed un rivelatore di soglia campionato da questa stessa sezione clock, come si osserva alla figura 2.

L'estrazione della temporizzazione viene ottenuta mediante un sistema di filtraggio a banda stretta della componente del segnale alla frequenza di clock. Questa linea spettrale sarà sempre presente se il codice viene scelto in modo appropriato. Il filtraggio può essere effettuato tramite un circuito accordato ed elevato fattore di merito, oppure mediante un circuito a fase bloccata.

Il metodo del circuito accordato è semplice, ma gli effetti termici limitano il valore utile del fattore Q a 100 o ad un valore prossimo, e ciò impone limitazioni per quanto riguarda la codificazione. Un buon sistema di controllo automatico del guadagno risulta particolarmente necessario per questo tipo di estrazione nella polarizzazione, soprattutto quando occorre rendere minima la temporizzazione del "Jitter".

Il metodo del circuito a fase bloccata permette di ottenere valori efficaci del fattore "Q" molto più elevati, riducendo quindi le esigenze di codificazione, ma questo risultato potrebbe essere raggiunto soltanto con costi molto più elevati, e con una dissipazione di potenza proporzionalmente maggiore.

BIBLIOGRAFIA

Standard Telecommunication Laboratories Ltd.
WIRELESS WORLD.

a Bergamo,

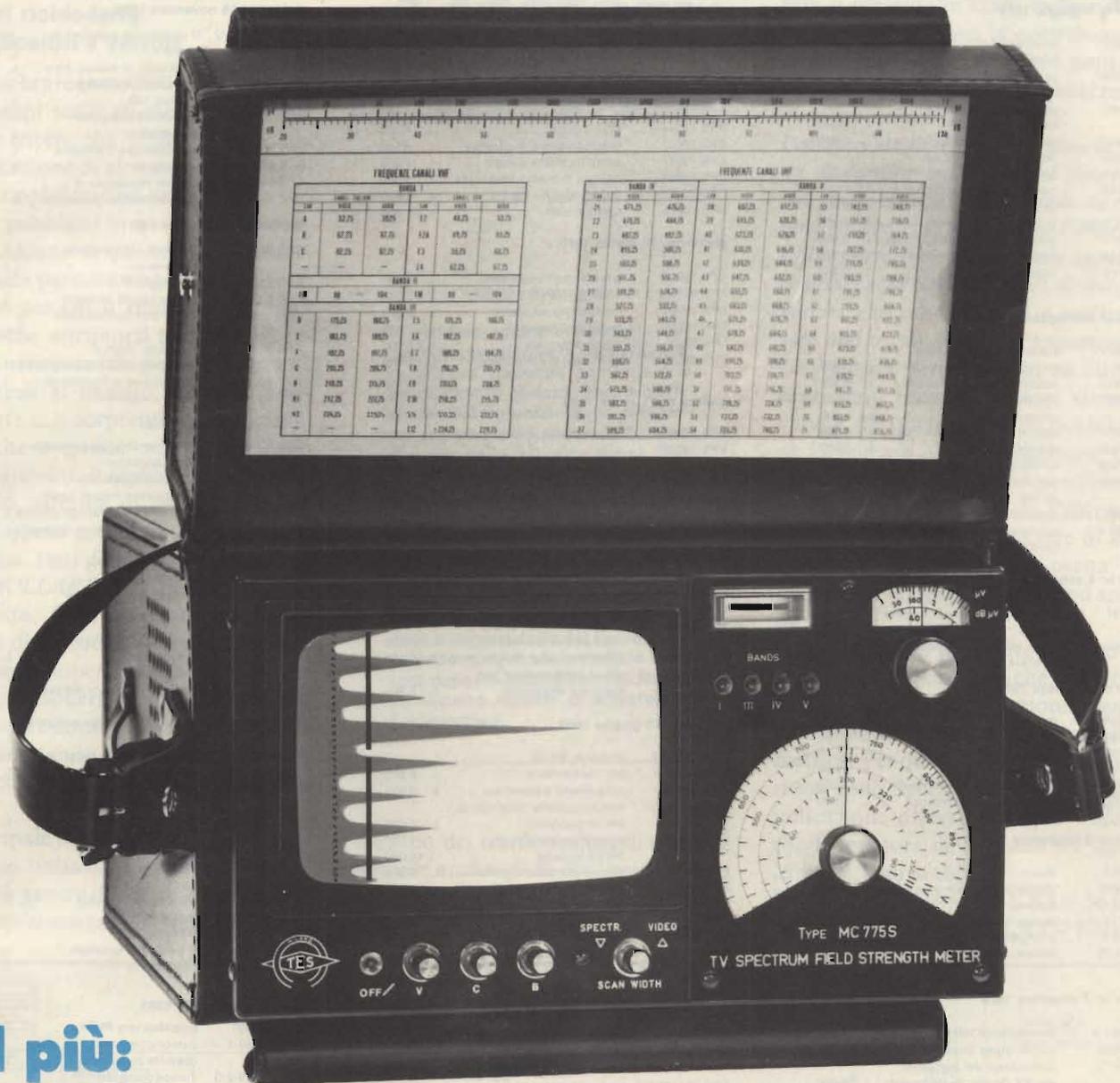
via S. Francesco d'Assisi 5, la

G.B.C.
italiana

c'è

nuovo

MISURATORE DI CAMPO TV SPETTRO • MC 775 S



il più:

**affidabile
completo
pratico
conveniente**

- visualizzazione panoramica di tutti i segnali presenti in banda
- vobulazione regolabile da zero a tutta la banda
- dinamica comparazione ampiezze oltre 36 dB
- sensibilità da 34 a 120 dB/μV (50 μV ÷ 1 V)
- tutte le bande TV sino a oltre 920 MHz
- massima semplificazione e razionalità d'impiego
- alimentazione rete e/o batterie ricaricabili entrocontenute
- completo di robusta borsa per trasporto a tracolla
- opzion (a richiesta) per la verifica della portante croma

TES - MILANO - VIA MOSCOVA 40/7 - TEL. 667326 - 650884 - TELEX 313885 SYSTEM I

Per ulteriori informazioni utilizzate il presente coupon

CN - 5/81

Nome Cognome

Via N Cap Città

SE TI SERVE

UNO STRUMENTO, UN GIOCO, UN AMPLIFICATORE, UN COMPUTER, UN ALLARME

AUTOCOSTRUISCILO

CON I CIRCUITI STAMPATI PROFESSIONALI DI ELEKTOR!

elektor n° 1 giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 8.000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle dispositive	L. 2.500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
EPS 1471	sintetizzatore di vaporiera	L. 3.400
EPS 9765	iniettore di segnali	L. 2.450

elektor n° 2/3 luglio/agosto 1979

EPS HB11	austereo: alimentatore +	
+ HB12	amplificatore HI-FI da 3W	L. 7.900
EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 8.300
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 5.500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
EPS 77005	distorsionometro	L. 5.900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
EPS 9398 + 9399	preamplificatore preco	L. 10.500
EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	L. 4.400

elektor n° 4 settembre 1979

EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
EPS 9860	PPM voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.900

elektor n° 5 ottobre 1979

EPS 9344-1 + 2	mini tamburo	L. 8.500
EPS 9344-3	generatore di ritmi IC	L. 4.500
EPS 9948	generatore sinusoidale a frequenze fisse	L. 6.000
EPS 9431	segnalatore per parchimetri	L. 3.500
EPS 79026	interruttore a battimano	L. 4.500

elektor n° 6 novembre 1979

EPS 9401	equi	L. 7.800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L. 5.500
EPS 9751	sirene	L. 4.500
EPS 9755-1-2	termometro	L. 9.800
EPS 9325	il "digibell"	L. 7.500
EPS 79075	microcomputer basic	L. 18.500

elektor n° 7 dicembre 1979

EPS 9987-1 + 2	amplificatore telefonico	L. 7.900
EPS 79006	gioco "prova forza"	L. 5.700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L. 38.000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e keyboard)	L. 17.500
EPS 9906	alimentatore per micro-computer basic	L. 9.900
EPS 9885	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9967	modulatore TV UHF-VHF	L. 4.500
EPS 80024	"bus board"	L. 12.900
EPS 9817-1 + 2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillografics	L. 5.500
EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.600
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

elektor n° 8 gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9965	tastiera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L. 6.300
EPS 9966	elektierminal	L. 17.000
EPS 79519	sintonia a tasti	L. 8.900

elektor n° 9 febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimità	L. 6.500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elektierminal	L. 14.900
EPS 79088-1-2-3	il "digifarad"	L. 10.900
EPS 79514	gate dipper	L. 4.300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L. 4.500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L. 4.500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L. 5.500
EPS 79082	decodificatore stereo	L. 5.800
EPS 79095	elektieroorbell	L. 11.000

elektor n° 10 marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 80021-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.900
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

elektor n° 11 aprile 1980

EPS 79650	convertitore per onde corte	L. 4.500
EPS 79039	monoselektor	L. 19.000
EPS 79070	stentore	L. 8.500
EPS 79071	assistentor	L. 6.000
EPS 80023	topamp	L. 3.500

elektor n° 12 maggio 1980

EPS 79024	ricancatore affidabile	L. 5.000
EPS 80031	toppreamp	L. 9.400
EPS 80054	volete una voce "strana"...	L. 4.500
EPS 79093	(modulatore ad anello)	L. 6.400
EPS 80009	timer/controller programmab. sewar (effetti sonori con riverbero analogico)	L. 6.900

elektor n° 13 giugno 1980

EPS 80018-2	antenna "attiva"	
EPS 80019-1	per l'automobile	L. 6.000
EPS 80084	accensione a transistor	L. 9.000
EPS 80086	temporizzatore "intelligente" per tergicristallo	L. 7.500
EPS 80096	misuratore di consumo del carburante	L. 15.000
EPS 80097	fermiamo i ladri! (antifurto)	L. 4.000
EPS 80101	indicatore della tensione della batteria	L. 4.000
EPS 80102	un probe ad astina	L. 4.000
EPS 80109	protezione per la batteria	L. 4.500
EPS 7043b	sussidio da campeggio	L. 4.000

elektor n° 14/15 luglio/agosto 1980

EPS 78065	riduttore di luce sensor	L. 4.500
EPS 79517	carica batteria automatico	L. 4.900
EPS 79505	ammutolitore per disc-jockey	L. 6.000
EPS 79114	frequenzimetro per sintetizzatori	L. 5.300
EPS 79509	servo amplificatore	L. 3.200

elektor n° 16 settembre 1980

EPS 79513	VSWR meter	L. 1.500
EPS 80027	generatore di colore	L. 3.400
EPS 79033	quizmaster	L. 3.000
sistema d'allarme centralizzato		
EPS 9950	stazione master	L. 4.000
EPS 9950	stazione slave	L. 3.600
EPS 9950	stazione d'allarme	L. 2.000
EPS 9945	consonant	
EPS 9945-F	pannello frontale consonant consonant	L. 16.000

elektor n° 17 ottobre 1980

EPS 80067	digisplay	L. 4.500
EPS 80045	termometro digitale	L. 6.200
EPS 79035	millivoltmetro CA e generatore di segnali	L. 2.800
EPS 9954	preconsonant	L. 4.300

elektor n° 18 novembre 1980

EPS 80068-1/2	il vocoder di elektor-bus board	L. 15.850
EPS 80068-3	il vocoder di elektor-filtri	L. 5.450
EPS 80068-4	il vocoder di elektor-modulo I/O	L. 5.500
EPS 80068-5	il vocoder di elektor-alimentatore	L. 4.500
EPS 80022	amplificatore d'antenna	L. 1.500
EPS 80060	chorosynt	L. 25.500
EPS 9956/9955	doppio regolatore di dissolvenza per proiettori	L. 5.100

elektor n° 19 dicembre 1980

EPS 9423	antenna FM integrata per interni	L. 3.500
EPS 9368	relè capacitivo	L. 3.600
EPS 9329	sonda logica versatile	L. 3.600
EOS 9369	mini-ricevitore ad onde medie	L. 1.850
EPS 9192	sostituto "logico" del potenziometro a carbone	L. 8.750
EPS 80065	duplicatore di frequenza	L. 2.150
EPS 80019	treno a vapore	L. 2.150

elektor n° 20 gennaio 1981

EPS 81002	dissolvenza programmabile per diapositive	L. 13.900
EPS 80050	interfaccia cassette per microcomputer basic	L. 11.800
EPS 80112-1/2	estensioni interfaccia cassette	L. 3.600
EPS 9915	generatore di note universale	L. 14.000
Piano elettronico:		
EPS 9914	modulo per ottava	L. 6.300
EPS 9979	alimentazione	L. 4.000
EPS 9981	filtri, preamplificatore	L. 11.000

elektor n° 21 febbraio 1981

EPS 9968-1	TV-Scopio (amplificatore d'ingresso)	L. 4.200
EPS 9968-2/3/4/5/F	TV-Scopio, versione base	L. 22.500
EPS 79053	toto-oracolo	L. 5.800
EPS 9840	temporizzatore per sviluppo foto	L. 7.500
EPS 9499-2	portaluminosa a raggi infrarossi (alimentatore)	L. 8.000
EPS 9862-1/2	porta luminosa a raggi infrarossi (trasmettitore/ricevitore)	L. 7.200

elektor n° 22 marzo 1981

EPS 81047	termometro da bagno	L. 2.200
EPS 81051	xilofono	L. 2.600
EPS 81049	caricabatterie NiCd	L. 3.000
EPS 81043-1/2	il misuratore	L. 4.500
EPS 81044	il multigioco	L. 3.900
EPS 81042	il genio nel barattolo	L. 2.200
EPS 81048	cornamusa	L. 2.850

elektor n° 23 aprile 1981

EPS 80085	amplificatore PWM	L. 1.800
EPS 80089-1	Junior computer (basetta principale)	L. 17.300
EPS 80089-2/3	Junior computer (basetta display e alim.)	L. 6.500
EPS 9911	preamplificatore pick-up	L. 7.500
EPS 9873	modulatore di colore	L. 4.800

elektor n° 24 maggio 1981

EPS 9874	elektornado	L. 5.700
EPS 80069	Sistema intercom	L. 4.400
EPS 80077	Prova transistori	L. 6.200
EPS 81124	Intelekt	L. 11.000

ESS - servizio software

µP TV Games

four-in-a-row, surround, music box, fun and games, clock **ESS 003 (su nastro) L. 7.000**

µP TV Games

test patterns, PVI programming, space shoot-out **ESS 006 (su disco) L. 5.500**

Per l'ordinazione utilizzare l'apposito tagliando d'ordine inserito in fondo a questa rivista.

Sig. C. ROSSINI Roma ed altri richiedenti Amplificatori a valvole

I lettori ci scrivono

di P. Soati

Può sembrare incredibile: in questi ultimi tempi sono giunte in redazione alcune lettere che applaudivano alla pubblicazione di alcuni schemi relativi a certi amplificatori a valvole che a suo tempo pubblicai in questa stessa rubrica. Alcune di queste lettere provenivano da persone un pò avanti di età, ragione per cui il ritorno di fiamma può anche attribuirsi a ricordi di carattere sentimentale per tutto ciò che appartiene al passato (non tutto ovviamente ...); sorprende invece l'interesse che a questo settore dedicano alcuni giovani. Il signor ROSSINI, ad esempio, afferma di avere realizzato uno di questi amplificatori, (i cui dati mi erano stati forniti dal laboratorio della MULLARD) e di esserne rimasto entusiasta. Afferma fra l'altro che la qualità di riproduzione è da ritenere nettamente superiore a molti dei complessi più moderni. Una affermazione che sovente sono costretto a condividere, ascoltando certe riproduzioni di complessi HI-FI del costo dal milione in su!

Il principale ostacolo che debbono superare in Italia coloro che si dedicano a questo genere di costruzioni, che sono molto meno rari di quanto si creda,

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse. Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione. Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000 (abbonati L. 2.000) anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

è quello dei trasformatori di uscita, e sovente anche quelli di alimentazione, considerato che i commercianti di materiale radio quasi sempre ne sono

sprovvisi. Un problema questo che non si presenta in USA, in Francia ed in Inghilterra dove la costruzione di apparecchiature a valvole è piuttosto diffusa e quindi sono reperibili i relativi componenti.

Pertanto prego le ditte che sono in grado di fornire materiale del genere di volermelo comunicare in modo da mettermi in grado di pubblicarne l'indirizzo sulla rivista. Ovviamente tale appello è rivolto anche ai costruttori di trasformatori che sono disposti a realizzare solo uno o due di questi componenti.

La figura 1 si riferisce ad un interessantissimo preamplificatore stereo a valvole del quale in seguito pubblicherò lo schema dell'amplificatore. Con questo preamplificatore è possibile pilotare un amplificatore da 20W oppure, utilizzando un'adatta rete di attenuazione della tensione di uscita, come mostra la figura 2 da 10W od anche da 3W.

Riportiamo qui di seguito l'elenco dei componenti precisando che essi si riferiscono solo ad una sezione mentre l'altra ovviamente dovrà essere simmetrica. Per quanto concerne i resistori essi sono del tipo 10%, 1/4W, salvo indicazione diversa, il segno ° indica che il resistore deve essere del tipo a carbone, alta stabilità.

R1 = 1 MΩ, R2 = 1 MΩ, R3 = 56 kΩ, R4 = 68 kΩ, R5 = 1 MΩ, R6 = 100 kΩ,

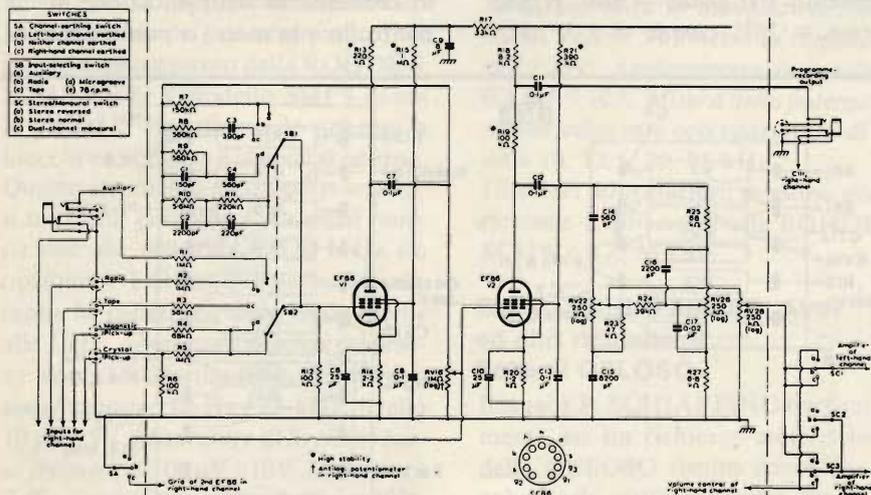


Fig. 1 - Schema elettrico di un preamplificatore stereo HI-FI a valvole, adatto per amplificatori da 20W, 10W e 3W di uscita. Sono impiegate valvole del tipo EF86.

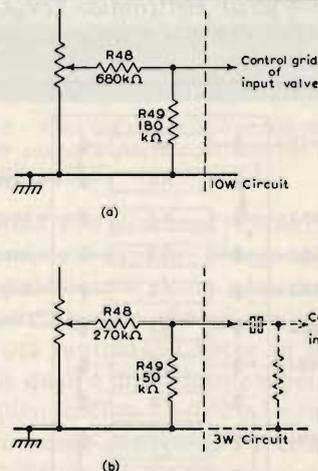


Fig. 2 - Schema relativo al circuito di attenuazione del livello di uscita per usare il preamplificatore di figura 1 con amplificatori da 10W e 3W.

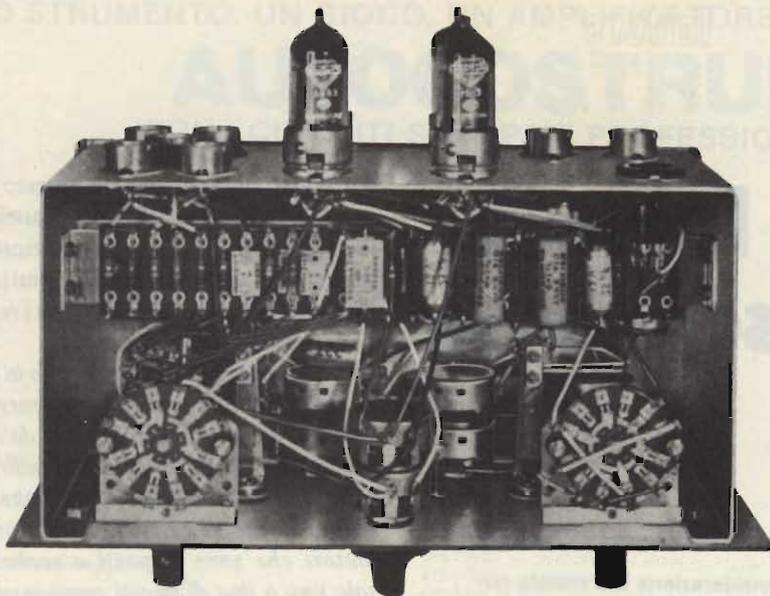


Fig. 3 - Vista del telaio relativo al preamplificatore stereo a valvole dalla parte inferiore.

R7 = 150 k Ω , R8 = 560 k Ω , R9 = 560 k Ω , R10 = 5,6 M Ω , R11 = 220 k Ω , R12 = 100 k Ω , R13° = 220 k Ω 1/2W, R14 = 2,4 k Ω 1/2W, R15° = 1 M Ω 1/2W, RV16 = 1 M Ω potenziometro logaritmico (il corrispondente deve essere antilogaritmico), R17 = 33 k Ω 1/2W, R18° = 8,2 k Ω 1/2W, R19° = 100 k Ω 1/2W, R20 = 1,2 k Ω 1/2W, R21° = 390 k Ω 1/2W, RV22 = 2 x 250 k Ω potenziometri logaritmici, R23 = 47 k Ω , R24 = 39 k Ω , R25 = 68 k Ω , RV26 = 2 x 250 k Ω potenziometri logaritmici, R27 = 6,8 k Ω , R28 = 2 x 250 k Ω potenziometri logaritmici.

C1 = 150 pF mica arg., C2 = 2200 pF mica arg., C3 = 390 pF mica arg., C4 = 560 pF mica arg., C5 = 220 pF mica arg., C6 = 25 μ F elettrolitico 12V, C7 = 0,1 μ F carta 350V, C8 = 0,1 μ F carta

350V, C9 = 8 μ F elettrolitico 350V, C10 = 25 μ F elettrolitico 12V, C11 = 0,2 μ F carta 350V, C12 = 0,1 μ F carta 350V, C13 = 0,1 μ F carta 350V, C14 = 560 pF mica arg., C15 = 8200 pF mica arg., C16 = 2200 pF mica arg., C17 = 0,02 μ F carta 350V.

Valvole: 4 x EF86

La figura 3 mette in evidenza lo chassis visto dal disotto e la figura 4 alcuni particolari costruttivi.

La tensione di alimentazione, che può essere prelevata dall'amplificatore, deve essere di 230V e, se misurata ai capi di C9 200V.

Le tensioni misurate mediante uno strumento ad altissima resistenza agli elettrodi delle valvole debbono essere le seguenti: V1: anodo = 60V, griglia schermo = 70V, catodo = 1,7V. V2:

anodo = 68V, griglia schermo = 118V, catodo = 2,2V.

Sig. D. BORELLI Torino Brevetto di ufficiale RT di bordo

L'informazione che le è stata data circa il conseguimento del *Certificato Internazionale RT di 1^a e 2^a classe a bordo delle navi mercantili* è completamente errata.

Gli esami per il conseguimento di detto brevetto sono tenuti annualmente dal Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni.

Non è vero che gli Istituti Professionali abilitino direttamente a tal professione. Infatti per l'ammissione ai suddetti esami è richiesto il diploma di un Istituto Tecnico superiore o per lo meno di secondo grado oppure occorre essere in possesso del diploma di radiotelegrafista di bordo rilasciato da un Istituto Professionale di Stato o comunque legalmente riconosciuto.

Posso eventualmente, darle l'indicazione di qualche scuola che cura la preparazione in modo adeguato ma non mi sento nel modo più assoluto di darle un consiglio circa la scelta della suddetta professione. I guadagni sono buoni ma la vita del mare non si addice a tutti: penso, con Oscar Wilde, che sia sempre una sciocchezza dare consigli e talvolta dare anche un buon consiglio può essere assolutamente fatale.

Sigg. P. & D. BIANCHI Milano Strumentazione per controllo radiotelefoli

Nel campo delle attività professionali elettroniche, e specialmente per quanto concerne la strumentazione per il controllo e la messa a punto dei rice-

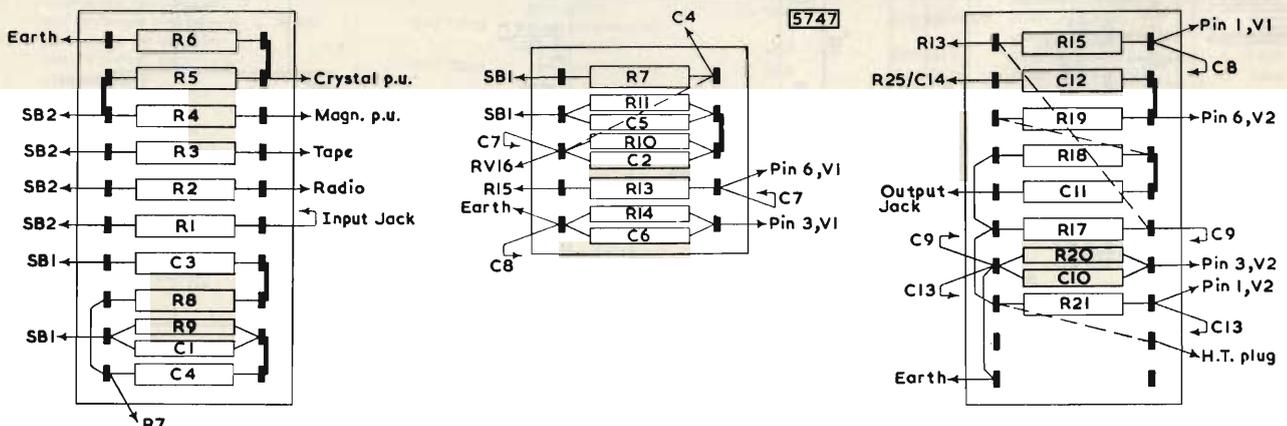


Fig. 4 - Particolare del montaggio di alcuni componenti sulle relative piastrine.

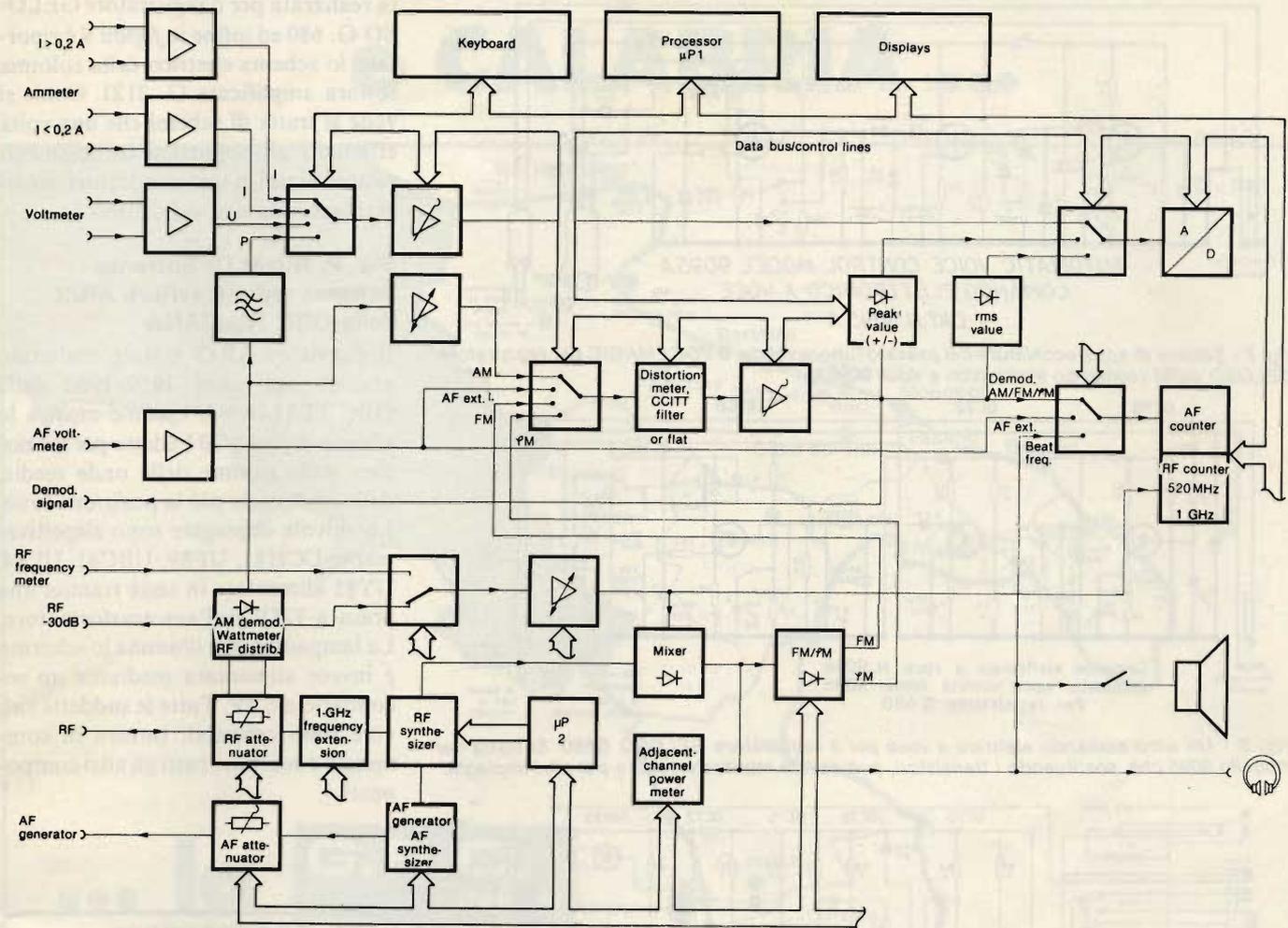


Fig. 5 - Schema a blocchi di un eccezionale strumento per il controllo dei ricetrasmittitori. Il tester della Rohde & Schwarz, modello SMFS.

trasmettitori e dei radiotelefonici in genere, è quanto mai valido il famoso detto che *chi più spende, meno spende*, al quale occorre aggiungere e *perde meno tempo*.

Un magnifico apparecchio destinato al controllo dei ricetrasmittitori è quello messo a punto dalla ROHDE & SCHWARZ, il modello SMFS di cui in figura 5 riportiamo lo schema a blocchi ed in figura 6 la veduta esterna. Questo strumento assolve alle seguenti funzioni: *generatore di segnali sintetizzati*: da 400 kHz a 520 MHz (in opzione a 1 GHz) che permette pertanto la copertura dalle onde medie alle UHF, *generatore di bassa frequenza*: con 12 frequenze fisse, oppure con *sintetizzatore*: 10 Hz ÷ 25 kHz, livello 10 µV ÷ 5V. *Misuratore di livello in bassa frequenza*: 100 µV ÷ 10V. *Misuratore della distorsione*: dallo 0,03 al 50%. *Contatore a radiofrequenza*: 1 ÷ 520 MHz (1 GHz). *Contatore di bassa fre-*

quenza: 20 Hz ÷ 1 MHz. *Misuratore della potenza di uscita*: 10 mW ÷ 30W. *Misuratore della deviazione di frequenza*: 1 Hz ÷ 20 kHz. *Misuratore della deviazione di fase*: 0,001 ÷ 5 rad. *Misuratore profondità di modulazione*: dallo 0,1 al 99,9%. *Voltmetro in continua*: 1 mV ÷ 30V. *Amperometro in continua*: 0,1 mA ÷ 10A. *Misura della potenza del canale adiacente con spaziatura di canale* 10, 12,5, 20, 25 kHz.

Ulteriori informazioni possono essere richieste a mio nome alla ROHDE & SCHWARZ, Milano.

Sig. P. SCHIAFFINO B. Aires ed altri richiedenti Schemi GELOSO

Il signor P. SCHIAFFINO telefonicamente mi ha richiesto molti schemi della GELOSO tenuto conto che gli apparecchi della suddetta ditta, che rivive attualmente ad opera della JERVIN SpA, sono molto diffusi in Ar-

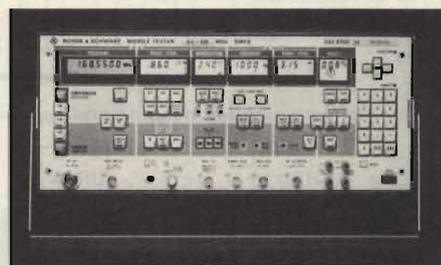


Fig. 6 - Vista del pannello frontale relativo al tester portatile per il controllo dei ricetrasmittitori R&S, modello SMFS.

gentina. Fra gli schemi richiesti che ho provveduto a spedire ritengo opportuno pubblicarne alcuni relativi a delle apparecchiature che mi risulta siano ancora funzionanti anche in Italia e delle quali è difficilmente reperibile il relativo schema. La figura 7 si riferisce al comando elettronico a voce modello 9095 A il cui schema mi è stato anche richiesto a suo tempo dall'Ing. Franchi di Roma. Lo schema di figura 8 mette in evidenza la sezione coman-

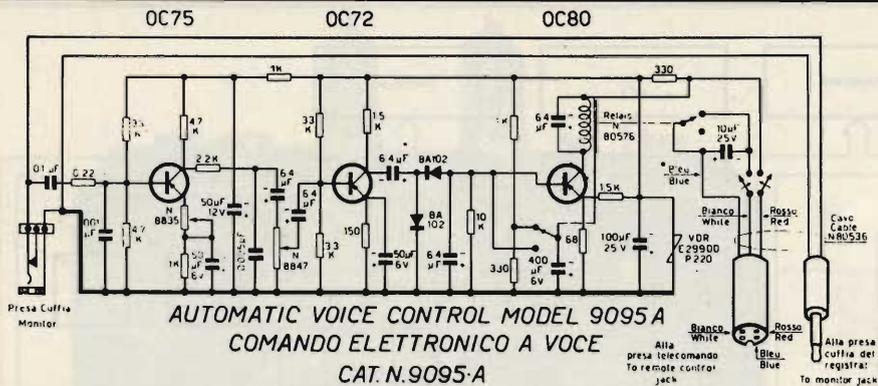


Fig. 7 - Schemi di apparecchiature del passato tuttora valide. Il VOCEMAGIC per registratore GELOSO G268 (comando elettronico a voce 9095A).

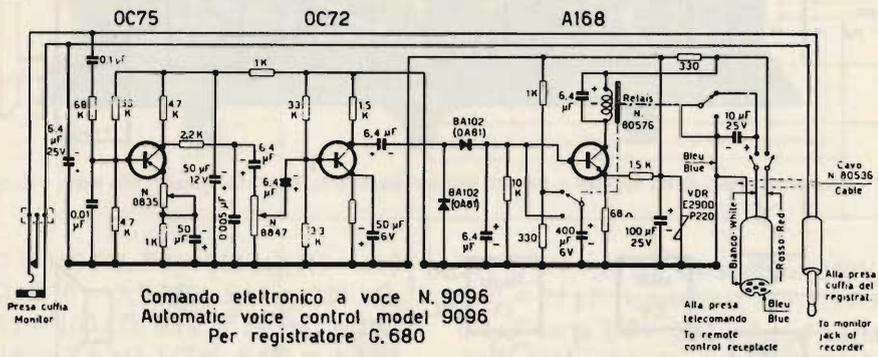


Fig. 8 - Un altro comando elettrico a voce per il registratore GELOSO G680. Si tratta del modello 9096 che, sostituendo i transistori, può essere realizzato tuttora per altri impieghi.

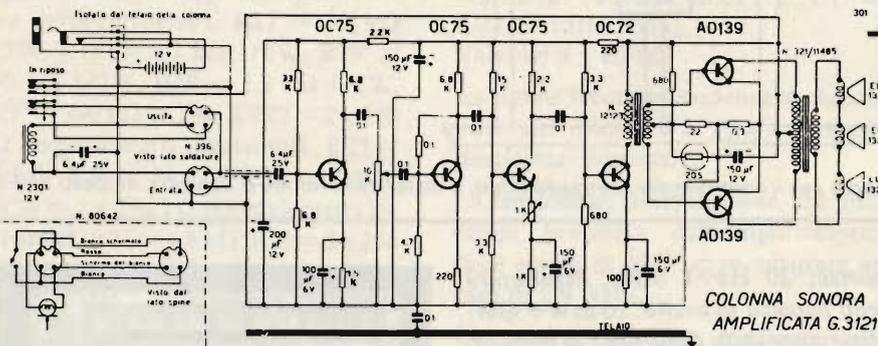


Fig. 9 - Schema elettrico della colonna sonora amplificata GELOSO G. 3121.

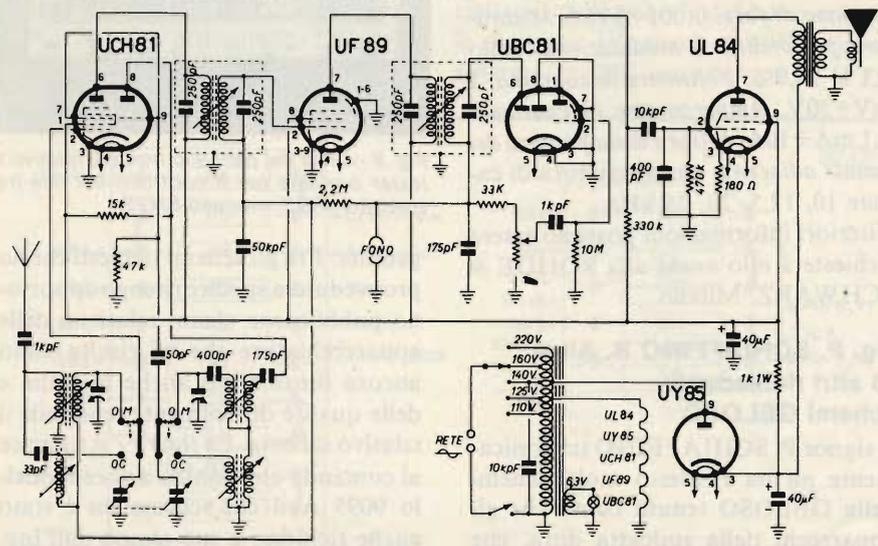


Fig. 10 - Schemi di radioricevitori celebri. Si tratta del modello AR/3 costruito dalla GBC ITALIANA negli anni 1959/60 adatto per la ricezione delle gamme ad onde medie, corte e fono.

do elettronico a voce 9096 che era stata realizzata per il registratore GELOSO G. 680 ed infine in figura 9 è riportato lo schema elettrico della colonna sonora amplificata G. 3121. Come si vede si tratta di schemi che una volta effettuati gli opportuni cambiamenti relativi ai tipi di semiconduttori impiegati, sono tuttora validissimi.

Fig. P. RINALDI Sorrento Schema radioricevitore AR/3 della GBC ITALIANA

Il ricevitore AR/3 è stato realizzato attorno agli anni 1959/1960 dalla GBC ITALIANA e come mostra lo schema di figura 10 è adatto per funzionare nelle gamme delle onde medie, delle onde corte più la posizione fono. Le valvole impiegate sono rispettivamente UCH81, UF89, UBC81, UL84, UY85 alimentate in serie tramite una presa a 125V sull'autotrasformatore. La lampadina che illumina lo schermo è invece alimentata mediante un secondario a 6,3V. Tutte le suddette valvole sono reperibili tuttora in commercio e così pure tutti gli altri componenti.

PRECISAZIONE

Comunichiamo ai lettori alcune precisazioni in merito all'articolo "COMPANDER STEREO HI-FI" apparso sul N. 5 di SELEZIONE.

- 1) Fig. 6 IC1 = TLO82 o μ A1458 - 2) Pag. 26: riga 21° colonna 12 = $I_s/I_d \cdot I_1$ - 3) Elenco componenti del filtro a 3 vie: R8 = 30 K - 4) Fig. 14: R6 non va all'uscita di IC1c, bensì al suo ingresso, cioè al punto comune di R4 e R5 - 5) Fig. 17 e 18: R6 va collegata come R6' (occorre togliere un pezzetto di pista). I piedini 8 e 9 di IC1' vanno collegati assieme - 6) Pag. 34, prima riga: 1,5 : 1 e 1 : 1,5 anziché 5 : 1 e 1 : 5 - 7) Pag. 33, riga 10: 10 kHz anziché 100 kHz - 8), Fig. 25 - La piedinatura del BC 327 è identica a quella del BC 237.

Nota: i filtri sono a 12 dB/oct solo per il passa basso nel 2 vie, per il passa basso e il passa alto nel 3 vie. Le altre uscite sono a 6 dB/oct.

THE STEEL MARK
BERKEINST
 IL MARCHIO D'ACCIAIO

in PUGLIA, BASILICATA e CALABRIA ...



PUGLIA

ANDRIA - Via Annunziata, 1
BARI - Via Calefati, 317
BARLETTA - Via Vitrani, 58
BITONTO - Via E. Labini, 34
BRINDISI - Via Saponea, 24
FASANO - Via F.lli Rosselli, 30
GIOIA DEL COLLE - Piazza Plebiscito, 14

LECCE - Viale Marche, 21/4
MANDURIA - Via Lizio Idomeno, 48
MOLA DI BARI - Via A. De Gasperi, 153
MOLFETTA - VIA P. L. Da Palestrina, 11
MONOPOLI - Via Diaz, 13
TARANTO - Viale M. Grecia, 252
TRANI - C.so Italia, 26

BASILICATA

MATERA - Via XX Settembre, 12
POTENZA - Via G. Mazzini, 72
RIONERO - Via Monte Grappa

CALABRIA

CATANZARO - Via Milelli Pal. Borelli
COSENZA - Via Sicilia, 67

ALLA

G.B.C.
italiana

C'È TUTTO E COSTA MENO

Allimentatore variabile switching

Il modello 80 - L000 della Secap si presenta con caratteristiche innovative sul mercato dei piccoli alimentatori da laboratorio.

La tecnica, di tipo switching, consente di farlo lavorare a potenza pressoché costante di uscita, ovvero di erogare correnti elevate a tensioni basse e viceversa.

La tensione di uscita è regolabile con potenziometro multigiri di precisione nel campo $2,5 \div 27,5V$ ca; la caratteristica di limitazione di corrente è di tipo rettangolare, e la soglia è regolabile con trimmer multigiri a pannello; il campo di regolazione è di $0,3 \div 6A$. La lettura di entrambi i parametri (tensione e corrente) è effettuata con strumento digitale a tre cifre.

Il residuo di rumore a larga banda è contenuto nei 10 mV eff. e 50 mVp.p. In opzione è disponibile un circuito di protezione contro sovratensioni (O.V.P.) con soglia regolabile.

Le ridotte dimensioni (cm. 22 x 8,5 x 15,5) e peso (kg. 2,7), come la possibilità di alimentazione da batteria, oltre che da rete, ne fanno lo strumento adatto per applicazioni portatili, collaudo in campo ecc.

SECAP - MILANO



Allimentatore per alte tensioni ad alta stabilità.

Amplificatori ad alta tensione

La Bertan ha ampliato la sua serie 612 di alimentatori modulari, particolarmente adatti per applicazioni che richiedono uscite stabilizzate, con nuovi modelli a 20, 30 e 50 KV. Gli impieghi tipici di questi alimentatori comprendono la litografia con il cannone elettronico, i microscopi elettronici a scansione, e i sistemi CRT di precisione.

Gli alimentatori, che comprendono unità con polarità sia positiva che negativa, sono programmabili a distanza e

forniscono il telemonitoraggio sia della corrente che della tensione di uscita.

I circuiti di conversione lineari esclusivi della Bertan consentono di ottenere alte prestazioni e stabilità. Le unità sono caratterizzate da una regolazione della linea dello 0,001%, da una regolazione del carico dello 0,002%, e da una stabilità di 0,01% all'ora. Il coefficiente di temperatura è 50 ppm/°C nel range di temperatura da 0 a 50°C.

Gli alimentatori da 20 KV forniscono 500 μA con 200 mV di ripple picco-picco, mentre quelli da 50 KV forniscono 200 μA con 800 mV di ripple picco-picco.

Tutte le unità sono protette contro gli archi e i cortocircuiti e si ripristinano automaticamente.

Bertan
ELIND - CERNUSCO S/N

Darlington per preamplificatori

La Motorola ha annunciato una serie di transistori Darlington complementari, in contenitore TO-92, progettati in particolare per essere utilizzati in preamplificatori che richiedono un alto guadagno di corrente continua ed una impedenza di ingresso di parecchi megaohm.

I transistori, in contenitore plastico, hanno un prezzo contenuto e sono disponibili con tensioni di breakdown di 40,50 e 60V, un guadagno in corrente continua di 10.000 ed un'eccellente linearità di guadagno da 1 mA a 100 mA. Sono disponibili tre versioni NPN (MPS-A25-26-27) e tre versioni PNP (MPS-A75-76-77).

MOTOROLA - ASSAGO (MI)

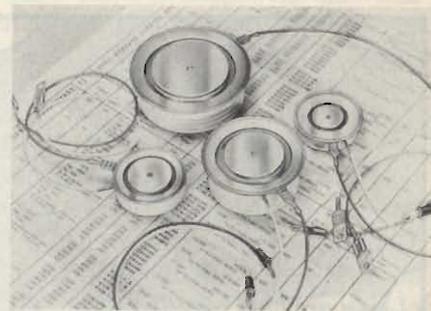
Tiristori da 2000 A

La EE Tech ha ampliato verso l'alto la sua gamma di tiristori di potenza, con una serie di dispositivi caratterizzati da basse perdite turn on e da un'alta capacità di/dt (800 A/ μs non ripetitivi).

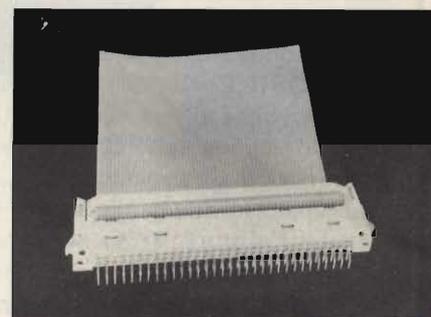
I prodotti coprono il range di correnti da 390 a 2000 A con valori di V_{DRM}/V_{RRM} che arrivano a 2000 V. I tempi di turn on vanno da 10 a 20 μs per i tiristori con correnti da 400 a 800 A e da 10 a 55 μs per quelli con correnti nominali più alte.

Questi dispositivi di potenza sono disponibili in quattro tipi di packages, compreso il nuovo SLIM PACK, una versione modificata del TO-200 AB.

EE Tech



Tiristori di potenza caratterizzati da una di/dt di 800A/ μs .



Connettore a perforazione di isolante per cavo piatto.

Connettori a perforazione d'isolante

A completamento della gamma di connettori a norme DIN 41612, la Panduit propone il tipo di connettore maschio e femmina serie 120 con terminazioni a cavo piatto.

Oltre alle eccellenti caratteristiche tecniche, i vantaggi di questi connettori sono: possibilità di abbinamento di entrambe le versioni maschio e femmina con i connettori a norma DIN 41612, possibilità di fissaggio sui rack 19", codifica nel corpo del connettore, connettore maschio meccanico per offrire una assoluta garanzia in presenza di vibrazioni.

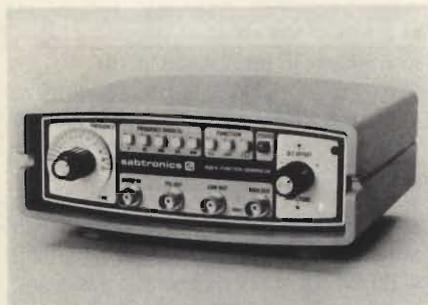
PANDUIT - MILANO

Generatore di funzioni universale

Il generatore di funzioni 5020A della Sabtronics è uno strumento interessante soprattutto se si tiene conto del rapporto caratteristiche tecniche/prezzo.

Le sue uscite hanno le seguenti caratteristiche: uscita sinusoidale; stabilità e debole distorsione; uscita a dente di sega; alta linearità; uscita ad onda quadrata; rapido tempo di salita e discesa (anche in uscita TTL).

nuovi prodotti



Generatore di funzioni universale a prezzo competitivo.

Tutte le uscite (connettori BNC) possono arrivare a 10V massimi picco-picco, con un attenuatore fino a -40dB e sono provviste pure di regolazione di offset.

Le frequenze possono essere variate da 1 a 200 kHz con continuità per mezzo di 5 gamme e di un regolatore fine con variazioni da 1 a 100. L'alimentazione può essere fornita a 100 e 220 Vca.

Sabtronics
ELCOM - GORIZIA



Motorini a magnete permanente in corrente continua.

Motori c.c. a magnete permanente

La serie 27MM della Moore Reed comprende motorini in continua con due lunghezze standard, con o senza possibilità di estensione dell'albero.

I motori sono realizzati secondo una meccanica di precisione e progettati per una lunga durata senza necessità di alcuna manutenzione, con spazzole di grafite ramata a lunga durata. Essi sono disponibili per una vasta gamma di applicazioni che comprendono i servosistemi di velocità e di posizione.

Le coppie di picco dell'uscita arrivano a 480 gcm con uscite regolabili con continuità fino a 200 gcm a 4500 giri al minuto, e con velocità senza carico di 11000 giri al minuto.

I motorini vengono forniti con cuscinetti a sfere di precisione e offrono la possibilità di applicare nel retro contagiri generatori di impulsi o encoders.

Moore Reed

Generatore di funzioni multiple

Il mod. Krohn-Hite 2400 consiste di 2 generatori combinati in un unico strumento.

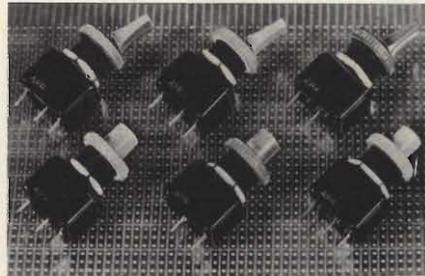
Il generatore principale fornisce forme d'onda sinusoidali, quadrate, triangolari, rampe e impulsi da 0,003Hz a 30 MHz. Quello ausiliario, in un campo di frequenze compreso fra 0,3 Hz e 300 kHz, offre le medesime caratteristiche.

I due generatori combinati forniscono uscite AM/FM e di inseguimento in fase.

L'aggiustamento della fase è regolabile con facilità entro i $\pm 90^\circ$ e le regolazioni disponibili permettono il 100% di modulazione AM e il 20% di modulazione FM.

Il Krohn-Hite 2400 è ideale per il collaudo e il controllo di circuiti e sistemi AM/FM in alta frequenza sino al campo delle comunicazioni.

Krohn-Hite
VIANELLO - MILANO



Interruttori a pulsante e a leva per circuiti stampati.

Interruttore a leva per circuito stampato

L'APR ha aggiunto alla sua serie di interruttori 4000 alcuni modelli da usare nei circuiti stampati.

Il tipo a leva 4400 e quello a pulsante 4800 possono interrompere una corrente di 3 A su 250 Vca.

Le loro dimensioni ridotte, l'alto isolamento senza alcuna parte metallica esterna, la disponibilità di vari colori ne rendono estremamente versatile l'impiego.

La resistenza di contatto è inferiore a 10 m Ω e quella di isolamento è superiore a 1000 M Ω su 500 V. La rigidità dielettrica è 2000 V_{eff.}

A.P.R.

non perdetevi **elektor** di giugno

Speciale ALTA FEDELTA' IN CASA

● **Equalizzatore parametrico**

● **Analizzatore audio**

... e tanti altri articoli interessanti



Alimentatori stabilizzati da 500V - 1000A

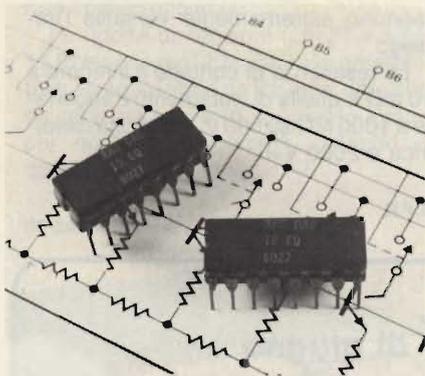
Gli alimentatori in continua della serie SCT della Branderburg Int sono caratterizzati da un funzionamento a tensione e corrente costanti, con un basso contenuto di ripple e la possibilità di programmazione.

Il passaggio da un modo di funzionamento ad un altro è automatico e controllabile per mezzo di un potenziometro fine. Quando funziona nel modo a tensione costante, si può usare il controllo della corrente come limite di corrente e viceversa.

Sul pannello frontale sono montati, oltre ai vari indicatori luminosi, gli strumenti per la lettura della tensione e della corrente.

Tutti gli alimentatori sono protetti contro i sovraccarichi e hanno l'uscita flottante.

Branderburg Int



DAC moltiplicatore monolitico a 10 bit con un tempo di assestamento di 85 ns.

Convertitore D/A moltiplicatore a 10 Bit

La Precision Monolithics ha ampliato la gamma dei suoi convertitori da digitale ad analogico con il DAC-10, un DAC moltiplicatore monolitico a 10 bit, caratterizzato da un settling time tipico di 85 ns. Una tecnica di calibrazione attiva, denominata Zener Zap trimming, consente di ottenere una non linearità massima di 1/2 LSB in tutto il range di temperatura.

Alimentato a $\pm 18V$, il DAC-10 consuma solo 85 mW quando viene alimentato a $+ 5V$, $-7,5V$.

Le altre caratteristiche comprendono una deriva della corrente di uscita di ± 10 ppm/ $^{\circ}C$, una larghezza di banda del riferimento di 1 MHz, e un'uscita con

corrente differenziale variabile da 0 a 4 mA.

Il convertitore è completamente compatibile con i dispositivi TTL, CMOS, ECL, PMOS o NMOS. L'interfacciamento diretto può avvenire con i CMOS a 15V anche se il DAC-10 viene alimentato a $+ 5V$.

Viene fornito in un package dual-in-line a 18 pin, in due versioni come caratteristiche elettriche e sia per il range di temperatura commerciale (da 0 a $70^{\circ}C$) che per il range militare (da -55 a $+125^{\circ}C$). Sono disponibili anche dispositivi conformi alle specifiche MIL-STD-883 Classe B.

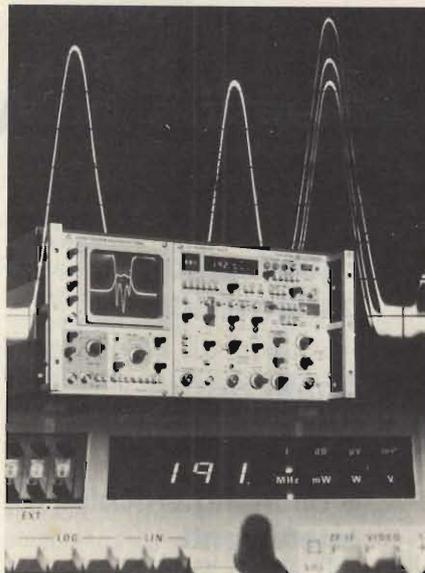
P.M.I.
TECHNIC - MILANO

Tester per trasmettitori TV

Il transcope MUF 2, funzionante da 1 a 1000 MHz, messo a punto dalla Rohde & Schwarz, consente di risolvere i vari problemi di misura che si hanno con i trasmettitori TV e i transposer nelle bande I, II, III e IV/V.

Questa apparecchiatura compatta, che contiene tutti i dispositivi di misura richiesti per effettuare gli allineamenti e le prove sui sistemi TV, è particolarmente adatta per il service sul campo. Il suo impiego è poi semplificato dal microprocessore incorporato.

Il suo generatore sweep copre il range di frequenza da 1 a 1000 MHz in una sweepata; i comandi sul pannello per le regolazioni grossolana e fine permettono di scegliere subranges con qual-

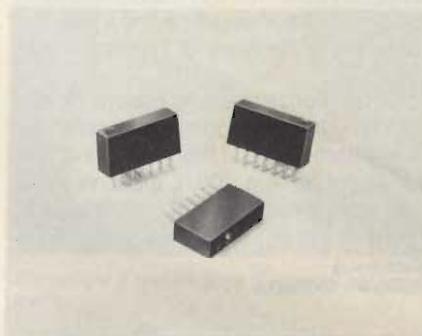


Tester compatto per le prove sui trasmettitori e transposers TV.

siasi frequenza centrale desiderata. L'uscita di 200 mV_{rms} su 50 Ω può essere regolata in 99 passi di 1 dB.

L'oscilloscopio con la sua larghezza di banda di 12 MHz soddisfa tutte le esigenze per la visualizzazione dei segnali TV. Il ricevitore selettivo del transcope è accoppiato con l'oscillatore sweep YIG e così viene sintonizzato automaticamente. Un range dinamico di 80 dB permette di avere lo sweeping selettivo dei segnali di ingresso fino al campo dei μV .

Rohde & Schwarz
ROJE TELECOMUNICAZIONI - MILANO



Switch optoaccoppiato in package SIL

Switch per accoppiamento ottico di potenza

La Theta-J ha annunciato una serie completa di relè allo stato solido ad accoppiamento ottico, a due poli, incapsulati in un package single-in-line (SIP).

Tutte le unità impiegano la tecnologia MOSFET di potenza della Theta-J e sono in grado di commutare carichi in continua o in alternata con correnti che vanno dai nanoampere alle centinaia di milliampere. La coppia di switches FET con uscita bilaterale indipendenti viene attivata da un singolo LED.

L'uscita MOSFET significa anche che i dispositivi non presentano offsets di tensione o termici e che non possono essere attivati da transistori indesiderati. Inoltre questi relè possono commutare carichi resistivi, induttivi e capacitivi senza bisogno di ridurre la potenza nominale.

Le prestazioni nominali vanno da 100 a 500 mA e da 60 a 300 V. Per l'eccitazione occorre una corrente di comando di 15 mA. Denominata OMF-1A-S2, le unità possono sostituire i relè reed al mercurio e i relè reed convenzionali.

Theta-J
SYSKOM ELETTRONICA - CINISELLO B.

Nuovo gaussmetro a basso costo

La RFL (USA), rappresentata in Italia dalla VIANELLO S.p.A. - Via T. da Cazaniga 9/6 - Milano - Tel. 3452071, arricchisce la sua gamma di gaussmetri con il nuovo modello 904. Il Mod. 904 è un gaussmetro analogico capace di soddisfare le esigenze di un vasto campo di applicazioni quali si possono presentare in laboratorio, nella produzione e in tutti quei campi specifici ove non è richiesta una altissima precisione, ma una spesa contenuta.

Il mod. 904 fornisce un ampio campo di misura da 0,5 gauss a 30 Kgauss in sette portate e una precisione di $\pm 3\%$ del fondo scala, indicazione della polarità del campo, autocalibrazione e uscita analogica per registratore. Una serie completa di sonde ad effetto Hall è disponibile a richiesta. Compatto, leggero e dotato di maniglia per il trasporto regolabile per l'installazione e la lettura, il mod. 904 è alimentato dalla comune tensione di rete 220V/50Hz.

VIANELLO - MILANO



Nuovo gaussmetro a basso costo.

Amplificatore stereo da 10 + 10 W per autoradio

Il TDA 2004 della SGS-ATES è un amplificatore audio doppio in classe B realizzato in package MULTIWATT, specificatamente progettato per l'impiego nelle autoradio; gli amplificatori stereo possono essere progettati con facilità usando questo dispositivo che offre una capacità di corrente che può arrivare a 3,5 A e che può pilotare carichi a bassa impedenza (fino a 1,6 Ω). L'amplificatore, caratterizzato da bassa distorsione e basso rumore, è ad alta affidabilità, essendo protetto contro i cortocircuiti verso terra, i carichi molto induttivi, le sovratemperature del chip, gli spunti di tensione del carico, le inversioni di polarità.

SGS-ATES - AGRATE BRIANZA

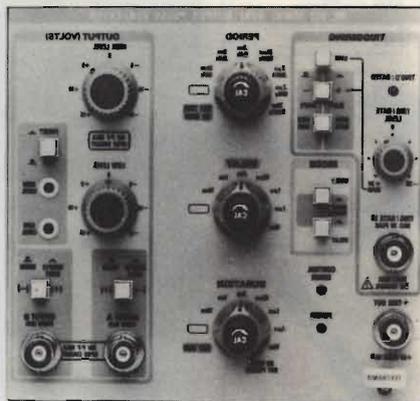
Generatore di impulsi con uscita doppia complementare

Il generatore di impulsi da 50 MHz PG507 della Tektronix è in grado di fornire due impulsi contemporanei in uscita, normali o complementari, di ampiezza massima 15 V picco-picco con livello regolabile tra ± 15 V.

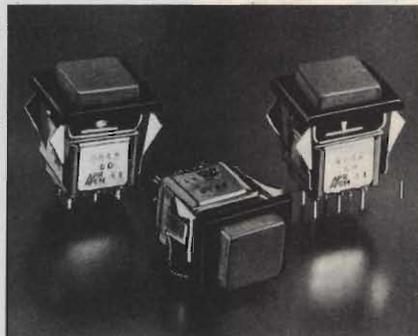
Il PG507, che appartiene alla serie di strumenti modulari TM500, è particolarmente adatto per le applicazioni riguardanti l'interfacciamento all'interno di sistemi o con periferiche esterne. Esso è pure adatto per il progetto di circuiti analogici.

Il generatore può pilotare le famiglie logiche MOS, CMOS, DTL, HTL, I^2L , T 2 L ed ECL. La versatilità dello strumento è ulteriormente aumentata da un indicatore di trigger a tre stadi, dalla possibilità di selezionare l'impedenza di ingresso del trigger/gate tra 1 M Ω e 50 Ω , dai controlli variabili del livello di trigger, dall'indicazione luminosa di eventuali errori di posizionamento dei controlli, dalle posizioni "custom" riservate sui comandi di periodo, durata e ritardo.

TEKTRONIX - MILANO



Generatore di impulsi con uscita doppia complementare per impiego con logiche digitali.



Pulsante luminoso quadrato ad inserimento rapido su pannello

Pulsante sensibile per pannello

L'APEM ha aggiunto alla sua gamma di interruttori miniaturizzati un pulsante sensibile con tasto quadrato unipolare e bipolare, a fissaggio rapido, adatto per i pannelli di 15 x 12,5 mm.

I contatti sono dorati per permetterne l'utilizzazione anche con correnti deboli, realizzando una gamma di impiego da 100 μ A 50 mV fino a 0,1 A 30V.

La durata prevista è di 50.000 operazioni.

Il pulsante della serie 8800 è anche disponibile con indicazione luminosa a LED.

A.P.E.M.

Termometro digitale con allarme acustico

I termometri Jenway serie 8000 leggeri e portatili danno una lettura della temperatura istantanea e precisa con indicazione digitale. Il campo di misura coperto è compreso fra -75°C , e $+1750^{\circ}\text{C}$.

Questi termometri usano vari tipi di sonda, a seconda della temperatura e della condizione del rilievo. Sono infatti previste sonde a contatto per rilievo della temperatura di superfici, ad immersione per rilievo della temperatura di liquidi, ipodermiche per essere infilate all'interno di materiali semi-duri. A richiesta possono venire forniti dotati di allarme acustico in corrispondenza di una prefissata temperatura.

I termometri serie 8000 sono dotati di batterie a secco, che contengono circa 10 ore di funzionamento; possono però, a richiesta, essere forniti con batterie ricaricabili e carica-batterie.

Jenway
I.S.C. MILANO

È nato un nuovo punto di vendita

G.B.C.
italiana

NEW ELECTRONICS
COMPONENTS
via S. Consacchi, 8
OSTIA LIDO

Tagliando ordine abbonamenti riviste JCE da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (Mi)

- Desidero sottoscrivere un abbonamento alla proposta n°
- L'abbonamento dovrà decorrere dal mese di

Nome Cognome

 Indirizzo

 Cap. Città

 Codice Fiscale (Indispensabile per le aziende)

- Ho versato l'importo di L. sul ccp n° 315275 intestato a JCE via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B. (in questo caso allegare copia della ricevuta di versamento)
- Allego assegno n° di L.
- Pagherò al ricevimento della vostra fattura (formula riservata alle sole aziende)

SE - 6/81

Tagliando ordine circuiti stampati e dischi software (EPS/ESS) da inviare a
JCE - Div. Elektor - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (Mi)

Nome Inviatemi il seguente materiale, pagherò al postino l'importo indicato su Elektor + spese di spedizione

Cognome

Via n° Termini di consegna:
EPS 60 gg dalla data di ricevimento dell'ordine
ESS 90 gg dalla data di ricevimento dell'ordine

Città CAP

Firma EPS

Data EPS

Codice fiscale (Indispensabile per le aziende) EPS

SE - 6/81

Tagliando ordine libri JCE da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (Mi)

Nome Cognome

 Indirizzo

 Cap. Città

 Codice Fiscale (Indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

- Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione
- Allego assegno n° di L.
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Codice Libro	Quantità						

Non abbonato Abbonato

SE - 6/81

H. Lummer

Novità

SERVIZIO ASSISTENZA TECNICA TV

Messa a punto e riparazione
dei televisori in B/N e a colori.

Traduzione del
Prof. AMEDEO PIPERNO
Opera in due volumi di
complessive pagg. 238
Edizione in broccia

Non esiste una riparazione di televisori senza problemi!
Per l'Autore la localizzazione del difetto prende le mosse dal blocco di funzioni. Partendo di qui si possono intraprendere i vari controlli singoli. Nelle tabelle di ri-

cerca sono rappresentati in modo chiaro ed evidente le cause dei guasti e le loro manifestazioni. Chi vuole riparare televisori troverà in questo manuale teoria e pratica adatti al laboratorio collegate l'una all'altra in modo semplice ed immediato. Le spiegazioni si adattano perfettamente a tutti i modelli dei televisori, anche a quelli, e questo è molto importante, dell'ultima generazione vale a dire del tipo modulare.

CONTENUTO DEL PRIMO VOLUME:

Cinque buoni consigli per la riparazione dei televisori - Ricerca dei guasti nei televisori in bianco e nero - Ricerca dei guasti nei televisori a colori - La ricerca dei guasti nel selettore dei canali - Ricerca dei guasti nell'amplificazione F. I. - Ricerca dei guasti nella rivelazione video - Ricerca di guasti nell'amplificatore video - Ricerca dei guasti nella regolazione controllata (A.G.C.) - Ricerca dei guasti al cinescopio in bianco e nero - Ricerca guasti al cinescopio a colori - Ricerca dei guasti nel separatore dei sincronismi - Ricerca dei guasti nel dispositivo di sincronismo di riga - Ricerca guasti nell'oscillatore di riga - Ricerca guasti nello stadio finale di riga - Ricerca dei guasti nella sincronizzazione del quadro (verticale) - Ricerca guasti nell'oscillatore di quadro - Ricerca guasti nello stadio finale di quadro - Ricerca guasti nella parte suono.

Prezzo di vendita L. 17.000

CONTENUTO DEL SECONDO VOLUME:

Ricerca dei guasti nella parte colore - Ricerca dei guasti nell'amplificatore del segnale di crominanza - Ricerca dei guasti nel decodificatore PAL - Ricerca dei guasti nei demodulatori sincroni - Ricerca dei guasti nel burst - Ricerca dei guasti nel soppressore del colore (Killer) - Ricerca dei guasti nell'oscillatore della sottoportante di riferimento - Ricerca dei guasti nella commutazione PAL - Tabella della ricerca dei guasti.

Prezzo di vendita L. 15.000

Cedola di commissione libraria da spedire alla CASA EDITRICE C.E.L.I. - Via Gandino, 1 - 40137 BOLOGNA, compilata in ogni sua parte, in busta debitamente affrancata:

Vogliate inviarmi il volume:

Servizio Assistenza Tecnica TV 1° 2°
a mezzo pacco postale, contrassegno:

SE - 6/81

Sig.
Via
Città
Provincia
Codice Fiscale

LA GRANDE PARATA EUROPEA



fiera di milano
3-7 settembre 1981

15° salone internazionale della musica e high fidelity

La grande mostra degli strumenti musicali, delle apparecchiature Hi-Fi, delle attrezzature per discoteche e per emittenti radiotelevisive, della musica incisa e dei videosistemi.



Fiera di Milano, padiglioni 18-19-20-21-26-41F-42-42A
Ingresso: Porta Meccanica (Via Spinola)
Collegamenti: MM Linea 1 (Piazza Amendola)
Orario: 9,00 - 18,00
Giornate per il pubblico: 3-4-5-6 Settembre
Giornata professionale: 7 Settembre
(senza ammissione del pubblico)

Segreteria Generale SIM—Hi-Fi: Via Domenichino, 11
20149 Milano - Tel. 02/46.97.519-49.89.984
Telex 313627 gexpo I

Paesi partecipanti: Italia e 30 Paesi esteri: Austria, Belgio, Bulgaria, Brasile, Canada, Cecoslovacchia, Corea, Danimarca, Francia, Giappone, Gran Bretagna, Irlanda, Israele, Jugoslavia, Liechtenstein, Norvegia, Olanda, Repubblica Democratica Tedesca, Repubblica Federale Germania, Repubblica Popolare Cinese, Repubblica Sud Africana, Repubblica di San Marino, Romania, Spagna, Svezia, Svizzera, Taiwan, Ungheria, U.R.S.S. e U.S.A..

Overseas Buyers Program

Alitalia

METADDEC

L. 1.085.000 SM/9950-00

IVA COMPRESA

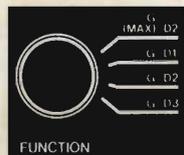


Cercametalli di alta tecnologia

Il Metadec è professionale, scrutatore nel profondo, discriminatore analitico. Possiede un nuovo circuito di concezione rivoluzionaria, che con l'impiego della più avanzata tecnologia micro-chip assicura la stabilità operativa. Una combinazione assai equilibrata di facili dispositivi consente l'adattamento perfetto a ogni zona di ricerca mediante la soppressione dei disturbi prodotti dal terreno accidentato o irregolare, dal suolo numeralizzato o dalla sabbia umida di acqua salata. Oltre a vincere le interferenze del terreno, Metadec identifica e analizza l'oggetto prima dello scavo.

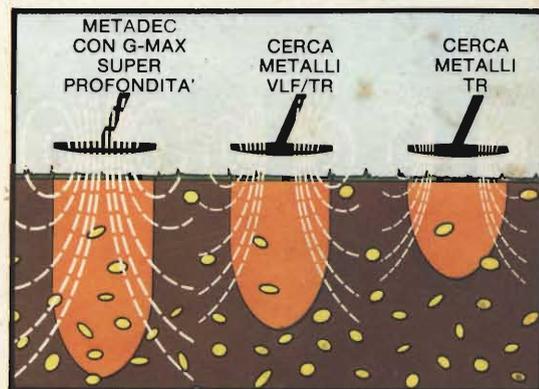
Camminate sui tesori e non lo sapete

Super-profondità G-MAX



ATTENZIONE!

Questo apparecchio è sensibile agli oggetti sepolti a profondità superiori a quelle raggiunte dai cercametalli usuali. La capacità G-Max di raggiungere profondità maggiori consente al ricercatore di tornare con profitto su terreni già esplorati da lui (o da altri).

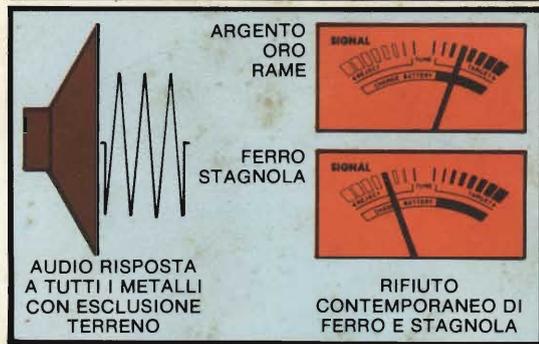


Nuovo procedimento "GED"



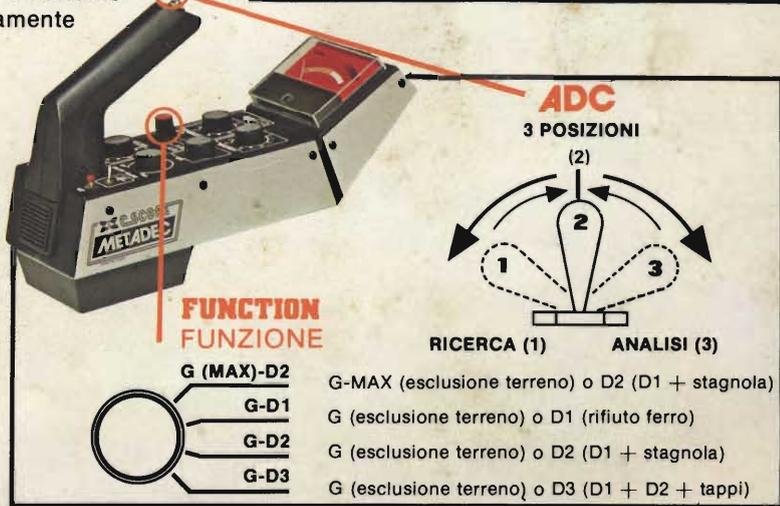
GED è la sigla di Ground Exclude Discrimination e significa che le due operazioni che "ripuliscono" il campo di ricerca dai segnali falsi (esclusione terreno e discriminazione) avvengono contemporaneamente grazie al semplice tocco dell'interruttore dello strumento.

Su questo (vedi figura) la lancetta indica, contemporaneamente al segnale audio, se si è in presenza di cose preziose o di cianfrusaglie.



Comando ADC

Si può sintonizzare all'istante il Metadec e, al tempo stesso, cambiare dall'esclusione terreno alla discriminazione. Spostando ADC a sinistra (vedi figura) entra in funzione l'esclusione del terreno VLF. Con lo spostamento a destra, l'ADC controlla automaticamente che l'apparecchio è regolato alla perfetta sintonia, quindi sceglie il livello preordinato dall'operatore per la discriminazione. Il Metadec obbedisce all'istante a ogni istruzione, analizza il segnale e riferisce all'operatore il risultato dell'analisi.



ALTRE CARATTERISTICHE:

Costruzione metallica robusta (kg 2,2), manico telescopico in 3 parti regolabile, bobina VLF/TR 2-D da 8" di ampia scansione per il puntamento preciso. Controllo pile, altoparlante interno. Frequenza di operazione 19 kHz. Alimentazione 2 pile da 9 Volt base quadra (GBC II/0765-00).