

SELEZIONE DI TECNICA 4

APRILE 1980
L.2000 *

RADIO TV HI FI ELETTRONICA

I "Proto-clip" CSC • Propagazione delle onde radio per frequenze con lunghezza d'onda metrica • **Multimetro digitale "MC-545"** • Amplificatori di potenza da 1 a 100W • **Sistema di sicurezza personale "VAREX"** • La musica elettronica • Autoradio digitale AM-FM stereo • Il nastro magnetico • Schede riparazione TV



Manutenzione, test o ricerca, lo strumento è uno solo: Logicoscopio PM3540.

L'esigenza di analizzare la funzionalità logica di dispositivi elettronici non cessa allorché i «digits» sono, per così dire, usciti dalle mani dei progettisti. Come per i volt e per gli ampère, la «logica» segue il prodotto attraverso lo sviluppo ed il collaudo e via via durante la



Comparazioni logiche per localizzazione errori



Rappresentazione in codice esadecimale

manutenzione ed il «service»: aree ben al di fuori della fabbrica, ove la ricerca di eventuali anomalie di funzionamento della logica dei circuiti hanno sempre costituito un arduo problema.

Così è stato sin ora ed è perciò che abbiamo progettato un nuovo strumento, il **Logicoscopio PM3540** destinato a soddisfare tutte queste esigenze dal laboratorio al servizio esterno di manutenzione.

Il PM3540 è il solo strumento singolo portatile in grado di fornire sia la rappresentazione delle tabelle di dati sia la loro rappresentazione in funzione del tempo. Premendo un pulsante il PM3540 **si trasforma da logic analyzer in un oscilloscopio** doppia traccia, con triggering eccitato dalla stessa parola logica, e con **esatto** inizio dell'oscillogramma al bit iniziale

della parola di trigger (requisito essenziale per ricerca guasti digitali). Si possono: visualizzare i dati in codice binario, ottale o esadecimale; catturare blocchi da 64 x 16 bits ovunque lungo tutto il flusso dei dati e scorrerli pagina dopo pagina col solo tocco di un pulsante; scoprire la posizione ed analizzare le cause di eventuali errori; utilizzare lo strumento come un normale oscilloscopio. La versatilità del PM3540, equipaggiato con una dotazione di sonde logiche dedicate, può essere evidenziata da una lunga serie di significanti prerogative in aggiunta ad un'eccellente funzionalità quale oscilloscopio a doppia traccia. Letteralmente il meglio delle **due funzioni analisi in tempo reale ed analisi degli stati logici** con un solo strumento, compatto, portatile e di alta classe.



Analisi in tempo reale per ricerca guasti



PHILIPS

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
V.le Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740 PADOVA (049) 657.700
ROMA (06) 342.041 TORINO (011) 2.164.121

SONY "MOVIOLA"



Il nuovo videoregistratore a colori Betamax SL-C7 offre in più anche le funzioni della moviola: grazie al "picture search", si può comandare il movimento accelerato delle immagini registrate in avanti

o indietro per identificare in pochi attimi le sequenze che interessano. Non più ricerche "al buio" col contametri, ma ricerca visiva più rapida e più fluida. Ha il "freeze frame" che blocca l'immagine e permette di studiarla

l'eccezionale controllo a distanza trasforma un comune televisore in un televisore telecomandato.



quanto si vuole, lo "slow motion" per vedere al rallentatore un goal, un passo di danza, un servizio vincente; il timer a 14 giorni e a 4 canali che programma le registrazioni con due settimane d'anticipo; ha il playback a 5 velocità,

AVANTI O INDIETRO

SONY

E' SEMPRE AVANTI.

il collegamento a videotelecamera a colori, il doppiaggio audio, il segnale di fine nastro, i microcomputer e i nuovi moduli IC, il motore a trazione diretta, a due fasi. Cioè tutto quello che significano 20 anni di esperienza e di costante ricerca.

SONY®

Betamax® SL-C7

La memoria della televisione. Seconda generazione.

è in edicola

gli **strumenti**
MUSICALI

l'unico mass-media di strumenti musicali e audio-registrazione

- Schede batterie
 - Speciale organi
 - Pianoforti: i prezzi
 - Interviste • Cerco/offro
- e tanti altri
articoli
interessanti!



una rivista del GRUPPO
EDITORIALE JACKSON





SELEZIONE DI TECNICA

RADIO TV HI-FI ELETTRONICA

Editore J.C.E.

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico:
PIERO SOATI

Capo redattore:
GIAMPIETRO ZANGA

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

Grafica e impaginazione:
MARCELLO LONGHINI

Laboratorio:
ANGELO CATTANEO
LORENZO BARRILE

Contabilità:
ROBERTO OSTELLI - M. GRAZIA SEBASTIANI

Diffusione e abbonamenti:
PATRIZIA GHIONI - ROSELLA CIRIMBELLI - LUIGI DE CAO

Corrispondente da Roma: GIANNI BRAZIOLI

Collaboratori: Lucio Biancoli - Filippo Pipitone -
Lodovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini -
Adriano Ortile - Amadio Gozzi - Gloriano Rossi - Domenico
Serafini - Pierangelo Pensa - Lucio Visintini - Giuseppe Contardi

Pubblicità:
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 320419 BRUS I

Direzione Redazione:
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 61.72.671 - 61.72.641

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

Stampa:
ELCOGRAF - Beverate (CO)

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

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 2.000

Numero arretrato L. 3.000

Abbonamento annuo L. 20.000

Per l'Estero L. 30.000

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

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

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



Mensile associato all'USPI
Unione Stampa Periodica Italiana

NEWSLETTER 6

Radio & HF

Propagazione delle onde radio per frequenze
con lunghezza d'onda metrica 13

TEST-LAB

I «Proto-clip» CSC: semplici ma
dall'inestimabile utilità 18
Multimetro digitale «MC 545» 21

HI-FI REALIZATION

Amplificatori di potenza da 1 a 100 W - I parte 25

MARKET

Sistema di sicurezza personale «VAREX» 39

ELECTRONIC MUSIC

La musica elettronica - IV parte 45

CORSO DI ELETTRONICA DIGITALE E CALCOLATORI - IV parte 53

KIT

Preamplificatore stereo con regolazione
separata dei toni acuti, medi e bassi 65

µCOMPUTER

Costruzione di un moderno terminale
video interattivo - IV parte 69
Siamo stati al salone del «Fai da te» 78

COMMUNICATIONS

Un satellite per le trasmissioni TV 81

TOP PROJECT

Autoradio digitale AM-FM stereo - II parte 86

VIDEO & AUDIO

Il nastro magnetico 91

RADIO TV-SERVICE

Assistenza TV e impianti di antenna 99

SCHEDE RIPARAZIONE TV 103

LETTERS

I lettori ci scrivono 107

NUOVI PRODOTTI 111

La Matsushita in forte sviluppo

Risultati eccezionali sono stati registrati dalla Matsushita Electric Industrial nell'esercizio al 20 novembre scorso: in termini consolidati il fatturato è stato di 7,24 miliardi di \$ mentre gli utili netti sono assommati a 274 milioni di \$, con variazioni rispetto ai precedenti 12 mesi dell'8,5 e del 15,3%. Un forte incremento nelle vendite (+ 27%) è stato messo a segno dai videoregistratori, in particolare per i modelli con una capacità di funzionamento di sei ore. Per soddisfare la futura richiesta di questi apparecchi la società ha deciso di destinare circa 200 milioni di dollari ad investimenti (il doppio dell'anno prima) per aumentare lo spazio produttivo ovvero per arrivare ad una capacità produttiva mensile di 90.000 videoregistratori. Nel corrente esercizio la Matsushita prevede di aumentare il giro di affari del 9,5% ed i profitti dell'11,4%.

I padroni del colore

Secondo elaborazioni ANIE-Mondo Economico il mercato italiano dei televisori a colori, con riferimento al periodo '76-'78, era controllato per il 21,4% dalla Grundig, seguito a distanza dalla Philips e dalla AEG Telefunken come si può rilevare dal prospetto riportato qui sotto:

Quote % delle vendite di TVC fra marche presenti sul mercato italiano:

Grundig	21,4%	Nordmende	3,7%
Philips	12,5%	Phonola	2,3%
AEG-Telefunken	9,3%	Emerson	2,0%
Schaub-Lorenz	5,2%	Philco	1,8%
Zanussi	4,1%	Formenti	1,7%
Saba	3,9%	Voxon	1,2%
Indesit	3,7%	Brionvega	1,0%
Seimart	3,7%	Altri	22,5%

La Indesit prima per il TV b/n

Su una produzione nel 1978 di 1,320 milioni di televisori in bianco nero (230 mila apparecchi in meno che nel '77 a 280 mila in meno di due anni prima), la Indesit risultava il costruttore con la più alta percentuale di mercato. E' quanto risulta dalla sottostante tabella elaborata da Mondo Economico su statistiche ANIE:

Indesit	18,0%	Ultravox	4,1%
Prandoni	8,6%	IRT	3,3%
Seimart	7,1%	Philips	3,0%
Zanussi	5,7%	Sinudyne	2,8%
Emerson	5,1%	Philco	2,4%
Formenti	5,1%	Century	2,2%
Radiovar	4,9%	Altri	23,3%
Crezar	4,4%		

VCR Victor per il Messico

Il più grosso gruppo messicano di beni elettronici di largo consumo, Grupo Industrial Alfa S.O., ha siglato un accordo con la Victor Co. per essere rifornito di videoregistratori. Il locale consumo di apparecchi VCR viene stimato in 10.000 unità all'anno: il rifornimento da parte della Victor si aggirerà intorno ai 3000 video-registratori all'anno nel prossimo quinquennio.

Grossa multa (7 miliardi di lire) alla Pioneer europea

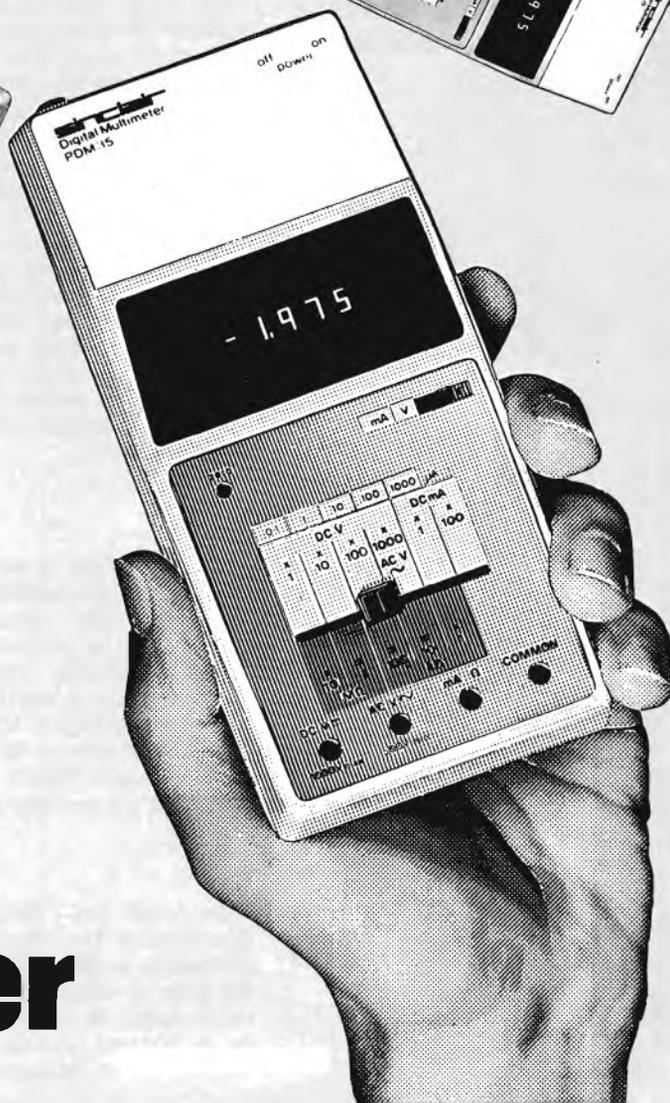
Non capita tutti i giorni di vedere fioccare multe di questo peso. Una inchiesta promossa dalla Comunità economica europea ha accertato che la Pioneer Electronic Europe NV di Antwerp (Belgio) ha violato le disposizioni comunitarie in materia di norme monopolistiche e l'ha pertanto condannata al pagamento di una grossa penale, decisa in una misura variante dal 2,5 al 4% del fatturato annuo.

L'ammenda è stata fissata in 9,55 milioni di dollari di cui:

- \$ 6 milioni a carico della Pioneer Electronic di Antwerp, il solo importatore europeo di apparecchiature HI-FI della casa nipponica
- \$ 2 milioni a carico del distributore tedesco (C. Melchers)
- \$ 1,15 milioni a carico del distributore francese (Musique Diffusion Française)
- \$ 400 mila a carico della Pioneer High Fidelity GB Ltd., il distributore inglese.



£.89.500



sinclair
PDM 35
Digital
Multimeter

Il Consumer europeo vale 13,8 miliardi di dollari

Quest'anno le vendite di hardware dell'elettronica consumer negli undici Paesi dell'Europa Occidentale raggiungeranno 13,78 miliardi di \$, con un incremento solamente del 4,7% sul '79. Lo prevede l'annuale indagine della rivista americana Electronics. Il televisore così come comunemente inteso ha fatto il suo tempo e fino a quando non sarà trovato un suo sostituto o non saranno commercialmente approntate nuove versioni di TVC, il mercato del consumer faticherà a ritrovare ritmi di crescita di una volta. Secondo la Grundig AG quest'anno l'utenza europea richiederà 10,5 milioni di apparecchi televisivi; nel 1985 l'assorbimento salirà a 11,1 milioni di unità. Una crescita al lumicino è il caso di dire.

Per l'HI-FI, il secondo segmento per importanza dopo quello televisivo, il punto di maturità sarà raggiunto fra due-tre anni mentre quest'anno gli affari che si dovrebbero realizzare si aggirano attorno ad un valore di 1,84 miliardi di \$, con un incremento del 9,3% rispetto al '79.

Ciò che sta accadendo per i televisori a colori, ossia l'invasione di marche nipponiche, rischia di ripetersi anche per i videoregistratori. Il mercato, si legge nell'indagine di Electronics, è agli inizi e se verrà confermato per quest'anno il business di 516 miliardi di \$ esso avrà messo a segno una progressione del 50% rispetto al '79.

Secondo la Grundig quest'anno le vendite di VCR dovrebbero raggiungere le 700 mila unità per poi salire a 2,4 milioni nel 1985. Per ricattare questo segmento di mercato ai giapponesi, che lo controllerebbero per il 60%, Philips e Grundig hanno sviluppato una comune azione a livello di prodotto progettando il sistema Video 2000.

La Sony costruisce nuovi stabilimenti

La Sony programma di investire nell'esercizio fiscale novembre 1979-ottobre '80 circa 170 miliardi di lire rispetto ai 115 miliardi circa dei precedenti 12 mesi. Con il nuovo piano di investimenti, che riguarda sia le attività interne che quelle sparse al di fuori del Giappone, il gruppo nipponico intende rilanciare la capacità competitiva. Sempre in quest'ottica rientrano i propositi di continuare anche nei due esercizi successivi a quello in corso a destinare ad investimenti risorse finanziarie grosso modo pari a quelle programmate in questa gestione. Fra le produzioni di cui si prevede di ritoccare i quantitativi la Sony ha inserito anche i semiconduttori soprattutto per stare dietro ad esigenze in-house di altre linee industriali più consone alla esperienza aziendale. In particolare la produzione di videoregistratori a nastro dovrebbe passare da 600 mila unità nel '79 ad 800 mila unità nel 1980 (anno solare). Anche la capacità di fornitura dei vari modelli di TVC verrà aumentata.

La capacità dello stabilimento di San Diego (California) dovrebbe venire elevata dagli attuali 400 mila apparecchi a 700 mila. Idem per l'impianto gallese di Bridgen che col 1980 dovrebbe venire attrezzato per produrre 150 mila TVC.

La Mullard ristruttura i tubi

Nel corso dei prossimi due anni la Mullard, consociata inglese del gruppo Philips, sospenderà dal lavoro 850 persone addette alla catena di montaggio dei tubi catodici per televisori. Nello stesso tempo però la società aumenterà la produzione attraverso un maggiore ricorso all'automazione ed alla robotica. Dopo il disimpegno della Thorn nel 1977, la Mullard è rimasta l'unico costruttore inglese di tubi. Anche questa azienda per restare competitiva sta ristrutturandosi: la fabbricazione sarà per lo più accentrata presso lo stabilimento di Belmont (Duhram), alcune linee saranno smantellate e attraverso altri accorgimenti tecnico-organizzativi si tende ad aumentare l'efficienza.

La Augat acquista società di connettori per TV

La Augat Inc., rappresentata in Italia dalla Eledra, ha acquistato la LRC Electronics Inc. Horseheads (N.Y.), una azienda interamente privata specializzata nella costruzione di connettori per sistemi televisivi a cavo con un giro di affari vicino ai 10 milioni di dollari. Opererà come consociata della Augat la cui attività riguarda in prevalenza, la produzione e la vendita di sistemi wiring, zoccoli per CI, commutatori miniaturizzati ed altri dispositivi di interconnessione.

Frequenzimetro digitale Sinclair PFM200

da 20 Hz a 200 MHz con 8 cifre e costa poco!

Il Sinclair PFM200 mette la misurazione digitale di frequenza alla portata di ogni tecnico. Funziona come lo strumento più perfezionato, pur essendo un oggetto maneggevole. Con le sue otto cifre e col regolatore del tempo di azzeramento, serve meglio di molti strumenti più costosi. Il PFM 200 è ideale per le misurazioni in audio, video, in ogni sistema radio e in tutti i circuiti elettronici. I tecnici in laboratorio, i riparatori, gli hobbisti, gli amatori potranno vantare d'ora in poi l'uso del proprio frequenzimetro digitale "personale". Nel PFM200 c'è quasi un decennio di esperienza Sinclair nella progettazione e produzione di misuratori digitali.

Caratteristiche del PFM200

Gamma garantita:
20 Hz - 200 MHz
Risoluzione sotto 0,1 Hz
Sensibilità 10 mV
Base dei tempi a quarzo di elevata stabilità
Visualizzatore a 8 cifre LED
Attenuatore d'ingresso incorporato -20 dB
Tempo di risoluzione variabile da 0,1 Hz a 100 Hz in quattro portate
Indicatore di pile in esaurimento
Tascabile

Progettazioni in laboratorio:

Frequenze oscillatrici, estensioni delle frequenze riproducibili in HI-FI, frequenza di crossover, risonanze eccetera, con risoluzione inferiore a 0,1 Hz.

Controllo di circuiti digitali:

Controlla le frequenze di clock, i rapporti divisori e altri circuiti.

Controllo circuiti RF:

Oscillatori locali, BFO e IF



Applicazioni del PFM200

In tutti i campi dell'elettronica, il PFM200 fornisce accurate rilevazioni sulla frequenza.

Controllo trasmettenti:

Su mezzi mobili, CB, VHF comandi radio ecc.

Apparecchiature video:

Controlla i sincronismi, le frequenze di scansione, le larghezze di bande video ecc.

Dati tecnici

Gamma di frequenza:
da 20 Hz a 200 MHz
Risoluzione in display: 8 cifre
Minima risoluzione di frequenza:
0,1 Hz
Tempo di azzeramento: decade regolabile da 0,01 a 10 secondi
Display: 8 cifre led
Attenuatore: -20 dB
Impedenza d'ingresso: 1MΩ in parallelo con 50 pF
Precisione base tempo: 0,3 ppm/C, 10 ppm/anno
Dimensioni: cm. 15,75x7,62x3,18
Peso: gr. 168
Alimentazione: 9 Vc.c. o alimentatore C.A.
Prese: standard 4 mm. per spinotti elastici
Accessorio opzionale:
Alimentatore per C.A. 240 V 50 Hz

Il Magnavision promosso su base cittadina

Dopo Atlanta e Seattle nel dicembre scorso la Magnavox del gruppo Philips ha iniziato a vendere il suo sistema di videoregistrazioni a dischi, il Magnavision, anche a Dallas. La società continua in questo modo ad applicare la politica di un approccio al mercato città-per-città in contrasto con la strategia pensata dalla RCA, il tradizionale e più agguerrito concorrente, di approcciare il consumatore finale su base nazionale all'inizio del 1981. E' la stessa data entro la quale la Magnavox conta di arrivare a coprire l'intero territorio americano.

Dallas è stata scelta come terza città in cui promuovere il Magnavision in considerazione della elevata saturazione televisiva, dell'elevato reddito della popolazione e della riconosciuta tendenza della città a recepire le ultime novità tecnologiche.

Le osservazioni fatte ad Atlanta ed a Seattle hanno rivelato che il videoregistratore viene in genere usato mediamente quattro ore alla settimana. Presupponendo un parco di 77 milioni di televisori, la Magnavox prevede che a partire dal 1985 il mercato americano dei videodischi equivarrà annualmente a 3 miliardi di \$.

Sarà il Selectavision un prodotto standard?

Con il 1981 la RCA inizierà a vendere l'apparecchio ed i dischi Selectavision in tutti gli Stati Uniti e nello stesso anno il videoregistratore a dischi verrà propagandato anche in Europa. Sul mercato americano le prime dimostrazioni del Selectavision avranno inizio verso la fine del corrente anno. Per lo sviluppo di questo sistema la RCA avrebbe speso più di 130 milioni di \$ che rappresenta la cifra spesa per sviluppare la televisione a colori nel 1954.

Secondo alcune fonti alla società gli studi e le ricerche sul Selectavision verranno complessivamente a costare circa 200 milioni di dollari, tenuto conto delle ultime messe a punto. L'azienda non ha né confermato né smentito queste stime, rifiutandosi di fornire una precisazione riguardo al costo. Si sa che al Selectavision la RCA lavora da una quindicina di anni e che esso rappresenta il progetto fatto maggiormente oggetto di investimento. Nel primo anno di commercializzazione, il 1981, la RCA prevede di vendere circa 200 mila apparecchi direttamente più un certo quantitativo attraverso licenziatari giapponesi ed europei. Il prezzo al dettaglio di un apparecchio non supererà i 500 dollari ed il costo di ogni disco varierà da 15 a 20 \$.

30 studi televisivi attrezzati dalla Philips

Nel giro di due anni le TV private hanno notevolmente ampliato la loro «audience». Questo fenomeno, non riscontrabile in altri Paesi europei, dovrebbe svilupparsi ulteriormente nel 1980 nonostante le incertezze dovute all'attesa di una regolamentazione ministeriale che tarda ad arrivare.

Nel corso dell'ultimo anno la Philips ha fornito apparecchiature elettroniche per un importo complessivo di oltre un miliardo di lire ai seguenti studi televisivi: «Telenova» (Milano), «Telecupole» (Cuneo), «TeleSicilia» (Palermo), «NIES» (Catania), «Teletorino» (Torino), «Tele-Ascoli» (Ascoli Piceno), «TelerradioReporter» (Rho, Milano), «Telemarcatrevigiana» (Treviso), nonché ai Ministeri delle Poste e Telecomunicazioni e della Difesa, a produttori di software (programmi), a società editrici e ad enti regionali.

In due anni di attività la Philips ha attrezzato più di 30 studi televisivi con sistemi Video 90 e Video 80.

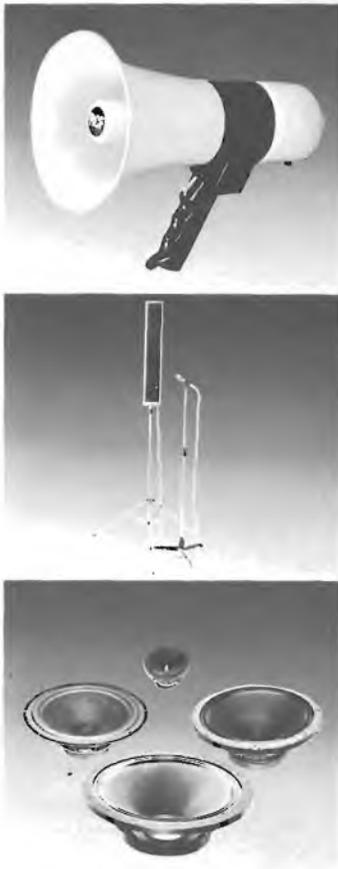
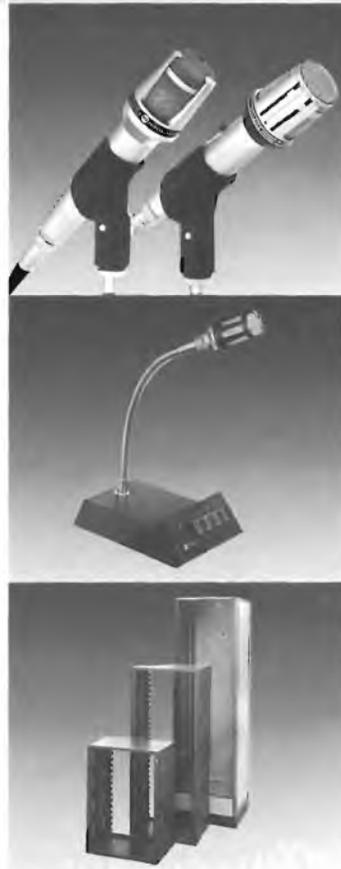
Un impianto di videocassette della Sony in Francia

Il governo di Parigi dopo vari rifiuti, ha autorizzato la Sony a costruire in territorio francese un impianto per la fabbricazione di videocassette per registratori. Lo stabilimento, che sarà inaugurato nel 1981 a Bayonne nelle vicinanze del confine spagnolo, avrà una capacità di tre milioni di cassette all'anno ed un organico di circa 300 persone. Il segnale verde alla Sony non rappresenta una inversione di tendenza nella politica del governo francese nei confronti dell'industria giapponese dell'elettronica alla quale ha negato di costruire a Reims una fabbrica di tubi catodici per TVC. Il benessere allo stabilimento di cassette è stato dato alla Sony nella convinzione che la disponibilità di questo prodotto sia aperta al mercato europeo ed africano. A Bayonne la Sony produrrà le cassette «Super Performance» in competizione sul locale mercato con le unità di produzione Pyral.



la piú grande industria elettroacustica italiana

alcuni dei 459 articoli che, a qualunque
 livello di riproduzione sonora
 garantiscono una elevata qualità
 ed una estrema versatilità d'uso.
 Tutti affiancati dalla nostra assistenza tecnica.
Potete fidarvi.



42029 S. Maurizio (Reggio Emilia) - via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 91840 (8 linee r.a.)
 Commissionario generale per l'estero: Jori s.p.a. - 42100 Reggio Emilia
 piazza Vittoria, 1 - tel. (0522) 485245 - telex 530337 Jorire I

trasmettitori FM C.T.E. INTERNATIONAL®



(NOI... VI DIAMO ANCHE IL TECNICO)
E la chiamiamo "OPERAZIONE NO STOP"

„ Per essere sicuri di trasmettere 24 ore su 24 un buon impianto non è tutto: CI VUOLE ANCHE UNA PRONTA ASSISTENZA. L'AVRETE CON GLI APPARATI FM C.T.E. INSIEME A:

- 1) COLLAUDO dei nuovi apparati prima della loro messa in funzione
- 2) GARANZIA delle parti e della manodopera per 6 mesi
- 3) PRONTO INTERVENTO del Centro Assistenza Tecnico (CAT) in caso di guasto entro 24 ore
- 4) UN TRASMETTITORE DI RISERVA nel caso di un guasto grave. Questo è solamente un piccolo flash sull'operazione "NO STOP C.T.E.", che sarà ampiamente illustrata direttamente nella Vostra sede. A presto risentirci.

Propagazione delle onde radio per frequenze con lunghezza d'onda metrica

di M. Michelini

E' questo un argomento di grande interesse, specialmente oggi che il numero di radio e TV private si moltiplica di giorno in giorno.

Esamineremo, in questo articolo, alcuni aspetti tipici della propagazione delle onde elettromagnetiche a frequenze superiori ai 50 MHz, quelle cioè che risentono in modo particolare della presenza della troposfera, ossia di quegli strati inferiori della atmosfera che si estendono per alcuni chilometri in altezza al di sopra della superficie terrestre.

Questa parte dell'atmosfera, a differenza degli strati superiori, non contiene ioni liberi, cioè i raggi solari vi giungono già così filtrati della componente ultravioletta ad opera degli strati superiori, che ne risultano infatti ionizzati, da non produrre effetti rilevanti riconducibili a ioni liberi.

Tuttavia, la propagazione delle frequenze oltre 50 MHz risente in special modo degli agenti atmosferici e particolarmente della variazione nel tempo e nello spazio dell'indice di rifrazione dell'atmosfera. Esamineremo poi come sfruttare questi fenomeni, nonché il problema della portata, cioè della zona «copribile» con una determinata installazione delle antenne trasmettenti.

Indice di rifrazione

Ricordiamo brevemente che cos'è l'indice di rifrazione. Esso viene indicato in genere con «n» ed è legato alla costante dielettrica relativa ϵ_r del mezzo cui si riferisce da una semplice relazione, $n = \sqrt{\epsilon_r}$. Conoscendo quindi ϵ_r , è immediato ricavare n (ricordarsi che $\epsilon_{\text{assoluta}} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ ove ϵ_0 è la costante dielettrica del vuoto).

Poiché l'atmosfera è composta d'aria, a noi interessa l'«n» dell'aria. Si trova che esso vale circa 1 ed è variabile intorno a questo valore in funzione della temperatura, della pressione e dell'umidità. Questi ultimi fattori, infatti,

modificano la costante ϵ_r e di conseguenza anche n.

Con rilievi sperimentali si è trovato che la temperatura dell'atmosfera varia, in condizioni di calma, cioè assenza di venti o fenomeni meteorologici particolari, diminuendo con l'altezza e con essa varia quindi anche n, che segue un andamento di tipo esponenziale, come riportato in figura 1 ove le scale sono state opportunamente esagerate. Per gli amanti delle formule diremo che tale andamento si può scrivere come:

$$a) \quad n(h) = 1 + \Delta n$$

ove « Δn » è la variazione di n rispetto all'unità e «h» è l'altezza dal suolo; Δn si può scrivere quindi:

$$b) \quad \Delta n = (n - 1) = (n_0 - 1) e^{-h/h_1}$$

ove « n_0 » è l'indice di rifrazione a livello del mare (va da

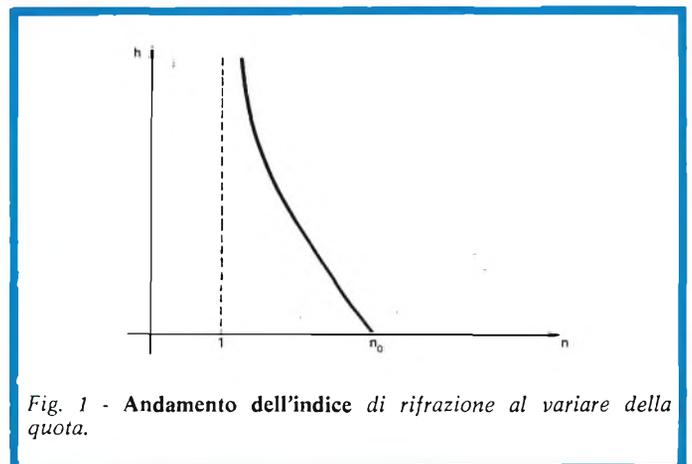


Fig. 1 - Andamento dell'indice di rifrazione al variare della quota.

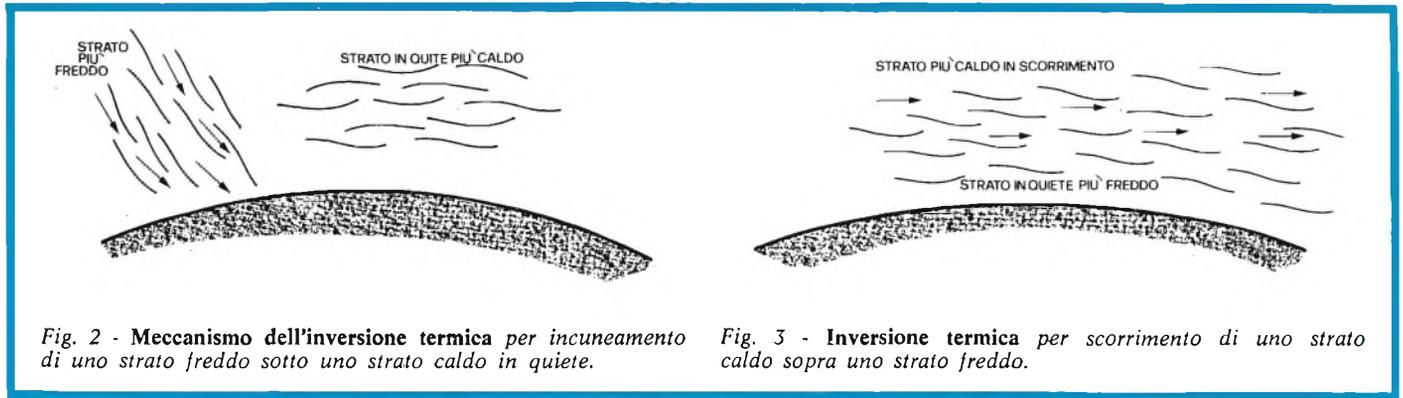


Fig. 2 - Meccanismo dell'inversione termica per incuneamento di uno strato freddo sotto uno strato caldo in quiete.

Fig. 3 - Inversione termica per scorrimento di uno strato caldo sopra uno strato freddo.

1,0002 a 1,00045 circa), h è, come prima, l'altitudine in Km e h_1 è una costante che vale in media 7,3 Km.

Dopo tutto questo discorso ci interessa fare le seguenti osservazioni: l'indice di rifrazione dell'atmosfera è variabile con l'altezza e con la situazione meteorologica locale, cioè l'andamento reale di n non è sempre quello riportato in figura 1, o meglio, lo è in particolari situazioni: aria calma, alta pressione così via, cioè figura 1 è più un riferimento, un punto d'appoggio, che una legge valevole sempre. Infatti, l'accennata dipendenza di n da altri fattori atmosferici, in particolare la temperatura, fa sì che spesso il suo andamento reale al variare dell'altezza, si discosti anche notevolmente da quello «standard» di figura 1. Sono questi ad esempio i casi di inversioni termiche che si verificano quando, salendo di quota, ad una certa altezza la temperatura, invece di continuare a scendere, comincia a crescere, per poi riprendere un pò più in alto a scendere come faceva prima. Ciò si verifica quando uno strato di aria fredda si infila come un cuneo sotto uno strato più caldo, figura 2 o viceversa se uno strato più caldo viene a scivolare, in alta quota, su uno strato calmo di aria fredda, figura 3.

Questi fenomeni, purtroppo, non sono prevedibili con certezza e sono variabili da zona a zona. Ciò che è peggio poi, sono variabili di ora in ora. Questo fatto ci conduce ad immaginare una situazione standard, di riferimento, per gli studi che seguono. Ecco quindi spiegata l'utilità della figura 1 che si riferisce ad una situazione vicina, nella maggioranza dei casi, a quella reale.

Vediamo ora di capire che cosa succede ad una onda radio che viaggia nell'atmosfera.

Ricordiamo prima di tutto un fenomeno dell'ottica, la rifrazione. Come è noto, quando un raggio di luce passa da un mezzo ad un altro, avente indice di rifrazione diverso, esso non prosegue in linea retta ma viene deviato, rifratto appunto, di un certo angolo, figura 4 e figura 5. L'esperienza stessa ci suggerisce quando si verifica figura 4 o figura 5. Pensiamo ad esempio ad un cucchiaio immerso per metà in una tazza piena d'acqua; guardiamo ora il cucchiaio: sembra si sia piegato; in realtà, pensando bene, poiché il cucchiaio è sempre sicuramente dritto, questo effetto è spiegabile solo se ipotizziamo che i raggi luminosi che giungono a noi d'ogni punto del cucchiaio immerso si comportino come in figura 4. Cioè in definitiva, poiché l'acqua è più densa dell'aria, diremo che i raggi si comportano come in figura 4 se il mezzo due è più denso del mezzo uno e viceversa per la figura 5.

Poiché l'indice di rifrazione è legato alla densità del mezzo, avendo un mezzo più denso indice di rifrazione più alto, diremo che un raggio «stringe la normale» (cioè l'angolo di φ_1) se n_2 è maggiore di n_1 e viceversa «allarga la normale» se n_2 è minore di n_1 . La «normale» è una retta perpendicolare alla superficie che separa i due mezzi nel punto attraversato dal raggio. Questo fenomeno si verifica anche per le nostre onde elettromagnetiche.

Rifrazione delle onde elettromagnetiche

Infatti, supponendo che l'aria sia stratificata in altezza,

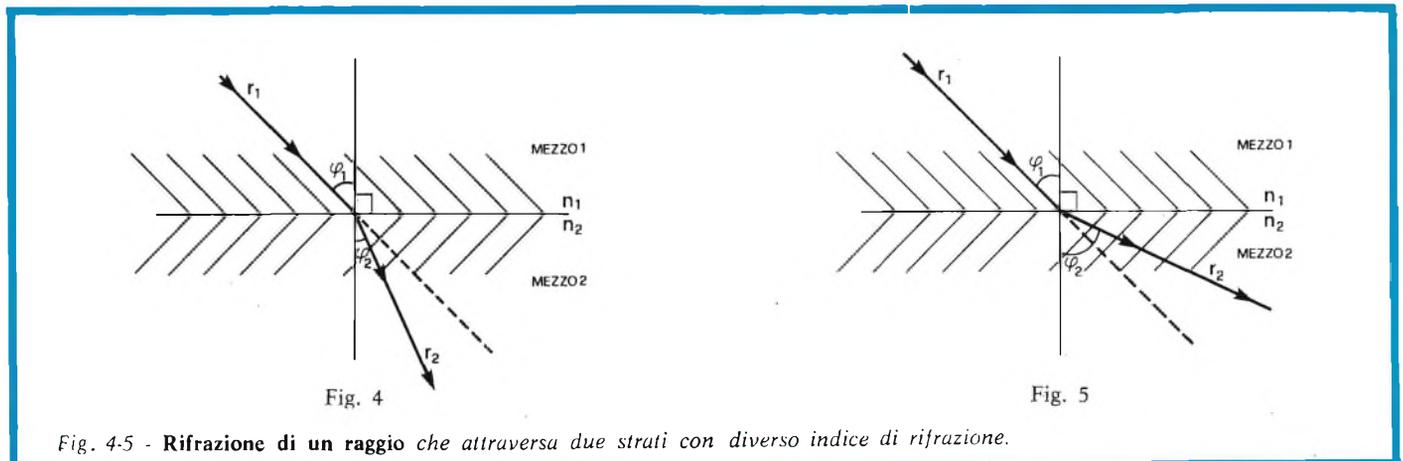


Fig. 4-5 - Rifrazione di un raggio che attraversa due strati con diverso indice di rifrazione.

in realtà ciò non è vero ma è comodo per capire il concetto, osserviamo che, nella situazione standard cui ora ci riferiamo, cioè in cui l'indice di rifrazione n diminuisce con l'aumentare della quota, si deve avere un comportamento come in *figura 6*, ove $n_1 > n_2 > n_3 > n_4 > n_5 \dots$, cioè l'onda deve piegarsi man mano che sale, «allargando la normale».

La relazione che lega gli angoli di incidenza e rifrazione di *figura 4* e di *figura 5* ai valori di n_1 e n_2 è la stessa dell'ottica geometrica:

$$c) \quad \frac{\sin \varphi_2}{\sin \varphi_1} = \frac{n_1}{n_2}$$

Noto quindi φ_1 , cioè l'angolo di incidenza con il quale l'onda di *figura 6* arriva alla separazione tra gli strati con n_1 e n_2 , è possibile ricavare $\sin \varphi_2$:

$$d) \quad \sin \varphi_2 = \frac{n_1 \cdot \sin \varphi_1}{n_2}$$

e da questa

$$e) \quad \varphi_2 = \arcsin \left(\frac{n_1 \cdot \sin \varphi_1}{n_2} \right)$$

Applicando la relazione c) successivamente, per ogni rifrazione si trova che, in pratica, per conoscere un qualunque angolo di uscita, è sufficiente conoscere l'angolo di partenza φ_1 , l'indice di rifrazione n_1 del mezzo di partenza e l'indice n_u del mezzo di uscita, cioè non importa nulla ciò che avviene in mezzo, tra i vari strati.

Come casi limite occorre accennare: 1) quando l'onda incide perpendicolarmente alla superficie di separazione tra gli strati: in tal caso l'angolo di uscita è sempre zero gradi, per qualsiasi n_1 e n_2 , cioè non si ha rifrazione; 2) quando incide perfettamente orizzontale, cioè parallelamente allo strato, e allora il nostro discorso perde significato perché un'onda di tale tipo non riesce mai ad attraversare lo strato e si mantiene quindi sempre orizzontale.

Facciamo ora un esempio pratico per fissare le idee: consideriamo per ora la terra piatta, in seguito rimuoveremo tale restrizione. Questa approssimazione è abbastanza buona per distanze sulla terra piuttosto piccole. Con quanto abbiamo detto fino ad ora possiamo calcolarci a che altezza può avvenire la «riflessione» di un'onda radio, supposta trasmessa con un'antenna molto direttiva, per poter considerare tale onda come il solo raggio di interesse.

Per altezza di riflessione possiamo intendere per esempio, quella alla quale il raggio precede orizzontalmente, cioè $\varphi_u = 90^\circ$. Allora dalla c) essendo $\sin \varphi_u = 1$

$$\frac{1}{\sin \varphi_1} = \frac{n_1}{n_u}$$

da cui

$$f) \quad n_u = n_1 \cdot \sin \varphi_1$$

Noti quindi φ_1 e n_1 , ricaviamo n_u .

Se con le formule a) e b) costruiamo una tabella come in *figura 7*, possiamo sapere a che altezza avviene la riflessione.

Abbiamo visto, quindi, che il raggio compie una certa curva, fino a diventare orizzontale. Ci si può domandare ora come possa esso tornare a terra e non rimanere orizzontale sempre, cioè parallelo alla superficie terrestre. In questo caso è proprio ancora la variabilità di n che ci viene in aiuto, infatti, come abbiamo accennato all'inizio, la stratificazione dell'atmosfera è una semplificazione inesatta, ricordiamolo, n in generale varia anche in direzione orizzontale, e non appena il nostro raggio incontra una zona con n maggiore, a causa di movimenti dell'atmosfera, rimescolii ecc., esso dirige nuovamente verso terra, raggiungendo così la stazione ricevente.

Poiché l'antenna trasmittente non è mai così direttiva come l'abbiamo immaginata noi, vi sarà una moltitudine di raggi che giungono nuovamente a terra, dando così una copertura maggiore. Tutto quanto detto, spiega il fenomeno della portata oltre l'orizzonte ottico delle onde elettromagnetiche. Come si vede in *figura 8*, mentre l'orizzonte ottico è P, quello elettromagnetico è più ampio, giungendo ad esempio in R. Dalla stessa figura si vede anche l'utilità di un lobo di radiazione dell'antenna stretto e basso in senso verticale al fine di avere maggiore portata.

In conclusione, conviene nei calcoli, considerare i raggi uscenti in orizzontale, che come visto sono quelli che danno la maggior portata.

E' facile verificare infatti che, anche un raggio che parte orizzontalmente, arriva a colpire la stratificazione atmosferica sempre con un certo angolo φ_1 maggiore di zero, *figura 9* e risulta quindi rifratto. Ci interessa ora notare che tale curvatura ha un raggio, calcolabile con:

$$g) \quad r = \frac{1}{\frac{\delta n}{\delta h}}$$

ove con $\frac{\delta n}{\delta h}$ (detto gradiente dell'indice di rifrazione)

si è indicata la variazione di n rispetto alla variazione della quota. Se si assume per tale gradiente il valore che esso presenta per l'atmosfera standard, pari a $-37 \cdot 10^{-6} \text{ Km}^{-1}$, si trova che r vale:

$$r = \frac{1}{37 \cdot 10^{-6} \text{ Km}^{-1}} = \frac{1}{37} \cdot 10^6 \cdot \text{Km} = 27000 \text{ Km},$$

cioè un raggio di curvatura poco più di quattro volte quello terrestre (che è pari a circa 6370 Km).

Cerchiamo di semplificare tutto il discorso: poiché sarebbe molto comodo poter rappresentare le onde elettromagnetiche come propagantesi sempre in linea retta, si può pensare di modificare fittiziamente la curva della terra, mantenendo, in modo opportuno, la stessa distanza tra il raggio e la crosta terrestre, nei due casi di raggio curvo e terra normale e raggio diritto e terra modificata. Il tutto è rappresentato più semplicemente in *figura 10*.

La formula che da il raggio equivalente della terra è:

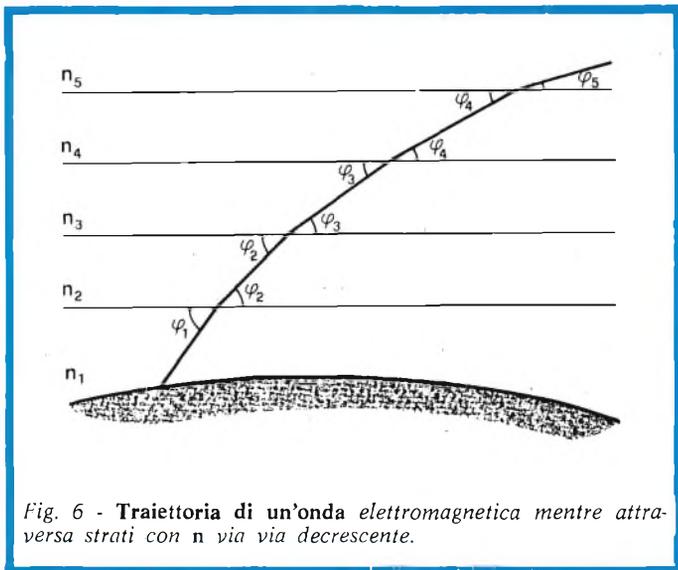


Fig. 6 - Traiettoria di un'onda elettromagnetica mentre attraversa strati con n via via decrescente.

Altezza	Valore in n
0 m	1,0003 (n ₀)
200 m	1,00029
	1,00028
800 m	1,00027
1 km	1,00026
1,5 km	1,00024

Fig. 7 - Tabella dei valori di n in funzione della quota (per n₀ si è assunto il valore 1,0003).

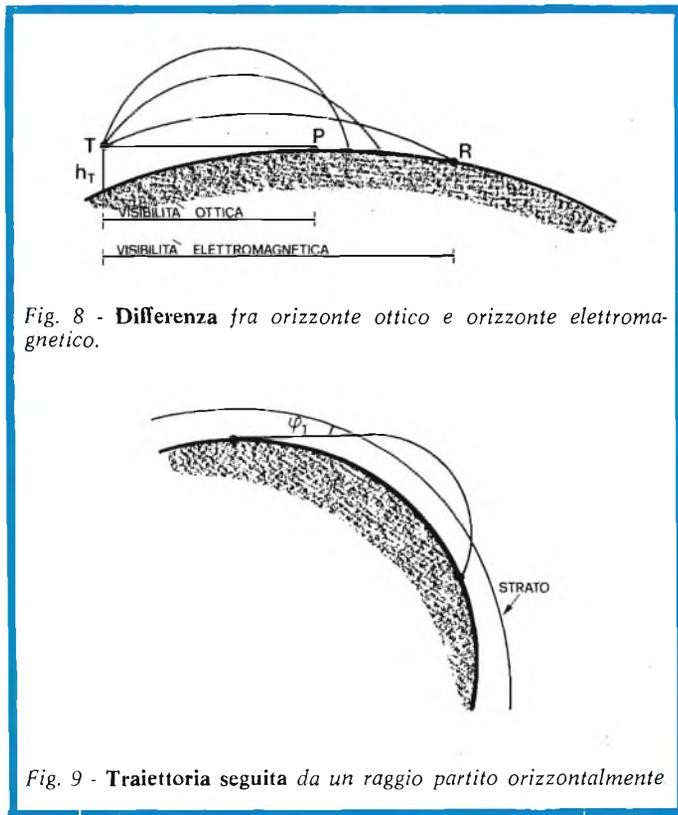


Fig. 8 - Differenza fra orizzonte ottico e orizzonte elettromagnetico.

Fig. 9 - Traiettoria seguita da un raggio partito orizzontalmente

$$h) \quad R_{eq} = R_{terra} \left[\frac{1}{1 + R_{terra} \cdot \frac{\delta n}{\delta h}} \right] = R_{terra} \cdot k$$

ove k è detto coefficiente di correzione del raggio terrestre. Usando per $R_{terra} = 6370 \text{ Km}$ e per $\frac{\delta n}{\delta h}$ il valore

standard, si trova $k = 4/3$ e quindi

$$R_{eq} = (4/3) \cdot R_{terra} = 8500 \text{ Km}$$

Valori diversi si ottengono naturalmente con diversi valori del gradiente dell'indice di rifrazione ma noi, d'ora in poi, ci riferiremo sempre alla situazione standard.

Calcolo della portata e dell'altezza delle antenne

Ora possiamo studiare la portata di una emittente in modo semplice usando la figura 11, dove con T si è indicata l'antenna trasmittente e h_T la sua altezza sulla superficie terrestre. Si trova che:

$$i) \quad h_T = \frac{d^2}{2 R_{eq}}$$

da cui

$$l) \quad d = \sqrt{2 h_T R_{eq}}$$

Queste due espressioni permettono di valutare a che altezza mettere una antenna o che distanza è possibile coprire con una determinata installazione.

Nel caso che anche il punto di ricezione sia elevato, la situazione è come in figura 12 e la distanza totale raggiungibile è la somma delle due parziali:

$$d_{tot} = d_1 + d_2 = \sqrt{2 h_T R_{eq}} + \sqrt{2 h_R R_{eq}}$$

Facciamo qualche esempio pratico.

Supponiamo di essere i tecnici di una emittente privata FM e di dovere installare un traliccio per l'antenna in modo che, in media, la zona coperta si estende per un raggio di 50 Km intorno alla emittente. Usando la formula i), ricaviamo immediatamente:

$$h_T = \frac{d^2}{2 R_{eq}} = \frac{(50 \text{ Km})^2}{(8500 \text{ Km})} = 147 \text{ m}$$

Da ciò si vede quanto sia arduo il problema, un traliccio da 147 m non è uno scherzo, tanto più che questi 147 m vanno intesi al di sopra del livello medio dei tetti circostanti, se ce ne sono.

Viceversa, supponiamo di possedere un traliccio che è alto 20 m. Che portata ci aspetteremo? La formula l) ci dà la soluzione:

$$d = \sqrt{2 h_T \cdot R_{eq}} = \sqrt{2 \cdot 20 \text{ m} \cdot 8500 \text{ Km}} = 18,5 \text{ Km}$$

Questo risultato può sembrare a prima vista strano: ma come, con 20 m copro 18,5 Km e me ne occorrono ben 147 per coprire una distanza circa 2,5 volte più grande. Il fatto è che il legame tra h_T e d non è lineare ma di tipo quadratico, come riportato in tabella 13.

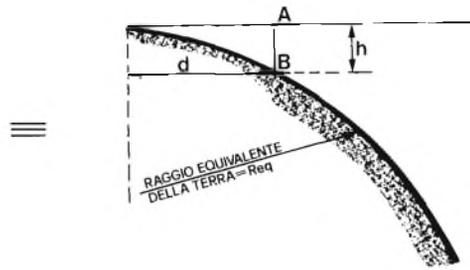
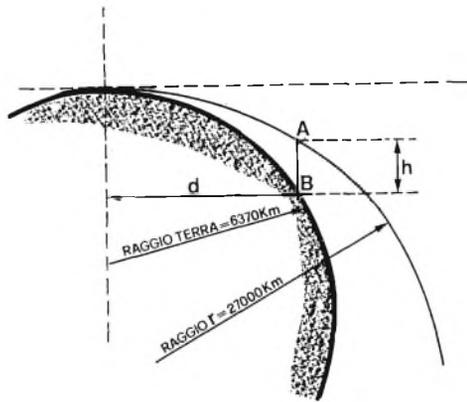


Fig. 10 - Confronto fra situazione reale e situazione modificata (quest'ultima permette la semplificazione dei calcoli).

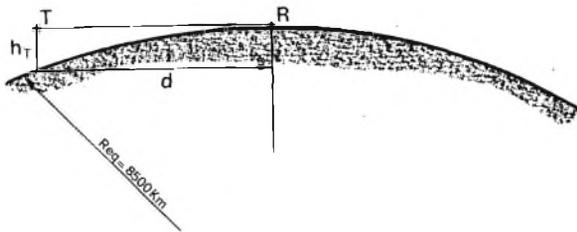


Fig. 11 - Schema pratico utilizzato per il calcolo della portata di una installazione di antenne.

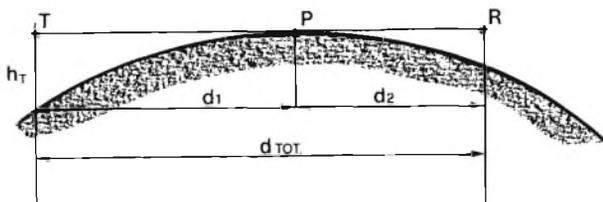


Fig. 12 - Schema per il calcolo della portata per trasmettitore e ricevitore in quota.

Tabella 13 - Legame tra h_T e a .

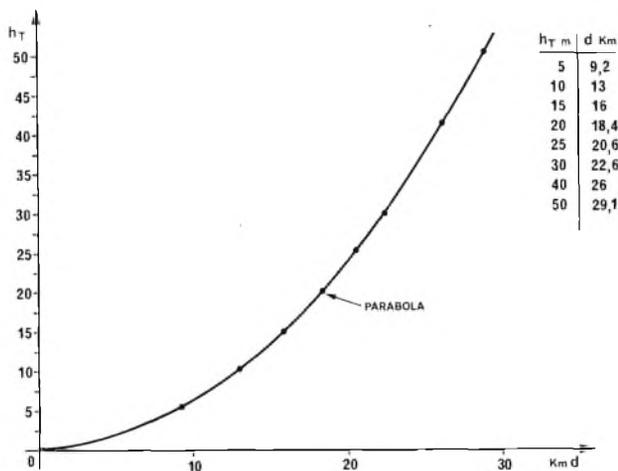


Fig. 14

Conclusioni

Occorre fare ora due osservazioni importanti. La prima è che questi sono dati orientativi. Infatti, come noto, le onde radio a queste frequenze non attraversano gli oggetti ma vengono da essi riflesse e diffratte; questo fenomeno rende ragione della ricevibilità, a volte verificatasi, di un segnale anche oltre l'orizzonte elettromagnetico. La differenza principale tra un fenomeno dovuto a riflessione o diffrazione e il più ampio orizzonte elettromagnetico che si ha quando il gradiente dell'indice di rifrazione è minore (più negativo) del valore standard, è che nel secondo caso la ricezione non è costante nel tempo ma varia, seguendo le variazioni di $\delta n / \delta h$. Può avvenire quindi che si riceva il segnale in certe ore, mentre per altre esso sia assente.

La seconda osservazione è che risulta evidente l'utilità di disporre le antenne trasmettenti, nel caso di radiodiffusione circolare, il più in alto possibile, sfruttando magari le montagne, di cui l'Italia è ricca, creando così un «ponte ripetitore» in quota che potrebbe essere collegato agli studi centrali tramite un altro «ponte», magari a microonde.

Appare così evidente quanto sia erronea e incompetente la richiesta di amplificatori a radio-frequenza di alta potenza, quando con le antenne installate si raggiunga già una distanza circa pari a quella orientativa data dalla 1). La soluzione corretta quindi è elevare maggiormente le antenne, curare che il loro angolo di radiazione sia il più basso possibile o addirittura spostarle in quota, se possibile. Questa soluzione è, nel 90% dei casi, certamente più economia dell'acquisto di un amplificatore di potenza, senza contare i risultati reali che dà.

Infatti, una maggior potenza irradiata, serve solo ad aumentare quella dei raggi diffratti o riflessi, dando l'illusione di una maggior copertura e creando maggiori problemi di interferenza con altre emittenti e con gli utenti delle Televisioni che vedono aumentare, nella maggior parte dei casi i disturbi sul video (TV1).

Potremo parlare a questo punto della necessità e importanza di usare trasmettitori che abbiano un'uscita «pulita», strumentalmente verificata e verificabile. Questo problema ci porterebbe lontano e... forse è meglio rimandare la scottante questione ad un prossimo articolo.

I "Proto-clip" CSC

semplici, ma dall'inestimabile utilità

di M. Calvi

I reofori dei circuiti integrati hanno la «sgradevole caratteristica» di essere molto ravvicinati, e ben lo sanno i riparatori, ai quali capita non di rado di cortocircuitarli con i puntali degli strumenti di misura, producendo dei danni talvolta più seri di quelli che hanno richiesto l'intervento!

Gli «intelligenti» PROTO-CLIP della CSC evitano questi sfortunati episodi e consentono di risparmiare tempo, durante i controlli, mentre danno modo a progettisti e sperimentatori di introdurre delle varianti circuitali senza manomettere il cablaggio dei prototipi.

Indubbiamente, «l'esplosione» dell'elettronica logica ha colto un pò impreparati i costruttori di strumenti di misura; infatti, a parte gli analizzatori di sistemi digitali, complicatissimi e non sempre pratici, dal costo paragonabile a quello degli analizzatori di spettro (!) sino a poco tempo addietro, non vi erano molti ausili specifici per i riparatori di «logiche».

Negli ultimi anni, tuttavia, l'industria della strumentazione ha avuto un prevedibile recupero, e numerose fabbriche si sono date alla produzione di generatori di funzioni, alimentatori, sonde, monitori ed altre apparecchiature progettate specificamente per le indagini nei sistemi digitali.

Tra le varie aziende che hanno proposto dei dispositivi veramente pratici per questo tipo di lavoro, per nul-

la «imparentati» con i mostruosi e vagamente fantascientifici analizzatori predetti, si è distinta la CSC (Continental Specialities Corporation) che ha ora in produzione tutta una linea di strumenti ed accessori per progettisti di «logiche», così come per riparatori.

Abbiamo già avuto modo di soffermarci sulle apparecchiature di questa marca, e stavolta vogliamo indicare un gruppo di ausili «minori» per interessati alle misure sulle logiche, ma non certo dallo scarso interesse. Anzi. Si tratta delle pinze «PROTO CLIP», figura 1.

Questi dispositivi, che dal punto di vista meccanico rassomigliano vagamente alle comuni mollette da bucato, servono a diverse mansioni. La principale, è evitare guasti agli integrati durante le misure. Notoriamente, gli IC più diffusi, i «dual-in-line» muniti di involucro plastico, hanno i terminali molto ravvicinati, ragion per cui, sia che si impieghino delle sonde digitali o i comuni puntali da tester, produrre dei cortocircuiti durante la valutazione dei livelli logici è sin troppo facile: il terminale slitta, tocca due piedini e ... «zap» l'IC salta!

A parte il fastidio costituito dalla sostituzione di un qualunque integrato che assorbe un tempo notevole, se eseguita tecnicamente bene, questi incidenti possono risultare «tragici» allorché non si riesce a reperire il ricambio (numerosi IC-LSI - integrati a larga scala del tipo impiegato nei calcolatori tascabili non hanno sostituti diretti, ad esempio) ed in ogni caso comportano dei costi altissimi.

I «PROTO-CLIP» evitano ogni infortunio. Come si vede nella figura 2, queste pinze in plastica (reperibili nelle versioni a 14, 16, 24 e 40 terminali) s'innestano direttamente sull'IC da verificare. Grazie alla particolare



Fig. 1 - Vista delle «pinze» CSC con il relativo numero di codice GBC.

sagoma dei terminali, il contatto è più che sicuro, tanto che sollevando una pinza innestata, si può alzare una intera «scheda» logica anche abbastanza pesante. Al tempo stesso, però, la pressione sui terminali non è irragionevole, anzi, moderata. La perfezione dell'innesto deriva dalla particolare sagoma.

Una volta che un «PROTO-CLIP» sia inserito, i terminali dell'IC che interessa sono «portati in alto», ovvero alla sommità della pinza; tutti ben disponibili, lontani dall'intrico di parti occostate che non consentono d'infilare i puntali, o appunto sono causa degli slittamenti forieri di guasti procurati.

Le misure, alla sommità sono estremamente agevoli, sia che si faccia uso dei puntali di un analizzatore che di una sonda logica; in più, volendo è facile iniettare un clock che interessi, mutare una polarizzazione e simili.

Come si vede nella figura 2, ai terminali può essere connesso un *puntale a gancio* per un contatto semifisso, cosa chiaramente impossibile per un IC montato in circuito. Per le riparazioni ed i controlli, quindi, i «PROTO-CLIP» sono impagabili.

Abbiamo però detto in precedenza che sono utili anche per progettisti e sperimentatori: in qual modo?

Molto semplice; mettiamo che in una data «scheda» ultimata si voglia introdurre una modifica, un gruppetto bipass per il miglior filtraggio dell'alimentazione ai capi di un IC direttamente, una rete L/C per esaltare o comprimere la risposta alle frequenze più elevate, poniamo che si vogliano alterare dei valori di resistenza presenti tra un terminale e l'altro, effettuare ponticelli volanti verso un capocorda e simili.

In mancanza dei «PROTO-CLIP» il compito non è facile. Esclusa la possibilità di lavorare «sopra» alla scheda, ovvero sul «lato parti» per ovvie ragioni, i componenti aggiuntivi o alternativi non possono che essere saldati tra le piste sottostanti; in tal modo, vi è sempre la possibilità di surriscaldare qualche terminale di un integrato rovinando il «clip», di «allentare» una saldatura preesistente creando dei falsi contatti, ed infine (anche se si potrebbero elencare innumerevoli altre osservazioni) lavorando tra piste molto accostate le modifiche sono ardue ed il flusso deossidante tende a peggiorare la qualità dell'isolamento, specie nei circuiti CMOS.

Impiegando i «PROTO-CLIP» le parti da aggiungere possono essere tranquillamente connesse ai terminali posti alla sommità, e si possono addirittura realizzare circuiti supplementari complessi, da innestare sull'IC che serve. Volendo portare da un IC all'altro delle reti capacitive o di altro tipo, senza manomettere le piste, bastano due o più PROTO-CLIP. Inoltre, in moltissimi sistemi logici, vi sono dei settori integrati non connessi; poniamo una gate in un quadruplo gate; uno o due inverters in un sestuplo inverters; un amplificatore operazione in un quadruplo operazione; un flip flop in un «quad-FF» e via di seguito.

Ultimato un prototipo, si può riscontrare la possibilità che l'aggiunta di uno o due degli elementi logici trascurati migliorino un dato comportamento, garantiscano una

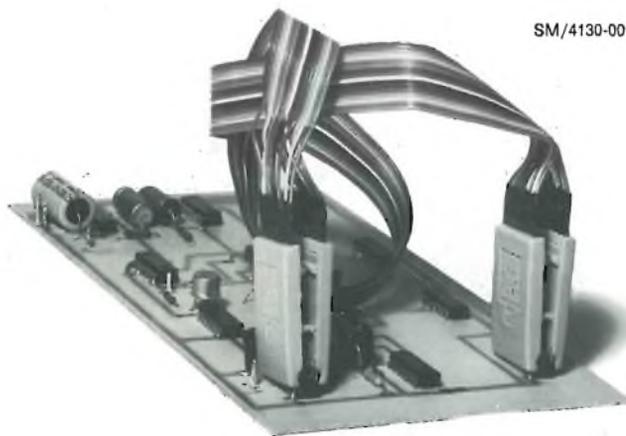


Fig. 2 - Utilizzo tipico dei «proto-clip» della CSC, molto semplici ma veramente utili.

funzione precedentemente critica, o aumentino le funzioni. In questo caso, per verificare il vero, i settori lasciati da parte possono essere «ripescati» con la massima facilità mediante una di queste pinze o più di una. Vi è addirittura la possibilità di realizzare un «circuito-sopra-al-circuito» se gli elementi logici disponibili sono più d'uno.

Infine, la CSC costruisce anche delle coppie di «PROTO-CLIP» unite tramite un cavo piatto dall'isolamento di ben 150 V da conduttore a conduttore. I «PROTO-CLIP» sono connessi perfettamente in parallelo, da terminale a terminale (o «pin-to-pin» se si preferisce la dizione britannica). Qual'è l'impiego pratico di siffatti dispositivi? Molto semplice, ma molto efficace, servono, in sede di prova e riparazione, per «saltare» intere sezioni di apparecchiature logiche. Ad esempio: vi è una concatenazione di divisori pilotate da un gruppo di gates che terminano con un identico gruppo di gates. Portando direttamente gli impulsi da un IC di ingresso all'altro di uscita, si comprende «al volo» se la responsabilità di un malfunzionamento dipende dallo «scaler» o dai circuiti precedenti o successivi.

Così è possibile «saltare» sezioni varie e diverse, abbreviando i tempi di ricerca, o concentrando l'attenzione sul settore che merita l'indagine, invece di disperdere gli sforzi in direzioni diverse ed infruttuose.

E' da notare, che chi ripara ciclicamente un dato tipo di macchina, può preparare per il proprio uso simili «jumpers» (letteralmente: sistemi per saltare) programmandoli per interconnessioni da scheda a scheda e simili.

La figura 2 mostra un utilizzo pratico, tipico.

Le pinze «PROTO-CLIP» sono molto robuste.

Non impiegano molle tradizionali, ma un sistema elastico stampato nella plastica stessa dalla durata infinita, e ciò che più conta, virtualmente indeformabile, cosicché non è possibile che nel tempo la stretta si allenti ed avvengano falsi contatti.

Avendole provate a lungo in anteprima, ci è accaduto di farle cadere a terra o di sbattacchiarle malamente, nell'impiego di laboratorio, che, come si sa, non sempre è riguardoso. Anche con questo utilizzo «rude», le pinze non hanno mai mostrato il minimo difetto.



QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la **SCUOLA RADIO ELETTRA**, ci riuscirete. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RIUSCIRE? Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.

INNANZITUTTO I CORSI

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 (e senza aumento di spesa), i materiali necessari alla creazione di un completo laboratorio tecnico. 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 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.

POI, I VANTAGGI

- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la **SCUOLA RADIO ELETTRA** rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una splendida e dettagliata documentazione a colori. Richiedetela, gratis e senza impegno, specificando il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa. Compilate, ritagliate (o ricopiatelo su cartolina postale) e spedite questo tagliando alla:


Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/786
10126 Torino
perché anche tu valga di più

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

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

SCUOLA RADIO ELETTRA Via Stellone 5/768 10126 TORINO SEL. 4/80

INVIATEMI, GRATIS E SENZA IMPEGNO, TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO

DI _____
(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

Nome _____

Cognome _____

Professione _____ Etá _____

Via _____

_____ N. _____

Comune _____

Cod. Post. _____ Prov. _____

Motivo della richiesta: per hobby per professione o avvenire

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa (o incollato su cartolina postale)



Multimetro digitale "MC-545"

di Diego Fremon

Negli ultimi tempi, i multimetri digitali hanno dimostrato d'essere finalmente robusti ed affidabili, mentre presentano anche tante portate da non far più rimpiangere il vetusto tester analogico, ed il loro costo è sceso a livelli abbordabili. Di conseguenza, moltissimi studiosi tecnici, riparatori e semplici hobbisti, stanno quindi esaminando la possibilità di acquistarne uno, ma il grande «polverone» pubblicitario, il battage a pro di una o dell'altra marca, tende a confondere i potenziali compratori, che desiderebbero solo delle franche e precise informazioni.

Tra i multimetri digitali «da banco» che il mercato offre, il SOAR modello «MC-545» merita una particolare attenzione perché ha un rapporto tra il costo e le prestazioni difficile da battere. Lo proponiamo quindi a coloro che sono orientati verso l'acquisto di uno strumento del genere, sul piano delle «franche e precise informazioni».

Il multimetro digitale SOAR «MC-545» è un tipico strumento da banco, e come tale ha un display LED ad alta luminosità, leggibile con precisione anche se l'angolo di visuale è sfavorevole. Gli enumeratori LED sono più alti di un centimetro ed alimentati con una buona corrente.

Anche se l'utilizzo tipico è quello detto, l'impiego portatile non è affatto escluso: infatti, l'apparecchio pesa solo 1,2 kg. e può essere alimentato con quattro pile a torcia entrocontenute (in questo caso l'autonomia è buona: 8 ore circa) oppure con elementi alcalini (in questo altro, l'autonomia diviene ottima: 15 ore).

Le misure che si possono effettuare, sono tutte quelle tipiche per multitester digitali e sono: tensioni alternate, tensioni CC, correnti alternate, correnti CC, resistenze.

In tutte le portate, vi è una protezione interna che impedisce danni da sovraccarico (fuori scala).

Lo zero è ottenuto automaticamente, tramite un circuito interno, e la polarità della tensione o della corrente è indicata tramite il segno «-», se necessario. Ove il puntale rosso faccia capo al positivo, ed il puntale nero al negativo, nel display, com'è logico, non appare alcuna indicazione. Se invece il valore è inverso, o diviene inverso durante il tempo della misura, compare il simbolo negativo; non è quindi necessario invertire i puntali.

Com'è noto, i multimetri digitali hanno tutti un contatore ad accumulo (in questo caso si tratta di un circuito integrato a larga scala: LSI) che valuta le grandezze applicate, poi si ferma, e tramite una decodifica le mostra sul display; la lettura è quindi «temporizzata», e questa temporizzazione vien detta «aggiornamento» del display». Nel caso del multitester «MC-545», il display si «aggiorna» alla frequenza di 2,5 Hz: in tal modo, l'ultima cifra

è stabile, ovvero non «saltella» come avviene in altri strumenti concepiti con minor praticità, peraltro, i tempi di successione sono abbastanza rapidi da far apprezzare gli eventuali «guizzi» di tensione o d'intensità presenti nel circuito misurato. Come abbiamo detto, lo strumento è munito di una protezione *totale*; cioè la funzione non è limitata alle sole portate in tensione, come avviene in altri casi. Se si sbaglia scala, ed all'ingresso si presenta un valore più grande di quello che può essere misurato, ovviamente, non v'è indice che vada a battere sul perno di arresto, ma al tempo stesso, gl'integrati non si rompono. Semplicemente, in questi casi, negli errori di misura, il display inizia a lampeggiare, invitando... ad essere meno distratti! Il display è del tipo a quattro cifre e mezza, quindi può giungere al conteggio di 19999 (— 19999).

Molti strumenti digitali sono piuttosto critici nei confronti della temperatura di funzionamento: lo «MC-545» al contrario può lavorare da 0 °C a 45 °C e con una umidità ambientale dell'ordine dell'80% RH. Il relativo coefficiente da 0 a 18 °C e da 28 a 40 °C, è inferiore allo 0,01% per °C.

Nelle portate CC, la risoluzione e la precisione sono le seguenti:

Portata	Risoluzione	Precisione da +18 °C a +28 °C
2 V	100 μ V	$\pm 0,05\%$ della lettura + 1 cifra
20 V	1 mV	
200 V	10 mV	
1000 V	100 mV	

Protezione dai sovraccarichi: 1000 V di picco CC, in tutte le portate.

Impedenza d'ingresso: 10 M Ω (ma nella portata 200 mV, lo strumento ha un'impedenza d'ingresso di 1000 M Ω).

Rapporto di reiezione «normal mode»: 60 dB a 50 e 60 Hz.

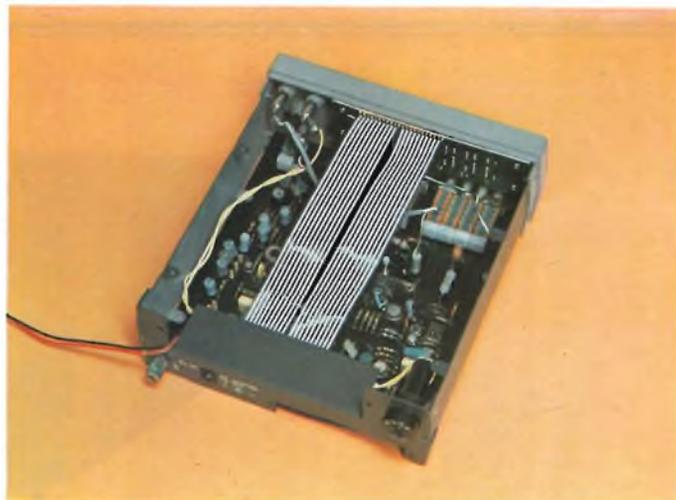
Rapporto di reiezione «common mode»: 100 dB alla CC, 50 e 60 Hz.

Nelle portate CA, la risoluzione e la precisione sono le seguenti:

Portata	Risoluzione	Precisione da +18 °C a +28 °C	
		40 Hz - 1 kHz	1 kHz - 2 kHz
2 V	100 μ V	$\pm 0,5\%$ della lettura (+ 0,2% del fondo scala + 1 dgt)	$\pm 0,75$ della lettura (+0,2% del FS + 1 dgt)
20 V	1 mV		
200 V	10 mV	$\pm 0,75\%$ della lettura	—
1000 V	100 mV		

Sempre nelle portate CA, la protezione dai sovraccarichi giunge a 1000 V sia CC che RMS (!), mentre l'impedenza d'ingresso vale 10 M Ω , in parallelo con 100 pF, o meno.

Nella funzione di misura delle correnti CC, sia la ri-



Vista interna del multimetro MC-545. Come si nota, le parti sono di qualità eccellente, e la loro disposizione è ben curata per facilitare eventuali interventi di servizio nel tempo.

soluzione che la precisione sono strettamente simili a quelle viste, e la protezione contro i sovraccarichi prolungati, è affidata ad un fusibile da 1A posto in serie, mentre la protezione contro le tensioni presenti ai capi in misura (a causa di un errore d'interpretazione del circuito) sale a 250 V massimi.

Altrettanto va detto per la misura delle correnti alternate.

Per le misure di resistenza, vale la tabella seguente:

Portata	Risoluzione	Precisione da 18 °C a 28 °C	Massima corrente che circola durante la prova
2 k Ω	100 m Ω	$\pm 0,15\%$	1 mA
20 k Ω	1 Ω		0,1 mA
200 k Ω	10 Ω		10 μ A
2000 k Ω	100 Ω		1 μ A
20 M Ω	1 k Ω	$\pm 0,8\%$ della lettura	0,1 μ A

Durante le misure di resistenza, la protezione dai sovraccarichi giunge a 250 V continui oppure RMS in tutte le portate. La tensione su di un circuito aperto è di circa 4,5 V.

Nella *figura 1* appare il pannello anteriore dello strumento. L'impiego è molto semplice. L'interruttore generale si trova a destra (1) e una volta premuto accende l'apparecchio; le misure possono iniziare immediatamente, senza preriscaldamento.

Il display (2) reca l'indicazione della polarità ed il punto decimale.

Il selettore delle funzioni è a tastiera e si trova a sinistra (3). Vi sono quattro tasti che, da sinistra a destra determinano le seguenti scelte: CC oppure CA, V, mA, Ω .

Il selettore delle portate (4) è identicamente a tastiera, con cinque pulsanti.

Per la connessione dei puntali si impiegano tre boccole; quella in basso è «comune» (negativo generale), quella

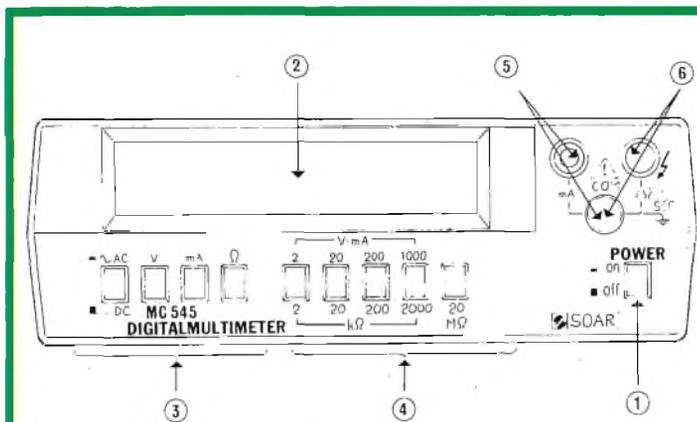


Fig. 1 - Pannello anteriore dello strumento. Per la numerazione si veda il testo.

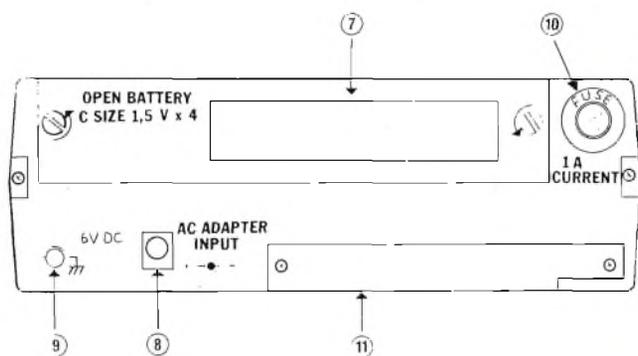


Fig. 2 - Pannello posteriore del multimetro. Per la numerazione, si veda il testo.

in alto a sinistra serve per le misure di corrente, e quella in alto a destra serve sia per le misure di tensione che di resistenza.

Nel pannello posteriore, figura 2, in alto vi è il coperchio del vano-pile (7), in alto a destra il fusibile che serve per la protezione da sovraccarichi prolungati durante le misure d'intensità (10), in basso a sinistra vi è il terminale di messa a terra (9), ed accanto a questo la presa per l'alimentatore a rete, che ha una tensione d'ingresso di 220 V ed una d'uscita di 6 V. Sotto il coperchio indicato come 11, si trovano i regolatori semi-fissi dell'azzeramento.

Per il lavoro, naturalmente, prima di tutto si devono inserire le quattro pile a torcia nell'apposito vano o l'alimentatore a rete, il fusibile, e prima di compiere qualunque misura, ci si deve accertare che sia il selettore delle funzioni che quello delle portate siano commutati per la grandezza prevista. In dubbio, sia per le correnti che le tensioni, si deve sempre scegliere la portata più alta, difatti, anche se vi è una protezione totale, non conviene certo abusarne.

Se si sceglie il funzionamento con le pile interne, che possono essere sia allo zinco-carbone che alcaline, una volta completata la misura, ci si deve sempre rammentare di spegnere lo strumento, altrimenti l'autonomia si abbrevia considerevolmente e la sostituzione delle pile diviene una necessità ripetitiva.

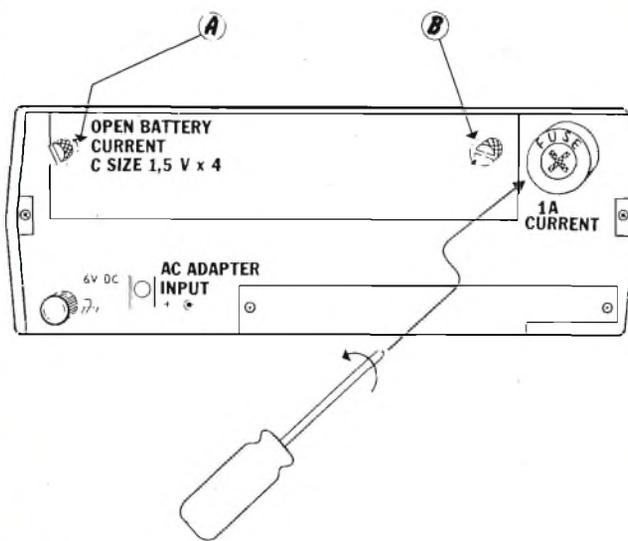
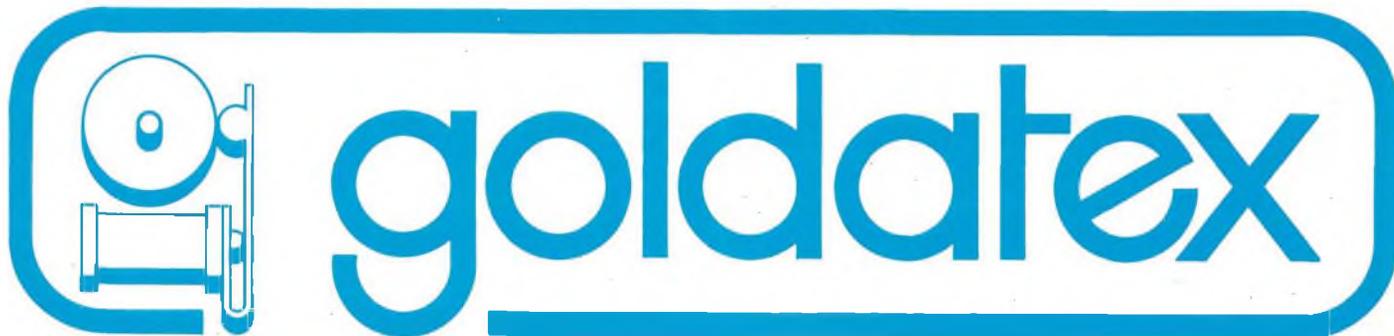


Fig. 3 - Sostituzione delle pile e del fusibile.

Per cambiare le pile, come si vede nella figura 3, si devono svitare i perni di blocco A e B, aprire il vano, inserire gli elementi a torcia con la giusta polarità e richiudere il coperchio ruotando i perni in senso orario.

Per la sostituzione del fusibile, con un cacciavite dalla testa a croce si deve scopercchiare il supporto, estrarre l'elemento bruciato, infilarne uno da 1A (250 V) e rimettere a posto il coperchio.



I CONTATORI "BRILLANTI"

PM 6667
120 MHz
Lit. 430.000*



PM 6668
1 GHz
Lit. 650.000*

* Prezzi GEN. 1980 soggetti a variazioni cambio.

- Controllo con microprocessore
- Conteggio reciproco di frequenza
- Auto-triggering su tutte le forme d'onda

Questi nuovi contatori conglobano tutte le caratteristiche suddette. Il progetto basato su microcalcolatore a chip singolo consente di ottenere elevata risoluzione ed accuratezza più un funzionamento semplice ed una costruzione compatta ... tutto ad un basso costo.

L'elevata risoluzione deriva dall'impiego del conteggio di frequenza di tipo reciproco, che fornisce una risoluzione intrinsecamente elevata senza l'errore di ± 1 ciclo. Per esempio, una risoluzione completa su sette cifre è ottenuta in solo un secondo. Questo procedimento evita la

- Display a cristalli liquidi ad elevato contrasto
- TCXO ad elevata stabilità: 10^{-7} /mese

necessità di lunghi tempi di gate o di dover effettuare la misura del periodo e non presenta le limitazioni proprie dei sistemi con moltiplicatore di frequenza ad aggancio di fase.

Altri grossi benefici che comporta il progetto basato su microprocessore sono la facilità di funzionamento e la minimizzazione dei controlli, in quanto l'intelligenza built-in fornisce triggering e commutazione di range automatiche.

Un ulteriore miglioramento di precisione si può ottenere per mezzo del TCXO ad elevata stabilità, disponibile su opzione, mentre accessori quali la batteria e la

- Sottoprogramma di autodiagnosi
- Dimensioni: 160 × 77 × 180 mm

custodia per il trasporto estendono le possibilità di impiego nel servizio esterno.

I prezzi sono molto più bassi di quelli dei modelli tradizionali da 250 e 500 MHz; il PM 6668 da 1 GHz fa le stesse cose e molto di più, e costa meno!. Ordinatene uno oggi stesso:

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) 657.700
 ROMA (06) 382.041
 TORINO (011) 21.64.121



PHILIPS

Amplificatori di potenza da 1 a 100 Watt

prima parte di G. Colombo

In questa serie di articoli descriveremo un certo numero di amplificatori di bassa frequenza che sono stati progettati per soddisfare un'ampia gamma di esigenze: nelle quattro parti che costituiscono questa serie è stata attribuita particolare attenzione alle esigenze di progetto degli stadi di uscita e di pilotaggio, nonché dalle esigenze di controreazione.

Sostanzialmente, ci occuperemo di tre diversi tipi di amplificatori, e precisamente:

- 1 - Un certo numero di varianti per amplificatori della potenza di uscita di 2-3,5 W, adatti per l'allestimento del canale suono nei ricevitori televisivi, di giradischi, di registratori a nastro, ecc., unitamente ad una versione da 1 W, adatta per la realizzazione degli stadi di uscita di apparecchi radio per impieghi domestici, e di tipo portatile.
- 2 - Vari tipi di amplificatori di potenza per alta fedeltà, con potenze maggiori di 10 W, la cui struttura schematica si basa su precedenti esperienze: si tratta di versioni rivedute, che comportano migliori prestazioni ed una maggiore stabilità di funzionamento, in particolare con carichi di natura complessa.
- 3 - Due versioni di un amplificatore da 100 W, particolarmente adatte per l'allestimento di impianti ad alta fedeltà, nonché di amplificatori per chitarra elettrica e per diffusione pubblica.

Amplificatori da 1,2 e da 2,5 W

Vediamo dunque — come abbiamo premesso — alcune varianti nei confronti di un amplificatore fondamentale con potenza di uscita di 2,5 W, unitamente alle versioni con minore potenza da 2 W, ma che presentano il vantaggio che non implicano alcuna operazione di messa a punto.

Tutti gli amplificatori descritti, ad eccezione del tipo da 1 W, funzionano con linea di alimentazione di 35 V, come accade nella maggior parte dei ricevitori televisivi a colori dell'attuale generazione, ma che è possibile prelevare anche da un avvolgimento supplementare facente parte del motore di un giradischi o di un registratore a nastro.

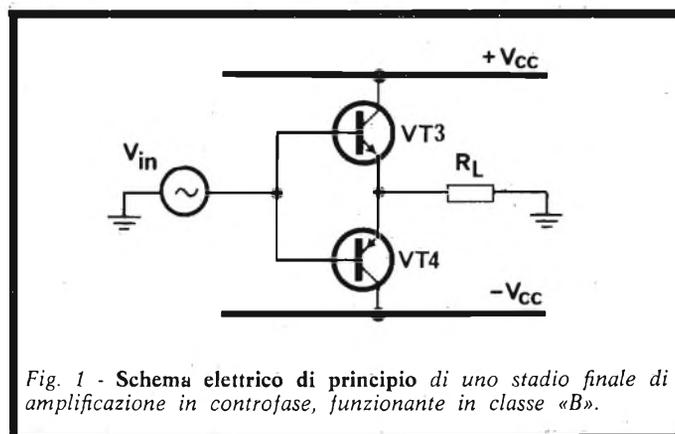


Fig. 1 - Schema elettrico di principio di uno stadio finale di amplificazione in controfase, funzionante in classe «B».

In tutti i circuiti descritti si fa uso di un altoparlante la cui bobina mobile presenta un'impedenza di 35 Ω : infine, si precisa che l'amplificatore della potenza di 1 W è previsto per il funzionamento con una batteria di alimentazione da 9 V, e l'uscita è adatta per un altoparlante con impedenza di 8 Ω .

Tutti gli schemi ai quali ci riferiremo in questa serie di articoli sono previsti per il funzionamento con stadi di uscita di potenza in classe «B», secondo la disposizione circuitale rappresentata alla figura 1.

In questo tipo di schema, quando la corrente di ingresso è nulla, entrambi i transistori si trovano allo stato di interdizione, per cui non si verifica alcun passaggio di corrente. Tuttavia, non appena la tensione di ingresso assume un'entità positiva, lo stadio VT3 entra in conduzione (partendo dal presupposto che, per il momento, il valore di V_{BE} sia nullo), per cui si verifica un passaggio di corrente attraverso il carico.

Mano a mano che la tensione di ingresso aumenta ul-

teriormente fino a raggiungere il suo valore di picco per poi tornare a zero, la corrente che scorre nel carico aumenta rispettivamente e diminuisce in proporzione, finché, non appena la tensione di ingresso è nuovamente scomparsa, la suddetta corrente torna ad annullarsi, per cui VT3 torna allo stato di interdizione.

Quando invece la tensione di ingresso assume una polarità negativa, VT3 rimane in interdizione, mentre VT4 entra in fase di conduzione, determinando così il passaggio di una certa corrente attraverso il carico. VT4 rimane poi in stato di conduzione durante l'intero semiperiodo negativo della tensione di ingresso, per tornare invece allo stato di interdizione non appena la suddetta tensione di ingresso si annulla.

Questo sistema di funzionamento presenta un rendimento relativamente elevato, in quanto la corrente erogata dalla sorgente di alimentazione è di intensità proporzionale alla corrente che viene effettivamente guidata attraverso il carico, con l'aggiunta che la corrente assorbita è nulla ogni qualvolta viene meno la corrente che passa attraverso il carico.

Per illustrare il procedimento necessario agli effetti della progettazione di stadi finali di uscita funzionanti in classe «B», faremo uso di un semplice amplificatore in grado di eccitare il carico con una potenza di uscita di 2,5 W. Molto spesso, verrà precisata con esattezza l'impedenza del carico; tuttavia in questo caso, nel quale l'amplificatore e l'altoparlante devono essere molto probabilmente allestiti come unità a sé stante, ed in cui non è necessario disporre di un altoparlante ad alta fedeltà, la scelta dell'impedenza del trasduttore può essere lasciata ad arbitrio del progettista.

La prima operazione da compiere consiste quindi nel tracciare una tabella che sintetizzi i valori di picco della tensione di uscita, per diversi valori di impedenza del carico, in rapporto ad una potenza di 2,5 W.

Da questi dati informativi è poi possibile scegliere il valore più opportuno della tensione di alimentazione ed i tipi più idonei di transistori per lo stadio finale, soprattutto il punto di vista economico. La tabella 1 che segue sintetizza appunto questi dati.

Da questa tabella risulta ovvio che, tenendo in considerazione il costo, la scelta cade tra le versioni da 35 a 40 Ω, in quanto i transistori di uscita risultano i più econo-

TABELLA 1					
Impedenza altoparlante Ω	4	8	16	35	40
I _o (di picco) (A)	1,12	0,79	0,559	0,378	0,353
V _o (da picco a picco) (V)	8,94	12,64	17,890	26,450	28,280
V _{cc} (V)	15,00	20,00	25,000	32,000	35,000
Uscita «N-P-N»	TIP31	TIP29	BC142	TIS90	TIS90
Uscita «P-N-P»	TIP32	TIP30	BC143	TIS91	TIS91

Tabella 1 - Raggruppamento dei valori più importanti rispetto ai quali viene effettuata la scelta del tipo dei transistori in uscita.

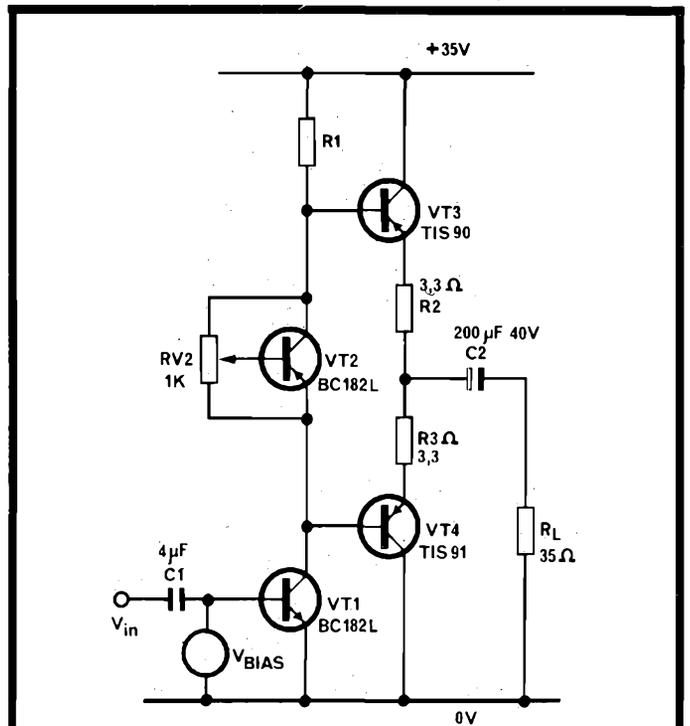


Fig. 2 - Schema elettrico di principio dello stadio pilota e dello stadio finale dell'amplificatore considerato nel testo.

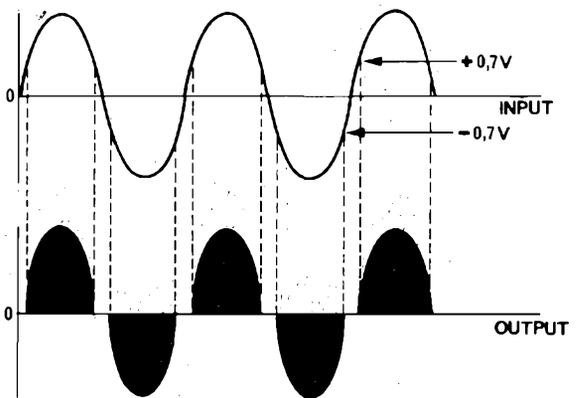


Fig. 3 - Rappresentazione grafica delle condizioni, nei confronti del segnale, che si verificano quando la tensione di ingresso supera il valore di $-0,7$ V.

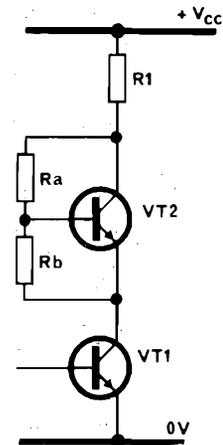


Fig. 4 - Metodo di impiego dei transistori con l'aggiunta dei resistori Ra ed Rb, per ottenere le condizioni ideali di funzionamento.

mici. La versione da 35 Ω rappresenta poi la scelta finale, in quanto consente un maggior margine rispetto alla tensione di rottura, soprattutto quando si desidera far funzionare l'amplificatore con la minima tensione possibile di alimentazione.

Per garantire che non si verifichi alcun passaggio di corrente attraverso il carico in assenza di segnale di ingresso, è necessario disporre di sorgenti di alimentazione di polarità positiva e negativa rispetto a massa. Naturalmente, sotto questo aspetto, è possibile usare un unico alimentatore accoppiando il carico al punto centrale dell'uscita, attraverso un condensatore, e collegando l'altra estremità del carico stesso alla linea positiva di alimentazione, oppure a massa.

Il suddetto condensatore si carica fino ad assumere un potenziale pari alla metà di quella di alimentazione, e fa sì che la tensione applicata al carico oscilli intorno al potenziale di alimentazione o a quello di massa, con variazioni uguali alle variazioni della tensione nel punto centrale simmetrico del circuito di uscita.

Il valore di questo condensatore deve essere tale che la sua reattanza risulti bassa rispetto all'impedenza del carico nei confronti delle frequenze più basse per le quali si desidera ottenere la massima potenza di uscita; inoltre, la sua caratteristica nominale di corrente deve essere tale da poter sopportare con tutta sicurezza la massima corrente di uscita fornita dall'amplificatore.

La dissipazione media, che indicheremo col simbolo «B», in ciascun transistor di uscita, può essere facilmente calcolata mediante l'espressione che segue:

$$B = \frac{V_{CC} \times V_o}{2 \pi \sqrt{2} \times R_L} - \frac{V_o^2}{8 R_L} \times \left[1 + \frac{R_E + R_S}{R_L} \right]$$

nella quale R_S rappresenta la resistenza della sorgente della tensione di alimentazione, mentre V_o rappresenta il valore efficace della tensione di uscita.

Differenziando il valore così ottenuto in V_o si ottiene il valore massimo della potenza P, quando

$$V_o = \frac{V_{CC} \times R_L}{\sqrt{2} \times \pi (R_E + R_S + R_L)}$$

che corrisponde ad una potenza di uscita di 1,48 W, ed a una massima dissipazione da parte dell'intero dispositivo di 0,88 W, partendo però dal presupposto che la resistenza interna della sorgente di alimentazione sia nulla.

La figura 2 è lo schema elettrico fondamentale di uno stadio pilota e di uno stadio di uscita del tipo descritto: i transistori TIS90 e TIS91 di uscita sono tipi speciali ad alta dissipazione ed a bassa rumorosità, essendo muniti di terminale di collettore in rame, che, quando viene saldato ad una superficie di rame sufficientemente vasta presente su di una basetta a circuito stampato, consente al semiconduttore di dissipare la potenza necessaria di 900 mW con una temperatura massima del dissipatore termico di 80 °C.

I transistori di questo tipo funzionano con una tensio-

ne tra base ed emettitore di circa 0,7 V: ciò significa che, se vengono usati nel circuito illustrato alla figura 1 (e quanto si afferma in questo caso può essere riferito anche al circuito di figura 2) la tensione di ingresso deve aumentare fino ad assumere il valore di circa 0,7 V, prima che VT3 entri in stato di conduzione, e che l'uscita cominci a seguire l'andamento del segnale di ingresso.

Quando la tensione di ingresso è passata attraverso il suo valore massimo, e torna a ridursi tenendo a riassumere il valore zero, l'uscita ritorna a zero quando l'ingresso è ancora a + 0,7 V. In pratica, la tensione di ingresso deve ridursi fino ad assumere il valore di circa - 0,7 V, prima che VT4 entri in conduzione, e che la tensione di uscita possa nuovamente seguire l'andamento del segnale di ingresso.

L'uscita smette di seguire l'andamento del segnale di ingresso quando la tensione di ingresso sale al di sopra di - 0,7 V. Questo effetto determina un andamento della forma d'onda del segnale di uscita che presenta una certa distorsione di incrocio («cross-over»), come si osserva nella rappresentazione grafica di figura 3.

La distorsione di questo tipo è particolarmente notevole per bassi livelli del segnale di ingresso, quando cioè una variazione di 1,4 V è alquanto significativa rispetto all'entità della tensione di uscita.

Negli amplificatori propriamente detti, l'entità della distorsione «cross-over» riscontrata è leggermente inferiore a quella che potrebbe essere presunta rispetto agli argomenti sovra-semplificati ai quali abbiamo accennato. Il motivo principale di ciò consiste nel fatto che lo stadio di uscita viene pilotato mediante una tensione ciò che dà adito a transizioni più graduali attraverso la regione di «cross-over».

L'entità di questo tipo di distorsioni può però essere ridotta applicando una notevole reazione negativa, sebbene ciò tenda a determinare una minore efficacia con i segnali a frequenza elevata, per i quali gli effetti provocati nei transistori di uscita che implicano un tempo finito per passare dallo stato di interdizione a quello di conduzione e viceversa sono apprezzabili. Oltre a ciò, lo stadio pilota può non essere sufficientemente rapido per potersi accoppiare adeguatamente con le repentine variazioni delle condizioni di funzionamento, che si verificano in prossimità del punto di «cross-over».

Un modo più efficace per ridurre questo tipo di distorsione consiste nel far funzionare lo stadio finale in classe «AB», nel qual caso, con ingresso nullo, i transistori di uscita non risultano completamente in interdizione, bensì continuano a funzionare con una debole corrente continua di riposo, la cui entità è dell'ordine di 2 mA.

Per poter stabilire il valore di questa corrente di riposo, le basi dei transistori di uscita devono presentare un potenziale tale da determinare appunto il passaggio della suddetta corrente: l'intensità di questa corrente di riposo viene stabilita in funzione della reazione di tensione dovuta al passaggio della corrente attraverso i resistori R2 ed R3 presenti nei circuiti di emettitore dei due transistori finali.

Occorre però considerare che ai capi di questi resistori si ottiene anche una caduta della massima corrente di uscita in corrispondenza dei picchi del segnale di uscita, per cui, per consentire alla tensione di uscita di oscillare in modo che siano rispettate le esigenze in funzione della tensione di alimentazione, il valore dei resistori di reazione deve essere contenuto entro limiti ragionevoli.

La resistenza termica relativamente elevata dei transistori di uscita (rispetto ai transistori di maggiore potenza) significa che, durante il funzionamento, la temperatura della giunzione dei semiconduttori finali varia considerevolmente, con conseguenti notevoli variazioni della tensione tra base ed emettitore.

La diminuzione della tensione tra base ed emettitore con l'aumentare della temperatura provoca aumenti della corrente di riposo e quindi della dissipazione di potenza attraverso il circuito. Questa situazione può portare ad un effetto di deterioramento termico, col conseguente guasto dell'amplificatore.

A questa situazione è tuttavia possibile richiamare impiegando, per stabilire la tensione tra le basi, un elemento la cui tensione segua con molta precisione l'andamento della tensione tra base ed emettitore dei transistori di uscita, col variare della temperatura.

Una scelta perfettamente ovvia sotto questo aspetto potrebbe consistere nell'impiego di due diodi polarizzati in senso diretto, che potrebbero essere installati in contatto termico con i transistori finali. La principale obiezione a questo sistema — tuttavia — deriva semplicemente dalle tolleranze di fabbricazione.

Di conseguenza, se si facesse uso di diodi a basso valore di V_F con transistori ad alto valore della tensione tra base ed emettitore V_{BE} , la determinazione della corrente di riposo corrisponderebbe praticamente a zero. Se si usassero invece diodi ad alto valore di V_F , con transistori a basso valore di V_{BE} , in tal caso la corrente risulterebbe abbastanza intensa per provocare una eccessiva dissipazione attraverso i transistori.

Allo scopo di rendere tollerabili queste differenze, il valore dei resistori di emettitore R_2 ed R_3 deve essere talmente elevato da provocare gravi perdite nella dinamica del circuito di uscita agli effetti dell'ampiezza delle variazioni di tensione.

Sostituendo uno di questi diodi con un resistore variabile sarebbe però possibile consentire la regolazione della corrente di riposo fino a farle assumere il valore desiderato, ma, una volta stabilita l'intensità della corrente, essa subirebbe notevoli variazioni col variare della temperatura dei transistori di uscita.

L'elemento «ideale» necessario consiste quindi in un diodo la cui tensione diretta di polarizzazione possa essere variata. Questo risultato può essere ottenuto impiegando un transistoro nel modo rappresentato alla *figura 4*.

Un dispositivo di questo genere funziona nel modo seguente: due resistori, R_a ed R_b , sono collegati tra la base ed il collettore nonché tra la base e l'emettitore di VT_2 , rispettivamente. La maggior parte della corrente che passa attraverso lo stadio pilota passa dunque attra-

verso il transistoro, ma una minima quantità di corrente passa invece attraverso i resistori.

Partendo dal presupposto che la corrente di base di VT_2 sia di entità esigua, in tal caso i resistori R_a ed R_b applicano una certa reazione negativa al transistoro, per cui il rapporto tra la tensione di collettore-emettitore e la tensione di base può essere definito mediante l'espressione che segue:

$$V_{CE}/V_{BE} = (R_a + R_b)/R_b$$

Facendo in modo che R_a presenti un valore approssimativamente uguale a quello di R_b , la tensione di collettore di VT_2 può essere regolata al valore di circa $2 V_{BE}$, che corrisponde con buona approssimazione alla tensione tra le basi necessaria per questo tipo di stadio di uscita.

Di conseguenza, il transistoro VT_2 ed i due resistori possono essere usati per regolare la tensione tra le basi della coppia finale, VT_3 e VT_4 , in modo che l'intensità della corrente di riposo che scorre corrisponda alle esigenze. Con questo accorgimento si ottiene però un ulteriore beneficio, sul quale vale la pena di intrattenerci brevemente.

Se il transistoro di polarizzazione VT_2 viene fatto funzionare in contatto termico con uno dei transistori di uscita, può essere usato anche per stabilizzare l'intensità della corrente di riposo dello stadio finale, in quanto la temperatura della giunzione del transistoro di uscita subisce delle variazioni.

Questo effetto viene ottenuto in quanto la temperatura del diodo costituito da base ed emettitore del transistoro di polarizzazione segue quella del diodo costituito da base ed emettitore nel transistoro finale.

Qualsiasi variazione della polarizzazione presente tra base ed emettitore del transistoro di polarizzazione provoca variazioni corrispondenti della tensione tra collettore ed emettitore, con un fattore pari a $(R_a + R_b)/R_b$, che, nel caso al quale ci riferiamo, corrisponde approssimativamente a 2.

Ciò permette di variare la tensione tra le basi in modo sufficiente per compensare le variazioni che si manifestano nella tensione tra base ed emettitore di entrambi i transistori finali, ottenendo la voluta e necessaria stabilità della corrente di riposo.

In pratica, tuttavia, è necessario usare un potenziometro in sostituzione dei resistori fissi R_a ed R_b , per consentire la regolazione della corrente di riposo fino al valore effettivamente necessario e ciò a causa della produzione di tolleranza agli effetti della tensione tra base ed emettitore dei tre transistori considerati.

Lo stadio pilota

Lo scopo dello stadio pilota consiste nel fornire la corrente e la tensione necessarie per eccitare adeguatamente lo stadio di uscita. Esso deve anche fornire un notevole guadagno lineare di tensione.

Quando l'uscita si trova in corrispondenza del suo potenziale più negativo, la corrente di picco di collettore di VT_4 ammonta a 360 mA. Ciò implica, per un transistoro a guadagno minimo, una corrente di base di 9 mA,

Multimetro digitale da laboratorio "SOAR"



JOB LINE

Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	2-20-200-1.000 V 2-20-200-750 V 2-20-200-1.000 mA 2-20-200-1.000 mA 2-20-200 kΩ - 2-20 MΩ
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	± 0,05% Fondo scala ± 0,5% Fondo scala ± 0,8% Fondo scala ± 1% Fondo scala ± 0,8% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	100µV-1mV-10mV-100mV 100µV-1mV-10mV-100mV 0,1µA-1µA-10µA-100µA 0,1µA-1µA-10µA-100µA 100mΩ-1Ω-10Ω-100Ω-1kΩ
Risposta di frequenza	30 ÷ 1.000 Hz	
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	6 V con pile o alimentatore esterno	
Dimensioni	200 x 180 x 64	

TS/2122-00

- Visualizzazione diretta sul display delle scale e delle portate operative
- Polarità automatica
- Indicazione massima 1999 oppure -1999
- Contenitore metallico
- 4,1/2 digit - Display LED



MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO IN ITALIA

DALLA **G.B.C.**
Italiane

che deve passare attraverso il transistor pilota VT1.

VT1 può naturalmente sopportare questa corrente in modo piuttosto facile. Quando l'uscita è invece al suo massimo potenziale positivo, l'intensità della corrente di collettore di VT3 assume lo stesso valore di 360 mA, che implica un'intensità massima della corrente di base di 6 mA. Sotto questo aspetto, si rammenti che un transistor del tipo «n-p-n» funziona con un guadagno di corrente leggermente maggiore di quello consentito da un transistor del tipo «p-n-p».

Questa corrente scorre attraverso il resistore di collettore R1 del transistor pilota. Per garantire che vengano soddisfatte le esigenze di variazione della tensione di uscita del circuito, la caduta di tensione ai capi del resistore R1 deve essere inferiore a 2 V: ciò significa che se VT1 entra completamente in stato di interdizione in quell'istante, il valore di R1 deve essere inferiore a 330 Ω.

Questo valore basso di R1 significa a sua volta che, in condizioni di riposo, e cioè in assenza di segnale, VT1 deve dissipare approssimativamente 1 W, e che, in corrispondenza dei picchi negativi della tensione di uscita, VT1 non soltanto deve dissipare la corrente di base di VT4, ma deve dissipare anche altri 100 mA, provenienti da R1.

Tutto ciò non è soltanto da evitare dal punto di vista della dissipazione di potenza in entrambi i transistori e nel resistore, ma porta anche ad una certa distorsione a causa delle notevoli variazioni della corrente di collettore e di base di VT1.

Questi svantaggi possono essere però neutralizzati collegando l'estremità superiore di R1 alla linea di alimentazione, attraverso il carico, come si osserva nello schema di figura 5.

In assenza di segnale di ingresso, la tensione di base di VT3 corrisponde approssimativamente a $V_{CC}/2 + V_{BE}$,

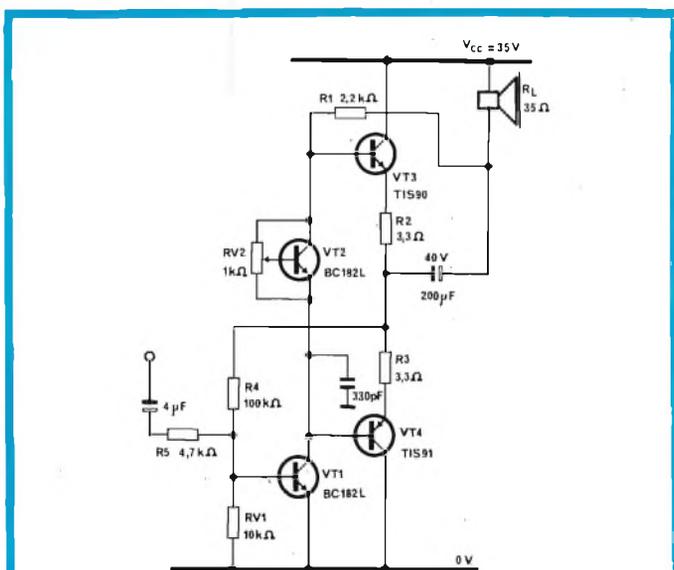


Fig. 5 - Collegando l'estremità superiore di R1 alla linea di alimentazione attraverso il carico, si eliminano gli svantaggi che vengono precisati nei confronti del funzionamento dello stadio pilota.

per cui la tensione presente ai capi di R1 corrisponde approssimativamente a $V_{CC}/2 - V_{BE}$.

La tensione presente ai capi del carico oscilla intorno al potenziale della linea positiva di alimentazione, mentre la tensione di base di VT3 oscilla con la medesima entità di variazione intorno al valore $V_{CC}/2$. Di conseguenza, la tensione presente ai capi di R1, e quindi la corrente che percorre questo resistore, rimangono costanti col variare del livello di uscita.

A questo punto, il valore di R1 può essere calcolato in modo tale che, quando la tensione presente ai capi di R1 corrisponde al valore $V_{CC}/2$, la corrente di base di VT3 abbia il valore opportuno. In pratica, il valore di R1 scelto è leggermente inferiore a quello in tal modo calcolato, per ridurre le oscillazioni della corrente di collettore di VT1.

Il notevole aumento del valore di R1 che questo sistema rende possibile riduce l'intensità della corrente di riposo di VT1 al valore di 8,2 mA, e riduce quindi anche il valore di picco della relativa corrente di collettore a 17,2 mA.

Semplice stadio amplificatore

Aggiungendo allo stadio pilota fondamentale ed allo stadio di uscita dei quali ci siamo ora occupati i componenti R4, R5 ed RV1 per determinare le reazioni in corrente continua ed in corrente alternata, è possibile allestire un amplificatore molto semplice.

I resistori R4 ed RV1 costituiscono un divisore di potenziale tra il punto centrale del circuito di uscita e la base di VT1. Qualsiasi tendenza della tensione nel suddetto punto centrale ad aumentare provoca un aumento corrispondente della tensione di base di VT1. A sua volta, ciò provoca un aumento della corrente di collettore di VT1, per cui la tensione di collettore di questo stadio, e la tensione presente nel punto intermedio del circuito di uscita, si riducono in modo proporzionale.

La tolleranza della tensione tra base ed emettitore di VT1, e la portata ridotta della tensione in assenza di segnale del punto intermedio del circuito di uscita ammissibile affinché vengano ottenute le necessarie variazioni della tensione, significano che RV1 deve essere variabile, in modo tale da consentire un'accurata regolazione del valore della tensione presente nel punto intermedio dell'uscita. Inoltre, dal momento che la tensione in assenza di segnale presente nel punto intermedio del circuito di uscita dipende in tal misura dal valore di V_{BE} di VT1, le variazioni di questa tensione pari a 40 mV/°C in caso di aumento della temperatura di VT1 si possono manifestare con ogni probabilità.

La tensione che sussiste nel punto centrale del circuito di uscita in assenza di segnale può essere quindi definita mediante l'espressione che segue:

$$V_O = V_{BE1} \times \left(\frac{R4 + RV1}{RV1} \right)$$

e ciò significa che qualsiasi tolleranza nel valore di V_{BE1} deve essere moltiplicata per un fattore pari approssima-

NEW

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA TS/5000-00



- Favoloso per didattica
- Ultracompatto
- Tubo RC ad alta luminosità
- Ottima sensibilità
- Comandi frontali per un facile impiego
- Ingresso sincro esterno
- Regolazione assi a copertura continua

Tubo RC 3" (60 x 50)
Divisione griglia 10 x 8
Fosforo - verde media resistenza

Asse verticale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 6 MHz
Commutatore: c.c. c.a.
Sensibilità: 10 mV - 10 V
Attenuatore: 1/1 1/10 1/100 e controllo variabile di guadagno 22 dB
Impedenza d'ingresso: 1 M Ω 35 pF in parallelo
Tensione massima ingresso: 300 Vc.c. e 600 Vpp

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 250 kHz
Sensibilità: 0,3 V/Div
Impedenza d'ingresso: - 1 M Ω 30 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: - 100 Vpp

Base dei tempi

Frequenza di sweep: 10 - 100 Hz / 10 - 1000 Hz / 1-110 kHz
con variazione continua
Sincronismo: interno - esterno
Sensibilità: sincro interno 1 Div / esterno 2 Vpp
Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz
Dimensioni: 270 x 145 x 190


TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA
DALLA GBC

tivamente a 20.

Secondo i dati ottenibili dalle tabelle per il transistor BC182L, il valore di V_{BE} può variare fino a $\pm 0,075$ V, e ciò porta ad una tolleranza di $\pm 1,5$ V nella regolazione della tensione del punto intermedio.

Come si è detto, RV1 viene reso variabile in modo da consentire la regolazione della tensione nel punto intermedio, in modo tale che si manifesti una limitazione simmetrica dei picchi nello stadio di uscita. Se la suddetta limitazione dei picchi fosse asimmetrica, si otterrebbero notevoli perdite della potenza di uscita.

La tabella 2 che segue fornisce i dati di funzionamento del circuito illustrato alla figura 5: la figura 6 rappresenta invece la disposizione suggerita per i componenti, mettendo in evidenza anche le notevoli superfici di rame necessarie per ottenere l'effetto di dissipazione termica da parte dei terminali di collettore dei transistori di uscita. Il suddetto disegno illustra anche i metodi che consentono di garantire il contatto termico del transistor di polarizzazione VT2 con uno dei dispositivi di uscita.

Se è tollerabile una potenza di uscita di minore entità, è possibile sprecare una parte delle possibilità di oscillazioni di uscita, nel qual caso si può ricorrere alla disposizione circuitale di figura 7.

L'analisi al calcolatore denota che le variazioni totali nelle peggiori condizioni della tensione presente nel punto centrale del circuito di uscita di questo amplificatore da 2 W ammontano a ± 3 V. Questo calcolo parte dal presupposto che sussistano le variazioni di V_{BE} considerate come peggiori condizioni di funzionamento nei dati tecnici, e che i resistori presentino una tolleranza del 10%.

La variazione di tensione che ne deriva è quindi maggiore di quella tollerabile: tuttavia, è improbabile che tale combinazione delle condizioni peggiori si verifichino simultaneamente, per cui la realizzazione di un amplificatore di questo genere permette di ottenere la potenza nominale di 2 W, nella maggior parte dei casi.

Il coefficiente di temperatura di questa tensione del punto intermedio del circuito di uscita è di circa 3,1 mV/°C. Il resistore di emettitore R7 viene disaccoppiato mediante la capacità C1, per mantenere il guadagno dell'amplificatore a circuito aperto ed in corrente alternata.

In questo schema, ed in quello di figura 5, la base di VT1 corrisponde virtualmente ad un punto di massa, per cui il guadagno in corrente alternato dell'amplificatore viene definito in base al rapporto tra R1 ed R5, e corrisponde quindi approssimativamente ad $R4/R5$.

Nello schema illustrato alla figura 5, il guadagno viene regolato al valore approssimativo di 20, per cui implica un potenziale di 0,47 V per un'uscita di 2,5 W (9,35 V efficaci).

L'intensità relativamente elevata della corrente di base necessaria per VT1 significa che il valore di R4 deve essere mantenuto ad un livello basso (100 k Ω). Il valore di R5 viene invece calcolato in base al guadagno desiderato, e ciò permette di ottenere un'impedenza di ingresso abbastanza bassa, e cioè dell'ordine di 4,7 k Ω .

TABELLA 2				
POTENZA	PERCENTUALE DI DISTORSIONE			
	FREQUENZA	10 mW	100 mW	1 W
100 Hz	0,27	0,42	0,98	3,70
1 kHz	0,33	0,46	0,96	3,60
10 kHz	0,45	0,35	0,76	2,60

Sensibilità: 0,47 V per 2,5 W
Impedenza di ingresso: 4,7 k Ω

Tabella 2 - Caratteristiche di funzionamento e prestazioni dello schema di cui alla figura 5, rispetto ai dati di sensibilità e di impedenza precisati sotto la tabella.

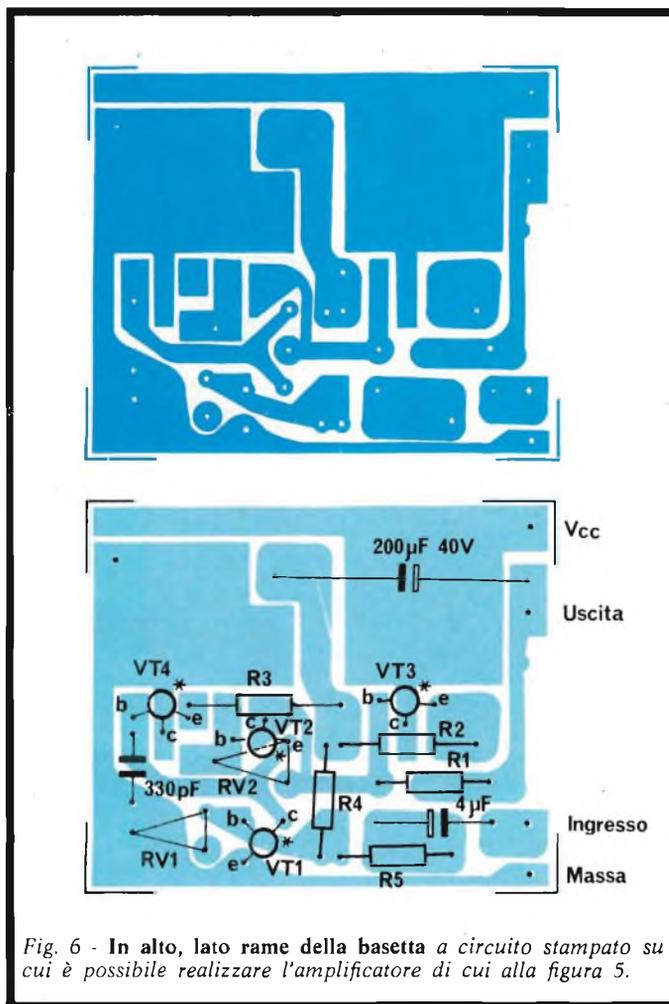


Fig. 6 - In alto, lato rame della basetta a circuito stampato su cui è possibile realizzare l'amplificatore di cui alla figura 5.

Versione ad alta impedenza di ingresso del semplice stadio amplificatore

L'impedenza di ingresso può essere aumentata collegando un altro transistor, VT5, allo stadio VT1, secondo la configurazione Darlington, in base allo schema di figura 8. Questa struttura circuitale presenta il vantaggio di aumentare l'impedenza di ingresso ed il guadagno dello stadio, con l'aggiunta di altri due soli componenti, in quanto il resistore supplementare viene usato per limitare la tensione di collettore di VT5, in modo tale da consen-

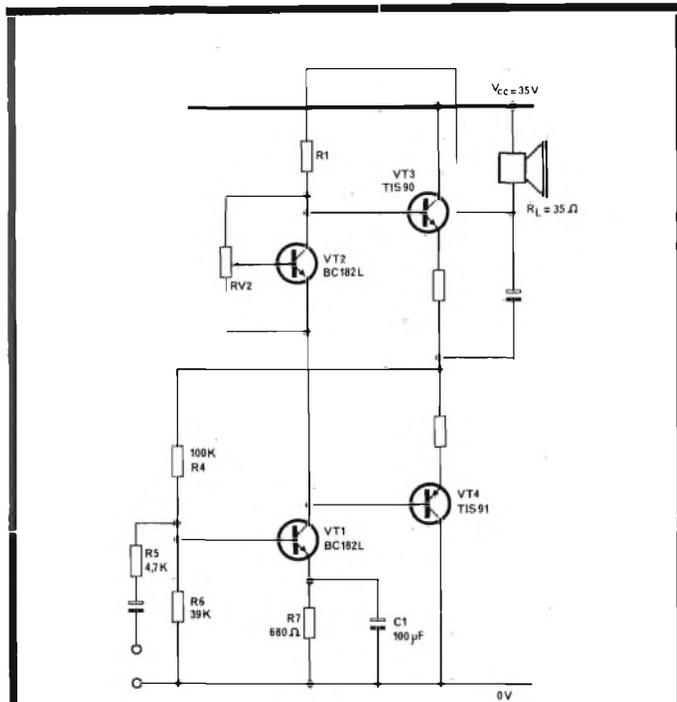


Fig. 7 - Metodo di modifica dei circuiti di polarizzazione che può essere adottato se risulta tollerabile una potenza di uscita inferiore a quella precedentemente considerata.

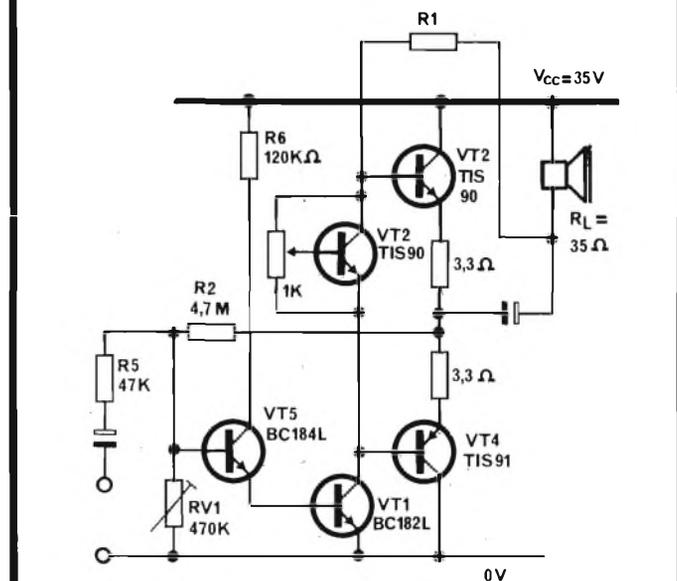


Fig. 8 - Schema della versione ad alta impedenza di ingresso del semplice amplificatore di cui si è discusso a proposito dello schema di figura 2.

tire l'impiego in quella posizione di un dispositivo a bassa tensione e ad alto guadagno.

Questo schema consente un guadagno a corrente alternata pari a 100, fornendo quindi un'esigenza di ingresso di 93 mV per l'uscita di 2,5 W, con resistenza di ingresso di 47 kΩ, che rappresenta un miglioramento piuttosto interessante rispetto al circuito fondamentale precedentemente considerato.

Tuttavia, questo schema presenta anche uno svantaggio principale, consistente nel fatto che RV1 deve essere an-

TABELLA 3					
FREQUENZA	POTENZA	PERCENTUALE DI DISTORSIONE			
		10 mW	100 mW	1 W	2,5 W
100 Hz		0,42	0,80	2,4	4,1
1 kHz		0,40	0,78	2,3	3,2
10 kHz		0,62	0,64	1,8	2,7

Sensibilità: 31,4 mV per 2,5 W
Impedenza di Ingresso: 22 kΩ

Tabella 3 - Caratteristiche di funzionamento e prestazioni dello schema di cui alla figura 9, rispetto ai dati di sensibilità e di impedenza di ingresso precisati sotto la tabella.

cora variabile per poter regolare al valore opportuno la tensione di riposo in assenza di segnale presente nel punto centrale del circuito di uscita.

Il coefficiente di temperatura della suddetta tensione è pari al doppio di quello che si ottiene nel circuito semplice, in quanto in questo caso sono implicati due parametri del tipo V_{BE} per la determinazione della suddetta tensione.

Anche questi svantaggi possono però essere eliminati a spese della potenza di uscita, adottando modifiche analoghe a quelle descritte a proposito del circuito di figura 7 (con un'appropriata variazione del valore di R4, per compensare il maggior valore di V_{BE}).

Semplice amplificatore col preamplificatore

La figura 9 rappresenta una versione dell'amplificatore munita di stadio di preamplificazione, che consente un notevole aumento della sensibilità ed un lieve aumento della impedenza di ingresso rispetto al circuito fondamentale di figura 5.

In questo circuito si fa uso di un numero notevolmente maggiore di componenti che non nello schema di figura 8, ma ciò col vantaggio di ottenere un minor coefficiente di temperatura della tensione che si manifesta nel punto centrale del circuito di uscita, in assenza di segnale.

La tabella 3 sintetizza le prestazioni di questo circuito mentre la figura 10 rappresenta la tecnica costruttiva mediante circuito stampato.

Circuiti di amplificazione migliorati

Se è possibile giustificare il costo aggiuntivo derivante dall'impiego di un transistoro supplementare, la figura 11 rappresenta lo schema elettrico di un circuito che costituisce un modo migliore di farne uso che non nella classica struttura Darlington. Aggiungiamo che si tratta di un modo più economico di quello normalmente adottato in un semplice preamplificatore per segnali a corrente alternata.

Questo circuito funziona con un guadagno a circuito chiuso di maggiore entità, e con impedenza di ingresso più elevata di quella riscontrata nel circuito fondamentale di figura 5: dal momento che il transistoro supplementare viene accoppiato direttamente, e viene fatto funzionare in modo da fornire un'amplificazione di corrente, il guadagno a circuito aperto è maggiore, e quindi la distorsione risulta inferiore.

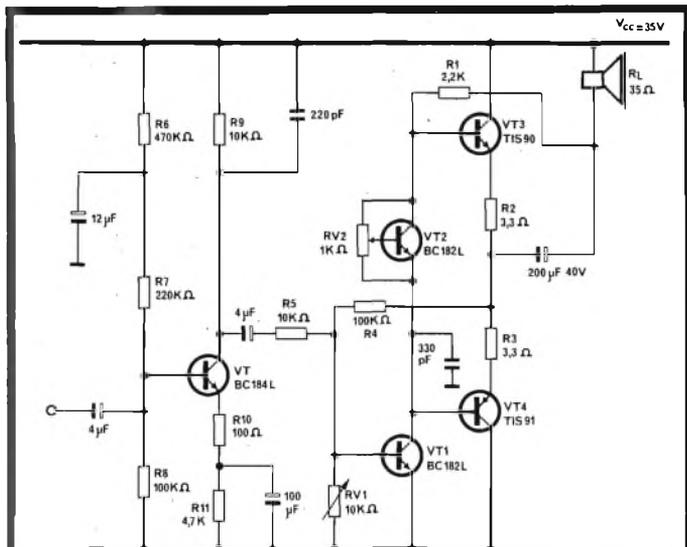


Fig. 9 - Circuito elettrico completo dell'amplificatore, che consente un notevole aumento della sensibilità e dell'impedenza di ingresso rispetto al circuito fondamentale.

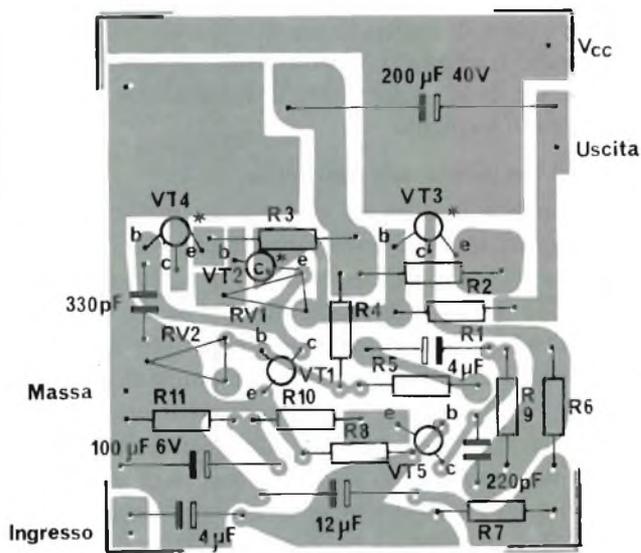
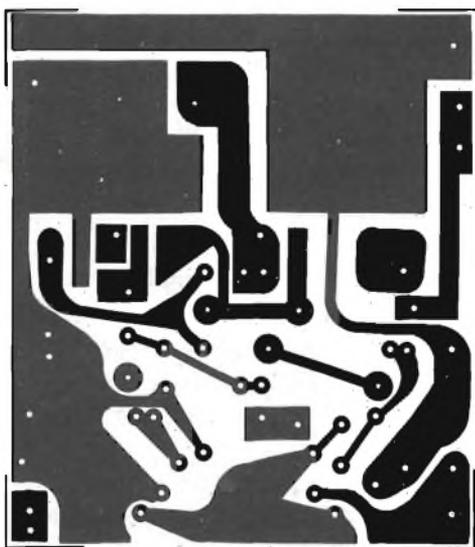


Fig. 10 - A sinistra, lato rame della basetta di supporto a circuito stampato, e a destra lato dei componenti del medesimo, per l'allestimento dell'amplificatore di cui alla figura 9.

Il guadagno a circuito aperto del suddetto amplificatore può essere calcolato in base all'espressione che segue:

$$A_v = \frac{\beta_1 \times \beta_3 \times R_L}{r_{e5}}$$

nella quale β_1 e β_3 rappresentano il guadagno di corrente rispettivamente di VT1 e VT3 (oppure 4), mentre r_{e5} rappresenta la resistenza intrinseca di emettitore di VT5, il cui valore tipico è di circa 1.000 Ω .

Occorre poi aggiungere che il livello a corrente continua della tensione di uscita presente nel punto centrale può essere definito con buona approssimazione senza la necessità di ricorrere all'impiego di componenti regolabili. Sfortunatamente, in questo schema è necessario ricorrere all'impiego di un certo numero di componenti passivi supplementari (tra cui due condensatori elettrolitici), come pure di un altro transistor, per cui — in alcuni casi — l'impiego del circuito Darlington di figura 8 può essere giustificato su base economica.

Nel circuito illustrato alla figura 11 lo stadio pilota risulta capovolto, e si fa uso di un transistor del tipo «p-n-p». Il carico è collegato a massa anziché alla linea positiva di alimentazione, per cui gli argomenti che sussistevano nei confronti dello stadio pilota del tipo «n-p-n» possono essere considerati analogamente nei confronti dello stadio pilota del tipo «p-n-p».

La base dello stadio pilota viene accoppiata direttamente al collettore del transistor supplementare di ingresso VT5: il notevole guadagno di corrente da parte di VT1 significa che la sua corrente di base subirà anch'essa una notevole amplificazione. Per ridurre le variazioni della corrente di collettore di VT5 che questo fenomeno provocherebbe, il diodo di base-emettitore di VT1 viene munito del resistore in parallelo da 2,7 k Ω , che riduce la gamma possibile di variazioni della corrente di collettore di VT5 dal rapporto di 4,8 : 1 al rapporto di 1,35 : 1.

La tensione di base di VT5 viene definita dal divisore di potenziale costituito da R4, R5 ed R6. Il punto in comune tra R4 ed R5 viene disaccoppiato verso massa ad opera del condensatore C2, allo scopo di evitare il ronzio ed il rumore di fondo proveniente dalla sezione di alimentazione, che viene applicato alla base di VT5, e che potrebbe quindi essere presente in uscita.

A sua volta, l'emettitore di VT5 viene collegato al punto centrale del circuito di uscita tramite il resistore R8 da 10 k Ω , ed a massa tramite il resistore R9 da 100 Ω , e la capacità C3: con questo sistema si applicano sia la reazione a corrente continua, sia la reazione negativa a corrente alternata al circuito di amplificazione. Per quanto riguarda la componente continua reattiva, C3 può essere considerato come un circuito aperto, per cui il livello a corrente continua della tensione presente nel punto centrale di uscita dipende dalla tensione di base di VT5 (il cui valore viene regolato attraverso il divisore di tensione costituito da R4, R5 ed R6) dal parametro V_{BE} , e dalla caduta di tensione dovuta alla relativa corrente di collettore, che scorre attraverso il resistore R8.

Le prime due di queste grandezze elettriche sono virtual-

mente statiche, e sono già state stabilite in precedenza: l'aggiunta di R7 rende minime le variazioni della corrente di collettore di VT5.

Il livello di tensione a corrente continua del punto centrale del circuito di uscita risulta quindi ben definito, ed il coefficiente termico previsto corrisponde a + 6 mV/°C. Qualsiasi tendenza da parte della tensione presente nel punto centrale del circuito di uscita ad aumentare riduce l'intensità della corrente di collettore di VT5, e quindi la corrente di base di VT1, facendo in modo che questo stadio passi in interdizione, e che quindi la sua tensione di collettore si riduca, ciò che corregge la tendenza all'aumento della tensione presente nel punto centrale del circuito di uscita.

Per quanto riguarda invece la componente alternata, l'emettitore del transistor VT5 può essere considerato come collegato a massa attraverso il resistore R9 da 100 Ω, per cui il segnale proveniente dall'uscita appare in quel punto attenuato, con un rapporto pari a 10/10100. Ciò serve per regolare il guadagno a circuito chiuso in corrente alternata al valore di 101.

Mano a mano che la frequenza del segnale di ingresso diminuisca, la reattanza del condensatore C3 aumenta, fino ad assumere un valore paragonabile a quello di R9, quando il guadagno a circuito chiuso da parte dell'amplificatore comincia a diminuire. Il punto critico di -3 dB per le frequenze basse dipende dalla costante di tempo dovuta al prodotto tra i valori di R9 e C3.

La tabella 4 che segue rappresenta i dati di funzionamento di questo circuito, mentre la figura 12 illustra la disposizione consigliabile per i componenti che lo costituiscono, sul relativo supporto a circuito stampato.

TABELLA 4					
FREQUENZA	POTENZA	PERCENTUALE DI DISTORSIONE			
		10 mW	100 mW	1 W	2,5 W
100 Hz		0,60	0,13	0,16	0,84
1 kHz		0,06	0,07	0,15	0,78
10 kHz		0,12	0,09	0,12	0,62

Impedenza di ingresso: 180 kΩ nella versione normale
1,1 MΩ nella versione ad alta impedenza di figura 13

Sensibilità: 100 mV per 2,5 W

Tabella 4 - Caratteristiche di funzionamento e prestazioni dello schema di cui alle figure 11 e 13, rispetto ai dati di sensibilità e di impedenza di ingresso precisati sotto la tabella.

Versione ad alta impedenza di ingresso

Con una ulteriore modifica alla struttura circuitale fondamentale di questo amplificatore è possibile aumentarne l'impedenza di ingresso: quest'ultima, vista alla base dello stadio VT5, è di valore elevato grazie all'alto rapporto tra il guadagno a circuito aperto ed il guadagno a circuito chiuso dell'amplificatore; tuttavia, questa impedenza risulta collegata in parallelo all'impedenza del divisore di potenziale costituito dai resistori R5 ed R6.

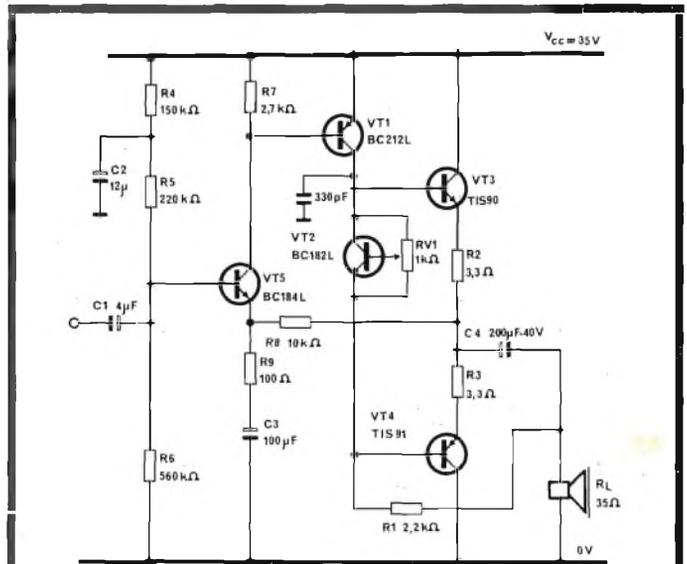


Fig. 11 - Una versione migliorata dell'amplificatore comprendente il preamplificatore: in questo caso, si fa uso di un transistor supplementare, il cui costo giustifica però il miglioramento delle prestazioni.

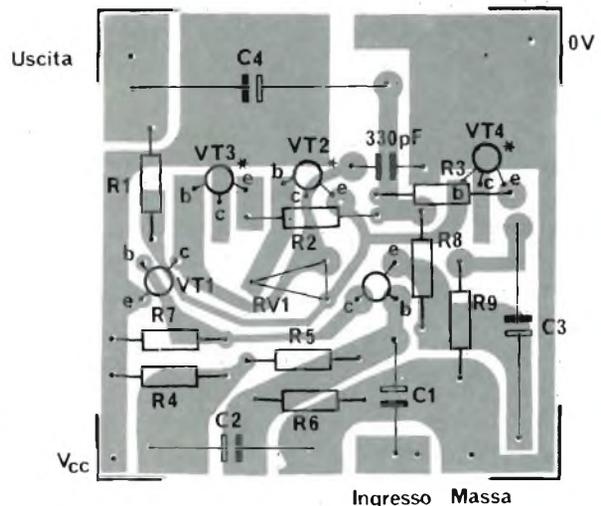
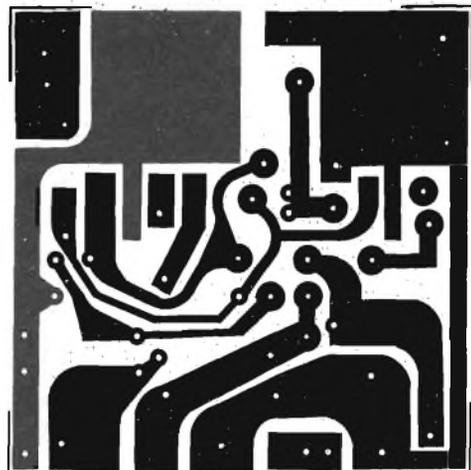


Fig. 12 - In alto, lato rame della basetta di supporto, ed in basso lato dei componenti del medesimo circuito stampato sul quale è possibile montare l'amplificatore di cui alla figura 11.

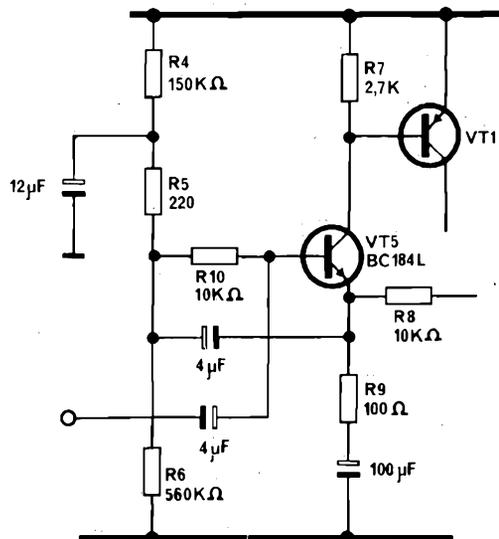


Fig. 13 - Variazione dell'amplificatore fondamentale che consente di ottenere una maggiore impedenza di ingresso, agli effetti dell'allestimento di amplificatori di tipo economico.

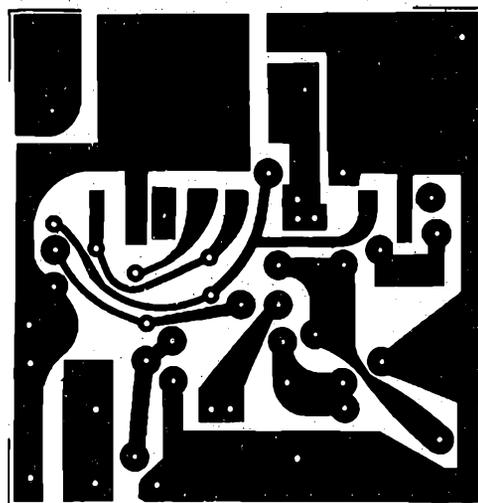


Fig. 14 - Tecnica realizzativa dell'amplificatore di cui alla figura 13: in alto il lato rame della basetta di supporto, ed a destra il lato dei componenti.

Per quanto riguarda le componenti a corrente alternata, questi resistori vengono disaccoppiati verso massa mediante la capacità C3. Questa impedenza è bassa al confronto con l'impedenza che si riscontra rispetto al circuito di base di VT5, a causa della necessità di mantenere ad un valore relativamente elevato l'intensità della corrente attraverso R4, R5 ed R6, rispetto alla corrente di base di VT5. Ciò serve per evitare variazioni nella tensione di VT5, dovute alla notevole diffusione del relativo guadagno di corrente.

L'impedenza di ingresso dell'amplificatore può quindi essere aumentata eseguendo la modifica del circuito di ingresso illustrata nello schema di figura 13.

In questo circuito, la tensione a corrente alternata che si presenta sull'emettitore di VT5 viene applicata alla giunzione tra R5 ed R6: questa tensione risulta in fase con la tensione di ingresso, ma risulta anche leggermente inferiore per quanto riguarda l'ampiezza, con un rapporto pari a

$$(A - A^1)/A$$

nella quale A rappresenta il guadagno a circuito aperto, mentre A¹ rappresenta il guadagno a circuito chiuso dell'amplificatore. Ne deriva che l'impedenza di ingresso rispetto alla parte precedente del circuito, e quindi al resistore R10 da 10 kΩ, viene moltiplicato per il rapporto A/A¹.

Per ottenere l'impedenza globale di ingresso dello stadio, questo resistore deve essere collegato in parallelo all'impedenza che si riscontra osservando il circuito di base di VT5, che è di valore elevato.

Con questa disposizione circuitale di reazione, l'impedenza di ingresso risulta maggiore di 1 MΩ. Questa caratteristica rende l'amplificatore adatto per l'impiego nei giradischi di tipo economico, in quanto la sua impedenza di ingresso è sufficientemente elevata, e la sensibilità con-

sente il pilotaggio diretto (tramite un controllo di volume e di tono) ad opera di una testina di lettura di tipo piezoelettrico, oppure di tipo ceramico ad alta uscita. La tabella 4 della quale ci siamo già occupati rappresenta ancora i parametri relativi alle prestazioni di questo tipo di amplificatore, mentre la figura 14 suggerisce la tecnica realizzativa su di un supporto a circuito stampato.

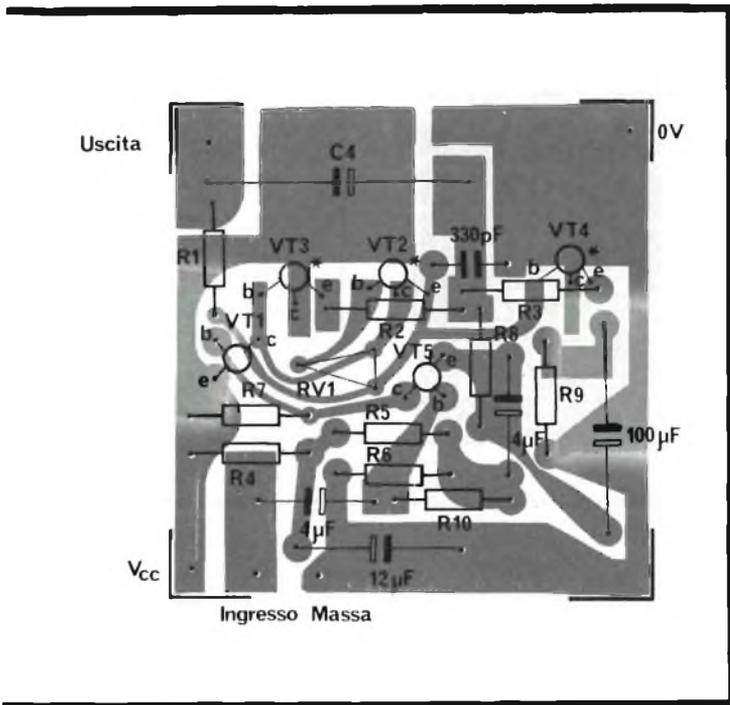
Versione che non richiede alcuna regolazione della corrente di riposo

Dal punto di vista della produzione di massa, tutti gli amplificatori fino ad ora descritti presentano uno svantaggio di una certa importanza: la corrente in assenza di segnale dello stadio di uscita deve essere regolata al valore corretto tramite il potenziometro RV2, dopo aver completato il montaggio.

Probabilmente, si tratta però di una regolazione più difficile da compiere che non la regolazione della tensione presente nel punto centrale del circuito di uscita (che è già stata eliminata) in quanto è più facile misurare una tensione durante la prova, che non interrompere il circuito di collettore di VT3, allo scopo di regolare l'intensità della corrente di collettore.

Limitando la potenza di uscita dell'amplificatore, il resistore di emettitore di VT3 e di VT4 può aumentare di valore fino al punto in cui, a dispetto delle tolleranze dei valori di V_{BE} dei transistori VT2, VT3 e VT4, la corrente di riposo di VT3 e di VT4 è sufficientemente intensa per eliminare la distorsione «cross-over», ma non abbastanza da provocare una eccessiva dissipazione di potenza.

Se per ciascuno dei valori di V_{BE} è ammissibile una tolleranza di ± 50 mV (che è inferiore a quello considerato come limite nei dati tecnici), e se è ammissibile anche una corrente di riposo di intensità massima di 10 mA, sono necessari resistori di emettitore di 27 Ω, che li-



mitano la potenza disponibile di uscita al valore di 1,25 W. Se questa riduzione della potenza di uscita può essere tollerata, è possibile ottenere un funzionamento soddisfacente da parte di uno qualsiasi dei circuiti fino ad ora descritti, facendo in modo che R2 abbia il valore di 27 Ω come R3, eliminando il potenziometro RV2, ed attribuendo ad Ra il valore di 620 Ω , ed a Rb il valore di 470 Ω (vedi figura 4).

La figura 15 rappresenta però un metodo più costoso per eliminare la presenza di RV2: in questo circuito, i resistori R11 ed R12 stabiliscono l'intensità della tensione tra collettore ed emettitore di VT2, al valore di circa 2,1 V. Ciò significa che la tensione presente ai capi dei resistori R2 ed R3 da 100 Ω ammonta a circa 0,4 V, e che la corrente di riposo nello stadio di uscita raggiunge il valore di circa 4 mA.

Se un segnale viene applicato al transistor pilota, la tensione presente sulle basi degli stadi V3 e V4 comincia a variare, per cui una certa corrente viene applicata al carico. Questa corrente passa attraverso i resistori R2 o R3, e fa sì che la tensione disponibile ai capi del resistore aumenti.

Quando la tensione che si sviluppa ai capi di R2 o di R3 aumenta in modo sufficiente, tanto da polarizzare in senso diretto i diodi D1 oppure D2, uno di essi comincia a condurre. Qualsiasi ulteriore aumento dell'intensità della corrente applicata al carico viene trasferito quindi attraverso il diodo appropriato.

La caduta di tensione che si manifesta ai capi del diodo e del resistore viene limitata dalla tensione di polarizzazione diretta del diodo, che ben difficilmente supera il valore di 1,0 V con la massima corrente di uscita.

Collegando dei diodi in parallelo ai resistori di emettitore, è possibile ottenere uno dei benefici che provengono dal disporre di resistori di emettitore di valore elevato,

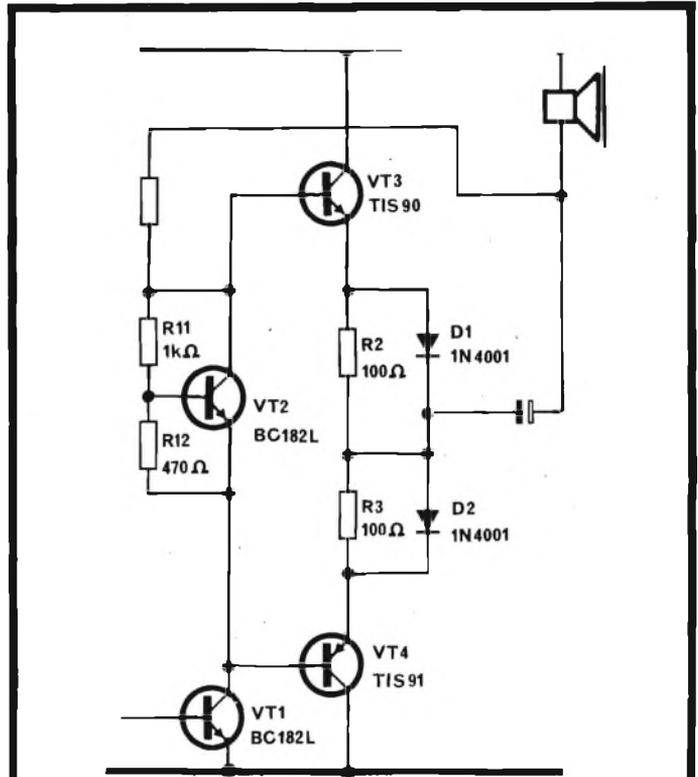


Fig. 15 - Modificando ulteriormente il circuito fondamentale in precedenza descritto, è possibile ottenere una versione dell'amplificatore che non implica alcuna regolazione dell'intensità della corrente di riposo.

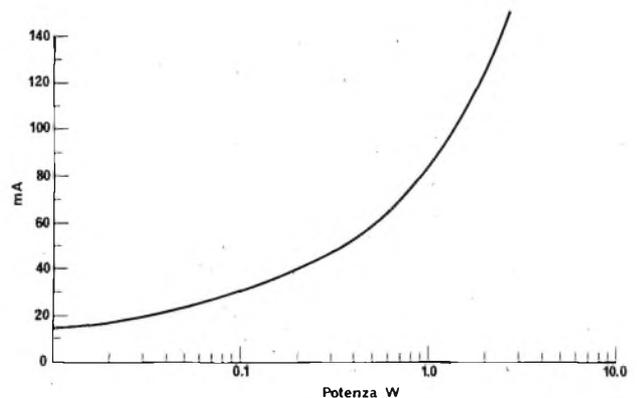


Fig. 16 - La curva di questo grafico illustra l'andamento della corrente assorbita con una sorgente di alimentazione di 35 V, e con un'impedenza del carico R_L pari a 35 Ω .

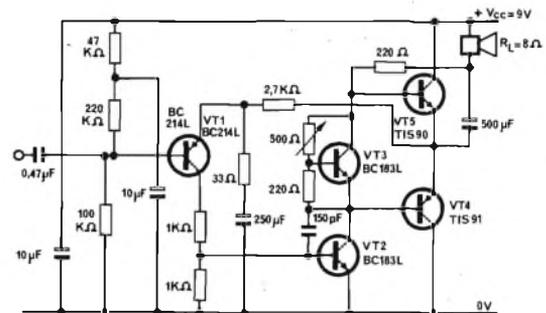


Fig. 17 - Schema dell'amplificatore della potenza di uscita di 1 W, funzionante con una tensione di alimentazione di 9 V, e con un'impedenza di carico di 8 Ω .

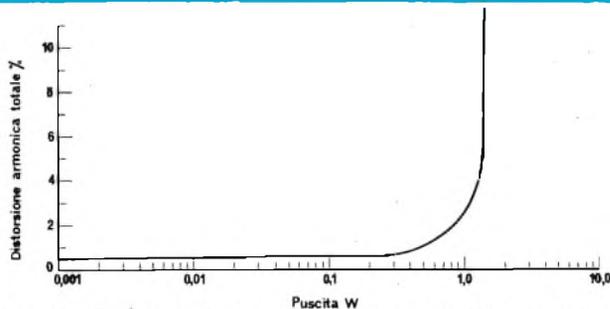
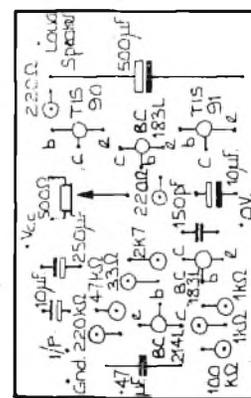
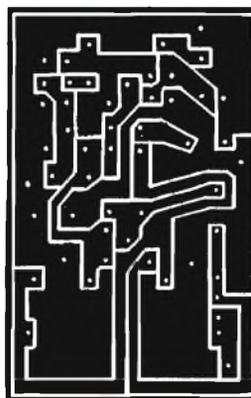


Fig. 18 - Relazioni che intercorrono tra la distorsione armonica totale e la potenza di uscita, per l'amplificatore il cui schema elettrico è riprodotto alla figura 17.

Fig. 19 - A sinistra il lato rame del circuito stampato, e a destra il lato dei componenti del medesimo, per la realizzazione dello schema di cui alla figura 17.



Potenza W	Frequenza kHz					
	2,0	1,0	0,3	0,1	0,03	0,01
0,01	2,70	0,64	0,90	1,60	2,20	2,70
0,30	2,65	0,63	1,00	1,53	2,14	2,60
1,00	3,75	0,62	0,85	1,52	2,10	2,60
3,00	2,95	0,62	0,83	1,50	2,70	2,85
10,00	2,75	0,63	0,78	1,40	2,05	2,50

Frequenza kHz	Potenza W					
	2,0	1,0	0,3	0,1	0,03	0,01
0,1	2,50	0,66	0,35	0,35	0,46	0,42
0,3	2,00	0,62	0,36	0,33	0,37	0,40
1,0	2,43	0,84	0,37	0,38	0,40	0,39
3,0	1,80	0,64	0,38	0,43	0,35	0,37
10,0	1,70	0,63	0,36	0,33	0,33	0,33

Tabella 5 - In alto (A) la tabella che illustra l'andamento della distorsione armonica totale per potenze comprese tra un minimo di 0,01 ed un massimo di 2 W, e per frequenze comprese tra 0,1 e 10 kHz, nei confronti del circuito modificato: la tabella che segue (B) riporta i medesimi dati relativi però rispetto al circuito illustrato alla figura 7.

Tensione di Alimentazione:	9 V
Massima Corrente di Alimentazione ad 1 W:	155 mA
Potenza di Uscita con 10% di Distorsione Armonica Totale:	1 W
Tensione di Ingresso per Potenza di 1 W:	45 mV
Responso della Frequenza (-3 dB):	da 80 Hz a 100 kHz
Impedenza di Ingresso:	50 kΩ

Tabella 6 - Elenco delle caratteristiche principali dell'amplificatore di cui alla figura 17.

rispetto all'intensità della corrente di riposo, senza l'inconveniente della caduta di tensione con massima uscita che diversamente si verificherebbe disponendo di resistori di valore elevato.

Un leggero svantaggio di questo metodo consiste però nel fatto che, a causa della tensione di collettore-emettitore di VT2, che corrisponde a circa tre volte la tensione tra base ed emettitore, si verifica una certa sovra-compensazione delle variazioni termiche di V_{BE} nei transistori di uscita, e che la corrente di riposo risulta leggermente inferiore mano a mano che aumenta la temperatura dei dispositivi semiconduttori di uscita. Ciò — comunque — aumenta la stabilità termica dello stadio di uscita.

Il circuito dell'amplificatore da 2 W illustrato alla figura 7 è stato modificato per eliminare il potenziometro attraverso il quale si regola la corrente di riposo. In questo circuito è stato sperimentato un campione di dieci diversi dispositivi (prelevati da diversi esemplari allo scopo di eliminare i risultati ottimistici che derivano da un analogo valore di V_{BE} che è possibile riscontrare in un certo assortimento di dispositivi appartenenti alla medesima famiglia). La massima variazione dell'intensità della corrente di riposo è stata riscontrata pari a $\pm 0,5$ mA.

Il fattore di distorsione del circuito modificato è facilmente rilevabile attraverso la tabella 5-A, i cui valori possono essere confrontati con quelli rilevabili sulla versione a regolazione manuale della corrente di riposo di figura 7, e cioè attraverso la tabella 5-B.

A questi livelli, è possibile usare tensioni di alimentazione più basse, ed una minore impedenza dell'altoparlante. Lo schema dell'amplificatore funzionante con potenza di uscita di 1 W di figura 17 funziona con una tensione di alimentazione di 9 V, e con un'impedenza di carico di 8 Ω. Come si può facilmente notare, la struttura schematica è molto simile a quella illustrata alla figura 11, ad eccezione del fatto che si fa uno in questo caso di un transistor pilota del tipo «n-p-n», e di un transistor di ingresso del tipo «p-n-p». Le prestazioni di questo amplificatore sono sintetizzate nella tabella 6 che segue, mentre la figura 18 e la figura 19 ne illustrano la tecnica costruttiva sul supporto a circuito stampato.



Sistema di sicurezza personale "VAREX"

di P. Nava

Per la protezione contro le effrazioni, l'intrusione di ladri, lo scasso, ecc., il sistema VAREX che presentiamo in questo breve articolo rappresenta una delle applicazioni più moderne ed efficaci: si tratta di un dispositivo elettronico funzionante ad alta frequenza, progettato e realizzato in base ai più moderni accorgimenti.

Descrizione generale

La tecnologia del sistema di sicurezza personale VAREX è molto sofisticata, pur trattandosi di un'apparecchiatura di estrema semplicità funzionale.

Il dispositivo VAREX svolge due funzioni fondamentali, vale a dire

- La rivelazione della presenza di intrusi, e
- La trasmissione di un segnale di allarme a distanza.

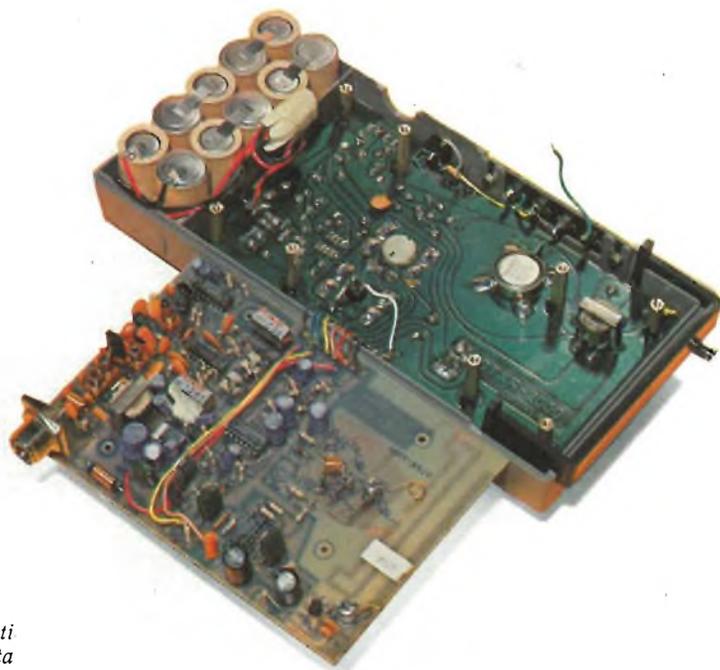
In aggiunta, la possibilità di impiego col sistema «paging» aumenta la flessibilità dell'intero sistema di protezione.

Osservando la *figura 1*, che identifica i diversi dispositivi di controllo e di comando delle due unità, si notano i due commutatori a cursore, che si trovano in corrispondenza delle estremità inferiori destra e sinistra del pannello frontale. Il commutatore di destra serve per

scegliere la funzione di «paging» o di «Allarme», applicando l'energia di alimentazione ai rispettivi circuiti. Il commutatore di sinistra sceglie invece il modo desiderato di funzionamento, nel senso che permette la selezione tra un allarme locale, un allarme a distanza, o entrambi simultaneamente.

Esistono anche due controlli che si trovano al centro del pannello: il controllo contrassegnato «RANGE» serve per regolare il diagramma polare di protezione, fino ad un raggio massimo di circa 8,3 m. Il pulsante «PAGING» permette all'operatore di impiegare l'unità soltanto come dispositivo di allarme a distanza, sul sistema dei «cerca-persone».

Sono stati previsti due indicatori visivi: il diodo fotoemittente a luce verde denota le condizioni di allarme, mentre il diodo fotoemittente a luce rossa permette di stabilire quando le batterie di alimentazione sono pres-



Viste interne delle sezioni «ricevitore» e «trasmettitore». Si noti la razionale disposizione dei componenti, Il «sistema» è in vendita presso le sedi GBC.

soché scariche, e devono quindi essere sostituite.

Il dispositivo acustico è stato sistemato in posizione tale da irradiare il suono dall'angolo superiore sinistro del pannello frontale.

Spiegazione dettagliata della funzione dei comandi

Il commutatore contrassegnato «POWER», che si trova in basso a destra, prevede tre posizioni: quando la leva si trova in posizione «OFF», l'apparecchio è disattivato, in quanto viene esclusa la tensione di alimentazione. Quando la leva viene portata in posizione «PAGE», il dispositivo funziona soltanto con l'allarme a distanza, appunto secondo il sistema «PAGING». Quando invece la leva viene spostata sulla posizione «ALARM», viene messo in funzione il rivelatore di movimento, ma, simultaneamente, funziona anche il dispositivo «PAGIG».

Il comando contrassegnato «SELECTOR», che si trova in basso a sinistra, prevede anch'esso tre posizioni: quando la leva viene portata in posizione «LOCAL», entra in funzione soltanto l'avvisatore acustico: nella posizione «REMOTE» funziona soltanto il sistema «PAGING». Infine, in posizione «BOTH» funzionano simultaneamente entrambi i sistemi, per cui il ricevitore entrerà in funzione indipendentemente dal fatto che il commutatore di funzione si trovi in posizione «PAGE» oppure in posizione «ALARM».

Per la regolazione della portata è necessario agire sul comando contrassegnato «RANGE»: regolare le dimensioni del diagramma panoramico del sensore.

Quando questa manopola viene ruotata completamente in senso antiorario, la portata è zero. Quando invece la manopola viene ruotata completamente in senso orario, la portata di azione è compresa tra circa 8 e 10 m in tutte le direzioni, sebbene il diagramma di sensibilità sia leggermente ellittico se il dispositivo viene appoggiato in posizione orizzontale.

Rammentare al riguardo che il migliore diagramma di

sensibilità viene ottenuto quando il dispositivo si trova appoggiato in posizione verticale.

Il pulsante «PAGING» è stato previsto per mettere in funzione il relativo ricevitore: in pratica, si ottiene quindi la disponibilità di un sistema di protezione del tipo «paging» quando il commutatore di funzione (10) si trova in posizione «PAGE», mentre il commutatore di modo (11) si trova in posizione «REMOTE». A tale proposito si noti che l'avvisatore luminoso a luce verde entra in funzione per tre secondi, quando il pulsante viene premuto. E' possibile ottenere un controllo di tipo acustico, predisponendo il selettore (11) nella posizione «BOTH».

Per quanto riguarda invece l'indicatore di allarme, la lampada produce un segnale luminoso di allarme ogni qualvolta viene eccitato il sensore di movimento, oppure ogni qualvolta viene messo in funzione il trasmettitore del sistema «paging».

L'altra lampada a diodo fotoemittente (7), contrassegnata «LOW-BATTERY» entra in funzione quando le batterie di alimentazione sono quasi completamente scariche. In tal caso, è necessario procedere immediatamente alla loro ricarica. Se questa lampada si accende in modo stabile, ciò significa che il dispositivo non è in condizioni di funzionare. Al riguardo si precisa che l'impianto funziona regolarmente anche mentre la batteria è sotto carica.

La presa contrassegnata «BATTERY CHARGER» è stata prevista per il collegamento del dispositivo per la ricarica delle batterie, fornito a corredo dell'impianto. E' importante evitare nel modo più assoluto l'uso di altri dispositivi, poiché, in caso contrario, è possibile arrecare gravi danni al circuito interno o ai relativi componenti, neutralizzando in tal caso la garanzia offerta dalla Fabbrica.

Il dispositivo «AUDIO (ANNUNCIATOR)» è utile per provare il regolare funzionamento dell'impianto:

questo segnalatore acustico viene messo in funzione quando il commutatore (11) si trova in posizione «LOCAL» oppure «BOTH», e quando il commutatore (10) si trova in posizione «ALARM».

Un apposito connettore, contrassegnato «EXTERNAL ANTENNA» è stato previsto per consentire l'inserimento di uno spinotto maschio del tipo PL 259, per una antenna esterna del tipo «GROUND PLANE», oppure per un'antenna CB per automobile o per barca, o ancora per uno stilo di tipo facoltativo, con collegamento centrale. Questo connettore rappresenta la soluzione ideale per le applicazioni nelle quali si desidera ottenere una portata particolarmente estesa del sistema «PAGING».

La presa «EXTERNAL ALARM» serve per alimentare un relè esterno VAREX facoltativo. Rivolgersi al riguardo al distributore locale per ottenere tutte le relative informazioni, oppure scrivere direttamente alla Fabbrica.

E' importante evitare l'uso di questo raccordo per collegare qualsiasi relè che non sia stato consigliato direttamente dalla Fabbrica. Nell'eventualità che tale precauzione non venisse osservata, è molto facile arrecare danni all'impianto, e neutralizzare in tal modo la garanzia.

L'apparecchio è munito anche di un morsetto di alimentazione, contrassegnato «POWER TERMINAL» (+): a questo morsetto può essere collegata una tensione positiva continua di 12 V, ma solo per alimentare gli eventuali accessori.

Il commutatore «ON/OFF» presente sul ricevitore serve per predisporre il suo regolare funzionamento: quando viene portato in posizione «ON», il ricevitore produce in continuità il suono di allarme «beep».

Infine, è stato previsto il commutatore «RESET»: dopo aver messo in funzione il ricevitore, è possibile neutralizzare il suono di «beep» esercitando una lieve pressione su questo pulsante. Ciò fatto, il ricevitore si trova in stato di pre-allarme, e comincerà a produrre il segnale acustico soltanto quando viene ricevuto il segnale dal trasmettitore.

Orientamento

Il sistema «PAGING» consiste in un'applicazione secondaria dell'impianto elettronico di sicurezza: è facile constatare che esso comporta numerose versatili applicazioni.

A questo riguardo è bene rammentare che, una volta che sia stata compresa perfettamente la funzione «paging», risulterà molto più facile comprendere la tecnica effettiva di impiego dell'impianto personale di sicurezza VAREX.

A - La funzione «Paging»

- 1 - Estendere l'antenna incorporata fino alla sua massima lunghezza, ed orientarla verso l'alto a partire dalla base.
- 2 - Predisporre il controllo «RANGE» alla sua massima rotazione in senso anti-orario: in tal modo si riduce a zero la portata.

- 3 - Portare il commutatore (11) sulla posizione «REMOTE».
- 4 - Per mettere in funzione l'impianto, portare il commutatore (10) sulla posizione «PAGE».
- 5 - A questo punto, dedicare l'attenzione al ricevitore «Paging». Per mettere in funzione questo ricevitore, spostare il piccolo commutatore a cursore sulla posizione «ON». Ciò fatto, il ricevitore deve iniziare immediatamente a produrre il suono caratteristico. In caso contrario, spostare diverse volte il commutatore a cursore tra le posizioni «OFF» ed «ON». Se nonostante questa manovra il segnale acustico non viene prodotto, controllare lo stato di carica delle batterie.
- Quando il ricevitore produce il segnale di allarme, premere il pulsante rosso di neutralizzazione (RESET), per bloccare il segnale acustico. A questo punto il ricevitore è pronto per funzionare, e si trova in stato di pre-allarme.
- 6 - Attendere dieci secondi, e premere il pulsante rosso «PAGING» sull'unità principale.
- 7 - Controllare che l'annunciatore Audio produca un suono approssimativamente per tre secondi. Nota- re anche che il ricevitore tascabile non abbia prodotto alcun suono.
- 8 - Successivamente, portare il commutatore (11) sulla posizione «BOTH». Con questa operazione si è fatto in modo che l'annunciatore locale possa entrare in funzione unitamente al ricevitore «Paging».
- 9 - Premere nuovamente il pulsante «PAGING». Ciò

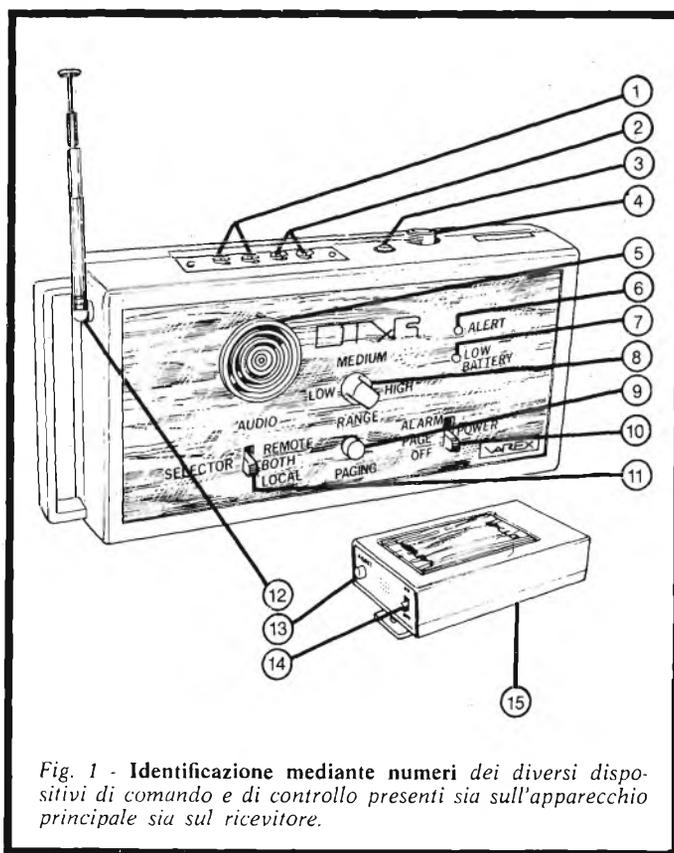
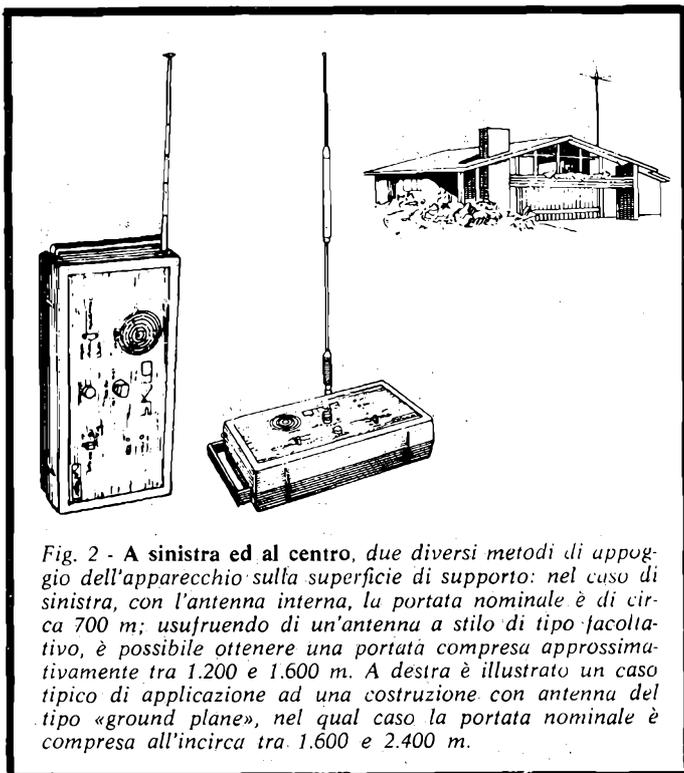


Fig. 1 - Identificazione mediante numeri dei diversi dispositivi di comando e di controllo presenti sia sull'apparecchio principale sia sul ricevitore.



- 6 - Con questa operazione viene completata la manovra che prende il nome di «PROVA DI MOVIMENTO» per il collaudo dell'impianto.
- 7 - A questo punto provare l'impianto con il commutatore (11) in posizione «REMOTE». Assicurarsi che il ricevitore sia in posizione di pre-allarme. Camminare lentamente nel campo di attività dell'apparecchio principale. In tal modo sarà possibile avere un riscontro di come l'impianto funziona in una vera e propria installazione.

Applicazione dell'impianto

L'impianto di sicurezza personale VAREX rappresenta il dispositivo più flessibile attualmente in produzione nel mondo intero: può essere impiegato in casa, in ufficio, in automobile, su di un veicolo di ricreazione, in una camera di albergo, in aereo, su una barca (in tal caso, occorre adottare alcune precauzioni per evitare che il campo di rivelazione raggiunga l'acqua circostante in movimento al di sotto ed intorno allo scafo), in quanto l'acqua è attiva, e può mettere in funzione l'impianto VAREX, o comunque in qualsiasi caso in cui si abbia la necessità di disporre di un sistema di sicurezza contro gli intrusi.

In ogni applicazione, è possibile usare l'impianto per essere avvertiti ad esempio quando i bambini vengono a casa da scuola. La possibilità di impiego come «cerca persone» («paging») può servire per informare un membro della famiglia che è stato chiamato al telefono per una cosa importante, oppure per chiamare a raccolta i bambini per il pranzo.

Ecco alcune particolarità fondamentali di un certo interesse per la maggior parte delle applicazioni dell'impianto, sia a casa che in ufficio.

La regolazione dei comandi di posizione e di portata sull'apparecchio principale determina la sicurezza con la quale l'impianto può funzionare. Dal momento che il dispositivo consiste sostanzialmente in un rivelatore di movimento, sistemare l'apparecchio in una posizione prossima al punto dal quale è probabile che possano entrare degli intrusi. Durante la scelta della posizione rammentare che il dispositivo rivela qualsiasi tipo di movimento, per cui l'apparecchio non deve essere installato in prossimità di oggetti metallici mobili, come ad esempio ventilatori, condizionatori d'aria, o qualsiasi altra massa ingombrante. Anche gli animali domestici di dimensioni relativamente notevoli possono dare adito al funzionamento dell'allarme, per cui deve essere loro impedito l'accesso alla zona protetta dal dispositivo.

Quando si regola la portata, ruotare l'apposita manopola su di una posizione che fornisca un'adeguata copertura interna, senza raggiungere i muri esterni e le porte. Lasciare quindi una «zona franca» di alcune decine di centimetri tra la zona interna protetta dal sistema, e la zona esterna non sottoposta a controllo. Dal momento che l'energia fornita dall'unità può passare attraverso le porte, i muri e le finestre, occorre fare attenzione ad evitare che la portata sia troppo estesa. Se infatti la portata è eccessiva, si può avere la produzione del segnale di al-

fatto il ricevitore inizia a produrre il suono di allarme, contemporaneamente all'annunciatore audio.

- 10 - Bloccare il ricevitore nel modo precedentemente chiarito. Portare la leva (11) sulla posizione «REMOTE».
- 11 - Premere il pulsante «PAGING». L'annunciatore locale non dovrà produrre alcun suono, mentre si dovrà notare il segnale acustico prodotto dal ricevitore.

B - Funzione di allarme

- 1 - Portare il commutatore (10) sulla posizione (ALARM). Riportare il suo commutatore (11) sulla posizione «LOCAL».
- 2 - Regolare il controllo «RANGE» in un punto compreso tra le posizioni «LOW» e «MEDIUM», controllando simultaneamente che l'annunciatore audio funzioni.
- 3 - Allontanarsi dall'apparecchio principale di circa 2,5 m. Attendere circa trenta secondi, e quindi avvicinarsi nuovamente ad esso, ma con molta lentezza (all'incirca 90 cm al secondo).
- 4 - Non appena si ode il suono prodotto dall'annunciatore locale, ciò significa che si è entrati nel campo di rivelazione di movimenti.
- 5 - Ripetere questo procedimento diverse volte, finché si acquista la necessaria familiarità col diagramma di protezione. Provare a muoversi da varie direzioni. Il periodo di allarme è di dieci secondi, ma la massima portata viene ottenuta tra un minimo di trenta secondi ad un massimo di un minuto e mezzo.

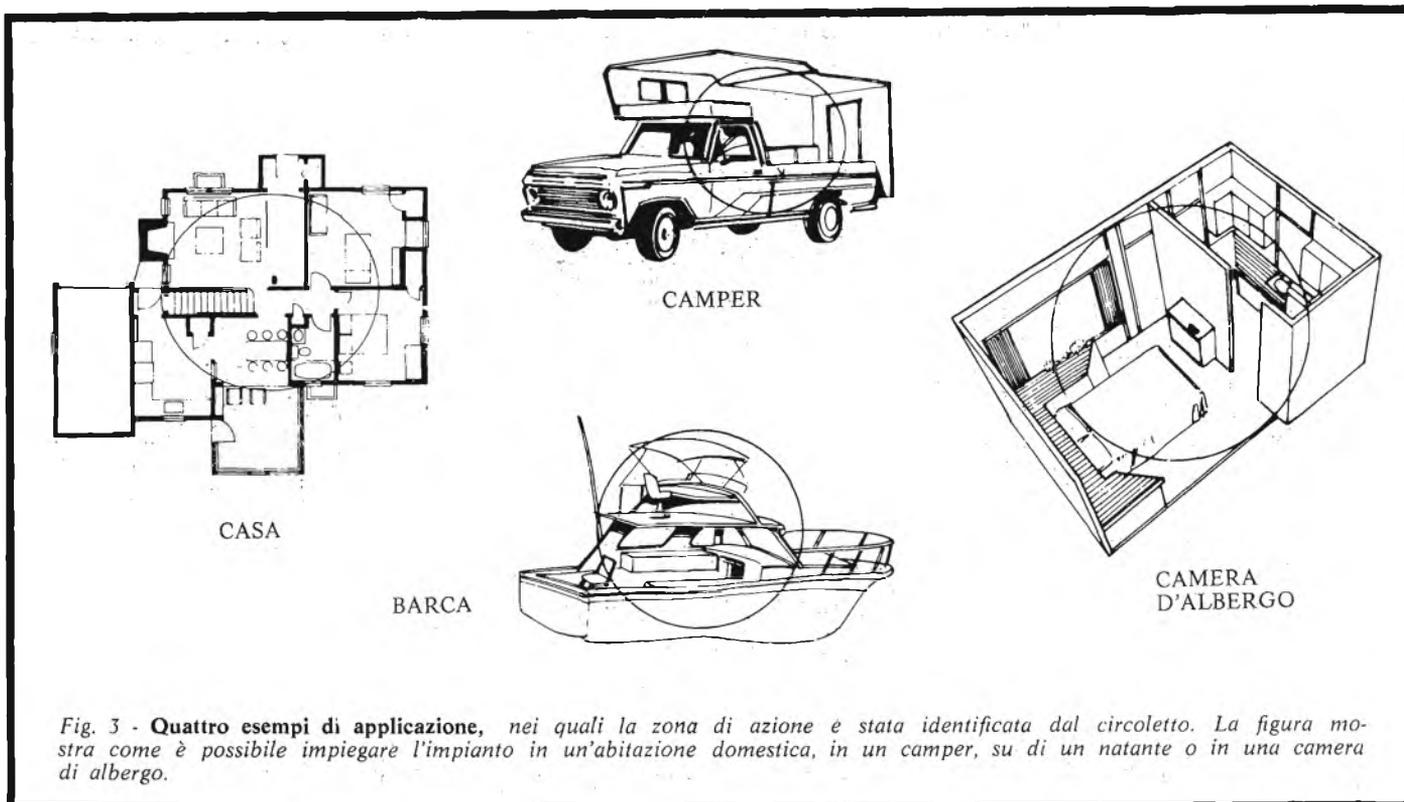


Fig. 3 - Quattro esempi di applicazione, nei quali la zona di azione è stata identificata dal circoletto. La figura mostra come è possibile impiegare l'impianto in un'abitazione domestica, in un camper, su di un natante o in una camera di albergo.

larne anche quando l'apparecchio rivela il passaggio di persone o di oggetti mobili all'esterno dell'area che si intende proteggere.

Note di funzionamento

Rammentare che l'impianto di sicurezza personale VAREX è un sistema omni-direzionale, e che la sua sensibilità si estende all'interno delle pareti e di molti altri materiali solidi. Ciò significa anche che agisce attraverso i pavimenti ed i soffitti. Rammentare anche che, quando il dispositivo viene messo in funzione, è meglio sistemare l'apparecchio su di uno scaffale o su un tavolo, quando esiste qualche probabilità che qualcosa si possa muovere al di sotto della zona protetta. Tenere anche presente che il miglior effetto protettivo viene ottenuto predisponendo il dispositivo in posizione verticale, con il lato lungo in basso.

Come già si è detto, è opportuno prevedere una ragionevole «zona di sicurezza». Non tentare di coprire una area maggiore di quella che si intende proteggere. Provare a seguire il percorso che molto probabilmente verrebbe seguito da un intruso, e regolare l'apparecchiatura in modo da coprire buona parte di tale superficie.

Per l'uso in una barca, assicurare che venga lasciata un'ampia zona di sicurezza tra l'area di protezione e la linea di galleggiamento.

Quando l'impianto viene usato in ambienti ricchi di strutture prevalentemente metalliche, come ad esempio nei camper, negli autocarri, ecc., è molto meglio usare un'antenna esterna del tipo CB, collegata attraverso uno spinotto del tipo PR 259, tramite il raccordo presente nella parte superiore dell'apparecchio.

Per ottenere la portata nominale di trasmissione usufruendo dell'antenna incorporata, sistemare l'apparecchio nel modo illustrato in figura 2. Per aumentare la portata negli impianti portatili, usare un'antenna a stilo a collegamento centrale (del tipo che può essere fornito come accessorio supplementare), il cui aspetto è visibile nella stessa figura 2. Per ottenere la massima portata, eseguire il collegamento con un dispositivo del tipo «ground plane» installato sul tetto (vedi figura 2 a destra).

La massima estensione della portata è spesso una caratteristica auspicabile, ma, in tal caso, è bene anche prevedere la minima durata del tipo di responso nei confronti dell'area protetta. Se da un lato l'impianto può trasmettere un segnale fino alla distanza di circa 1,5 km, dall'altro è consigliabile che sia presente una persona adeguatamente scelta, in prossimità della zona protetta, e che possa rispondere al segnale di allarme.

L'apparecchio non deve essere installato direttamente su superfici metalliche, in quanto è possibile che in tal caso il dispositivo rivela la propria stessa presenza, e dia luogo a falsi allarmi. Inoltre, il trasmettitore funziona a massima potenza soltanto quando la batteria di alimentazione è completamente carica. E' quindi condizione indispensabile che la batteria venga ricaricata ogni qualvolta sene presenta l'opportunità, affinché vengano garantite costantemente le migliori condizioni di funzionamento.

La figura 3 rappresenta quattro tipiche applicazioni, illustrando anche la normale zona di azione evidenziata dal circoletto. In particolare, essa rappresenta i casi tipici di impiego dell'impianto in una normale abitazione, in un camper, in una barca, o in una camera di albergo.

i "best-sellers"



AUDIO HANDBOOK

Un manuale di progettazione audio con discussioni particolareggiate e progetti completi

L. 9.500 (Abb L. 8.550)

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

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

L. 18.500 (Abb L. 16.650)

SC/MP

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

L. 9.500 (Abb L. 8.550)

IL BUGBOOK V E IL BUGBOOK VI

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

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

L. 19.000 ogni volume (Abb L. 17.100)

IL TIMER 555

Il 555 è un temporizzatore dai mille usi. Il libro descrive circa 100 circuiti utilizzanti questo dispositivo e numerosi esperimenti

L. 8.600 (Abb L. 7.750)

IL BUGBOOK I E IL BUGBOOK II

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

L. 18.000 ogni volume (Abb L. 16.200)

IL BUGBOOK II/A

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

L. 4.500 (Abb L. 4.050)

IL BUGBOOK III

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

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

L. 19.000 (Abb L. 17.100)

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI

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

L. 15.000 (Abb L. 13.500)

LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI

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

L. 15.000 (Abb L. 13.500)

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

SCONTO 10% AGLI ABBONATI

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

Pagamento anticipato senza spese di spedizione

Nome _____

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

Cognome _____

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

Via _____ N. _____

N. — SC/MP L. 9.500 (Abb L. 8.550)

Città _____ Cap _____

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

Codice Fiscale _____

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

Data _____ Firma _____

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

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

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

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

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

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

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



di Paolo Bozzola
quarta parte

La musica elettronica

In tre puntate vi sono stati svelati vari misteri sul setup generale di un sintetizzatore che si possa, una volta terminato, definire «professionale».

Il guaio è, direte voi, che molte delle cose di cui vi ho parlato sembrano (e in effetti sono) l'Uovo di Colombo: per cui un'indagine superficiale potrebbe facilmente indurre il lettore o a considerare ciò che è stato scritto inutile e superfluo, oppure a decidere uno «skip», cioè una decisione di saltare le parti introduttive per gettarsi nel profondo del problema solo appena iniziano le descrizioni dei primi circuiti.

Approfitto ancora di questo spazio per suggerirvi che una tale politica, soprattutto nei confronti dell'argomento «Sintesi Audio», è decisamente da rifiutare.

Occorre, infatti, comprendere che il mio scopo, in questi articoli introduttivi, *NON E'* quello di insegnare a voi o a molti di voi come si monta una scatola o come si inserisce un alimentatore o altro, e tantomeno mi sento io in diritto di considerare completamente ignorante una persona che vuole accingersi per la prima volta alla costruzione di una macchina così complessa.

Io, invece, desidero che si realizzi una cosa soltanto: e cioè che si FONDI (è la definizione esatta) uno STANDARD adottato quindi da tutti gli interessati, di modo che, successivamente, non sia una impresa impossibile

Continuo qui il mio discorso sugli standards, sperando, con questa puntata, di essere riuscito infine a eliminare ogni vostro dubbio in merito.

La decisione di aprire il programma di Musica Elettronica con questa introduzione, a parte le richieste in merito, è stata, ripeto, presa per colmare una volta per tutte le lacune sul collegamento ed il setup generali fra i vari moduli.

Per la vostra felicità, invece, già fin d'ora vi posso preannunciare che la seconda parte, cioè «costruttiva ed applicativa», avrà inizio fin dal prossimo numero.

Il nostro discorso di Hardware si svolgerà poi partendo dalla tastiera fino ad arrivare a tutti i moduli del sistema, non prima, però, di avere presentato un solidissimo modulo di Power.

creare un «USER'S GROUP» formato da utenti che veramente abbiano parecchie affinità fra di loro.

Questo significa che io vorrei che l'utente (nuovo al discorso o già smalzato) si orientasse su linee di progetto standard nelle caratteristiche dei moduli, standard nell'interfacciamento con le loro appliances esterne, e, direi cosa molto importante, standard anche nel prezzo.

GLI STANDARDS NEL SETUP DEL SISTEMA:

Il discorso sulle caratteristiche tecniche

Prendiamo, di fatto, un modulo del sintetizzatore.

Tralascio il fatto che già noi dovremmo essere in possesso di manuale relativo, e quindi conoscere alla perfezione come esso funzioni. Piuttosto, consideriamo le varie possibilità di COME usare il modulo nei confronti di tutti gli altri.

Alimentazione

Sembra una cosa ovvia, ma tragiche esperienze dimostrano che non lo è: il problema dell'alimentazione.

Esso è inscindibile dal set delle caratteristiche tecniche del modulo (ripeto: modulo inteso come circuito, indipendentemente dal fatto che in seguito noi lo usiamo in una struttura modulare o precablata) come lo sono i problemi riguardanti i segnali in input e output etc. Se il modulo in questione fa parte di un sistema completo (sia esso definito una volta per tutte o soggetto ad espansioni future) allora usualmente il manuale globale presenta un alimentatore adatto al controllo di tutti i moduli, e nessuna difficoltà esiste nell'applicare le norme di collegamento.

In generale, però, un modulo complesso non ha MAI un solo rail di Power Supply (oltre, ovviamente, al ritorno di massa): per cui di solito ci si dovrebbe orientare su quelle strutture che, non facenti parte di un insieme definito, necessitano di alimentazioni semplificate. Un tipico set di moduli (PAIA), per esempio, richiede + 9 e - 9 V con relais opzionali a + 18 V per alcuni casi.

Difficilmente, però, è possibile creare una struttura che contenga moduli complessi e contemporaneamente ali-

mentabili da solo due relais: tipica, in questo caso, è la struttura 5600/4600/3800, che richiede un rail multiplo di + 14, + 7, + 5 e - 7, - 14 V.

In questi casi, la scelta di un alimentatore appositamente progettato risolve all'origine tutti i problemi di collegamento.

In genere, un rail di Power complesso NON E' indice di cattiva progettazione, anzi è quasi sempre il contrario.

Più rails separati, infatti, permettono una virtuale separazione dei «blocchi» che compongono il modulo, evitando così che carichi fortemente variabili presenti, per esempio, sul rail usato per alimentare dei LED, vadano a danneggiare prestazioni di stabilità di un bias nel VCO. E così via.

Dunque, se voi stessi progettate un modulo da inserire in un sistema già definito, cercate di osservare, bene nei limiti del possibile, tutte le precauzioni necessarie.

Infine, la nota riguardante l'assorbimento: in genere io consiglio di essere DI MOLTO ridondanti soprattutto per quanto riguarda il Power: l'ideale è sfruttare un «modulo-tipo» come quello che vedremo nella prossima puntata per DUE contenitori standard al massimo. L'ideale, però sarebbe un modulo-Power per ciascun contenitore. Ad ogni modo, in tale caso, il setup del sistema di alimentazione assume l'aspetto della figura 1.

E' assai ovvio che il sistema di figura 1 si applicherà a quelle strutture prettamente modulari che sono soggette ad una espansione molto marcata; sistemi «chiusi» o di taglio medio piccolo (5600/4600 medioalto e 3800 piccolo) sono con semplicità alimentabili usando un solo modulo Power.

I segnali del sistema

Una volta che il modulo è alimentato, esso deve funzionare nei limiti delle specifiche date. Ancora, le specifiche o le fate voi (progetto vostro), o le ricavate dai manuali di montaggio.

In genere, comunque, un qualsiasi circuito, con esclusione dei controllori di Keyboard e altri casi particolari, è progettato per generare o manipolare dei «segnali». Per

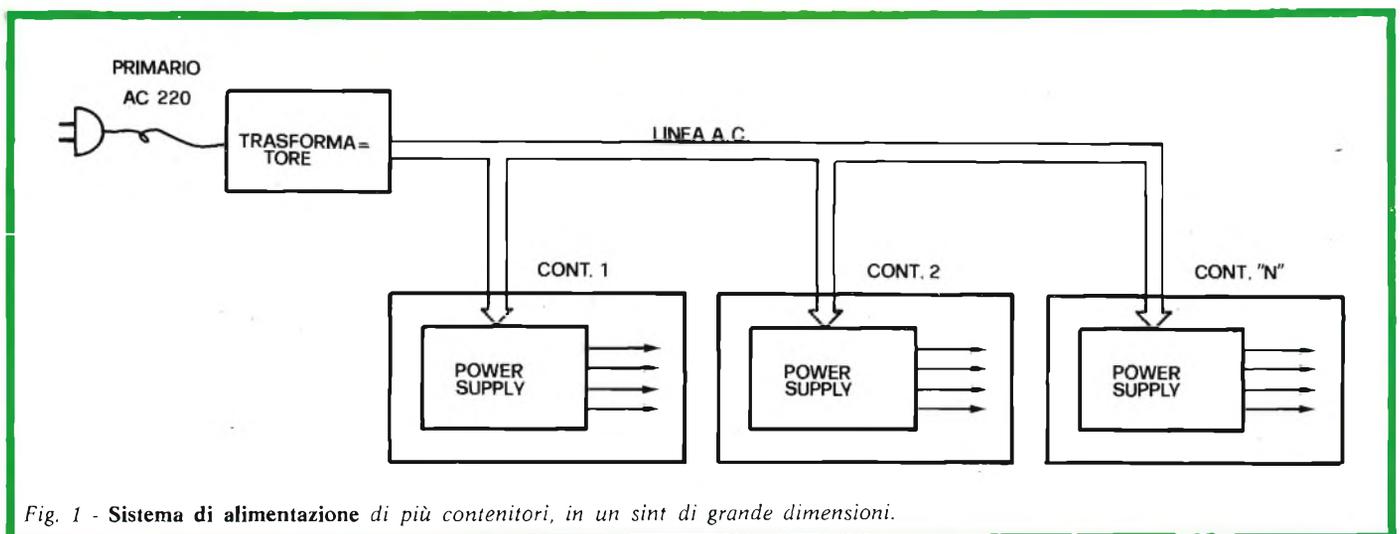


Fig. 1 - Sistema di alimentazione di più contenitori, in un sint di grande dimensioni.

una descrizione più precisa in termini di «categorie» ci si riferisca a quanto è stato spiegato nella prima puntata di questo programma.

Vediamo ora che cosa si intende per «segnale», senza fare qui un corso di Teoria della Trasmissione.

Dunque, nel nostro caso, «segnale» è un particolare susseguirsi di informazioni, sotto forma di livello di tensione variante con continuità in funzione del tempo, che si trasmette da un generatore ad un utilizzatore tramite una linea, nel caso un cavo di rame.

A parte queste «definizioni di rito», nelle nostre macchine girano molti tipi di informazioni che, comunque, hanno tutte la forma di segnali, diciamo così, in tensione.

Se osservate la *figura 2*, potete vedere la descrizione grafica di questi segnali, ovvero il variare della loro ampiezza in funzione del tempo.

Operiamo, ora, una distinzione (che a voi dovrebbe essere già più o meno nota) fra i «SEGNALI AUDIO» ed i «SEGNALI DI CONTROLLO».

Per sua stessa definizione, un segnale «Audio» è una forma d'onda (il cui andamento a noi non interessa per ora) che, in fin dei conti, manipolata o meno, noi poi SENTIREMO amplificata dal nostro amplificatore.

Un segnale audio in genere è originato, all'interno della macchina, da opportuni moduli detti «generatori» o più diffusamente «oscillatori»; altresì un segnale audio può benissimo essere immesso nel sistema dall'esterno, tramite apposite interfacce che colleghino il sintetizzatore a strumenti (o, comunque, fonti sonore) esterni.

Virtualmente, dunque, noi adopereremo in modo da creare, all'interno del sint, un «bus» (un percorso, una via, come volete) audio, ove quindi convergano entrate e uscite dei moduli che generano o processano i segnali audio. Che queste entrate ed uscite siano collegabili tramite commutatori e/o tramite cavetti esterni al pannello di controllo non ha nessuna importanza: l'essenziale è sapere che ci sono ben determinati percorsi per i segnali audio.

Detto questo, occorre ritornare sulla *figura 2* (parte 2/1): in tale modo possiamo avere una idea di che cosa significhi dettare degli standards sui segnali audio: significa, cioè, stabilire delle norme riguardanti l'ampiezza e l'offset dei segnali stessi.

Questo, poi, vale anche per gli altri tipi di segnali.

In generale i due casi possibili e più frequenti sono quelli di *figura 2/1*, e cioè un segnale audio che ha una ampiezza massima di «+ V» rispetto a massa, e inoltre non assume MAI valori negativi rispetto a massa. In genere, nella strutturazione del nostro futuro sistema, noi ADOTTEREMO SEGNALI AUDIO DI QUESTO TIPO, avendo cura che il valore massimo di ampiezza «+ V» non superi mai i + 5 V.

Sempre dalla *figura 2/1*, notiamo che una altra tipica situazione è quella del caso «b», dove il segnale audio è questa volta riferito allo zero, ma può assumere valori sia positivi che negativi nella sua ampiezza, MA IN OGNI CASO I VALORI SONO SIMMETRICI RISPETTO ALLO ZERO. Se lo zero è la massa stessa, il segnale si dice

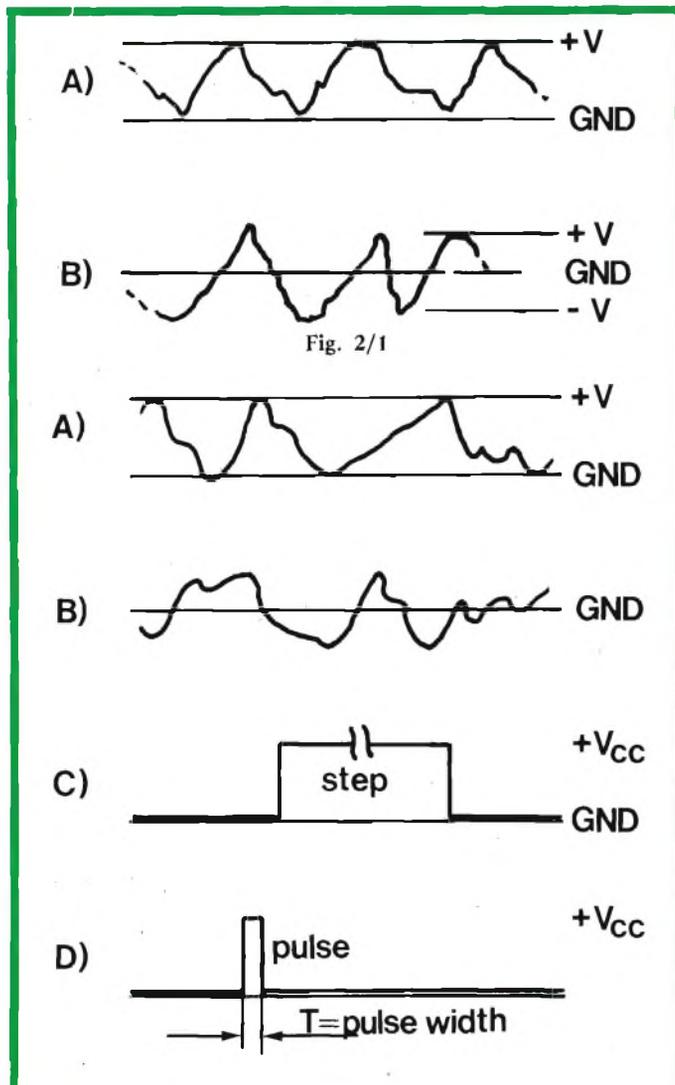


Fig. 2/2

Fig. 2 - Semplificazione degli standards di segnale. 2/1 - Relativamente a segnali audio: a) segnale riferito alla massa; b) segnale simmetrico rispetto alla massa. 2/2 - Relativamente ai segnali di controllo: a) segnale di controllo solo positivo; b) segnale di controllo simmetrico rispetto alla massa; c) segnale di gate; d) segnale di trigger.

«simmetrico rispetto a massa». Un tale tipo di segnali audio è usato (con ampiezza picco-picco di 500 mV) nel sistema PAIA.

Vale, per gli esempi di *figura 2*, la seguente regola di massima: «IN GENERE UN SEGNALE AUDIO RIFERITO A MASSA (andamento da 0 a 5 V) E' TIPICO DI QUEI SISTEMI CHE USANO MODULI DIRETTAMENTE ACCOPPIATI FRA DI LORO (cioè senza accoppiamento capacitivo con condensatori di bypass) MENTRE UN SEGNALE AUDIO SIMMETRICO E' PRESENTE SE I MODULI GENERATORI O DI PROCESSO ADOPERANO CONDENSATORI DI ACCOPPIAMENTO FRA DI LORO».

In genere, dunque, si tratta di effettuare una scelta di base fra questi due «modelli». Ebbene, LO STANDARD AUDIO DA NOI SCELTO E' QUELLO DI OPERARE SU SEGNALI RIFERITI A MASSA, CON ANDAMEN-

TO DA 0 A 5 V.

Niente paura, comunque: là ove ci saranno discordanze (esempio: volete usare un modulo tipo-PAIA sul SYSTEM 5600) tutte le indicazioni del caso saranno date. Ricordate comunque che, se pur lo standard dato sopra è stato fissato in sede di progetto, è stato anche tenuto conto delle eventuali possibilità di lavorare su segnali simmetrici: per cui i miei moduli, senza alcuna difficoltà, potranno lavorare sia su segnali simmetrici che su segnali riferiti a massa, PURCHE' le specifiche riguardanti le ampiezze siano rispettate in pieno.

Qual è la ragione che mi ha indotto a fissare questo standard? Ebbene, come poi vedrete in seguito quando descriverò i segnali di controllo, noi sceglieremo dei «Control Voltage» che hanno andamento IDENTICO a quello del nostro standard audio, cioè segnali da accoppiare direttamente, con un andamento compreso fra 0 e + 5 V.

E' immediato afferrare, così, che a questo punto noi possiamo usare anche segnali audio come segnali di controllo, e viceversa, potendo dunque «inquinare» i rispettivi bus senza timore di creare problemi di compatibilità, e quindi potremo realizzare con facilità moltissimi effetti speciali altrimenti impossibili.

Ma veniamo ora ad un esame più dettagliato dei segnali di controllo. Come avrete avuto modo di conoscere, se siete avvezzi all'uso del sint, esistono DUE tipi di segnali di controllo.

Il primo tipo (figura 2/2 a e b) è più propriamente detto «CONTROL VOLTAGE» ed in genere ha la forma di una tensione variabile nel tempo che si applica alle apposite entrate di controllo dei vari moduli, entrate che permettono di variare i parametri associati semplicemente applicando valori diversi della tensione di controllo.

Il secondo tipo (figura 2/2 c e d) è costituito invece da tutti quei segnali che servono a comandare l'avvio (o la fine) di particolari operazioni all'interno della macchina: tipici sono i segnali di gate e di trigger che, per esempio, voi abitualmente applicate agli appositi ingressi degli ADSR.

Ora, in base alle nostre buone necessità, possiamo affermare che LO STANDARD ADOTTATO NEI SEGNALI DI CONTROLLO DEL TIPO A/C/D E' IL MEDESIMO ADOTTATO PER IL BUS AUDIO: CIOE' SEGNALI CON ANDAMENTO COMPRESO FRA 0 E + 5 V.

Una ultima nota che riguarda i segnali di controllo, la possiamo spendere per la figura 2/2 b. Il caso «b», infatti, «sembrerebbe» fuori dai nostri standard fissati.

Invece, in alcuni aspetti, noi useremo questo tipo di segnale. Ricordo che il caso «b» è quello di un segnale di controllo simmetrico rispetto alla massa, come in genere succede se si accoppia capacitivamente il segnale stesso (l'abbiamo visto prima).

Che senso ha usare un segnale simmetrico con controllo? La spiegazione occorre andarla a cercare fra le «caratteristiche tecniche di funzionamento» del modulo, come più ampiamente sarà descritto fra poco. Allora voi tro-

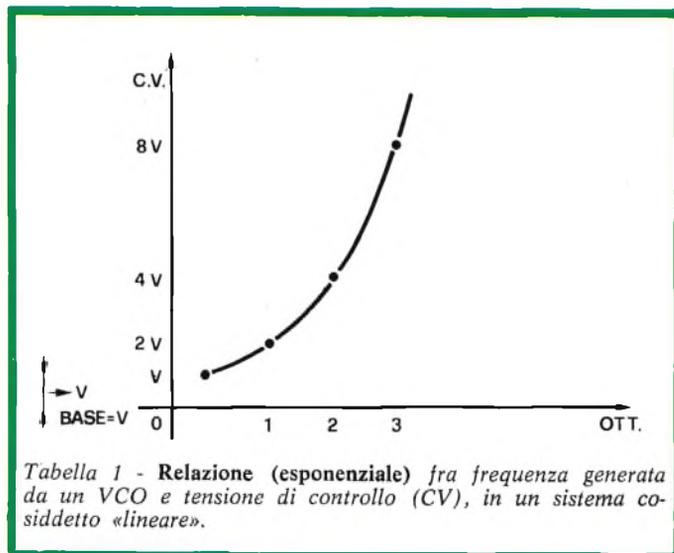


Tabella 1 - Relazione (esponenziale) fra frequenza generata da un VCO e tensione di controllo (CV), in un sistema cosiddetto «lineare».

verete che esistono moduli che hanno degli ingressi per «Control Voltage», cosiddetti «lineari». Il che significa che LA VARIAZIONE DEL PARAMETRO CONTROLLATO DAL SEGNALE DI CONTROLLO E' DIRETTAMENTE PROPORZIONALE ALLA VARIAZIONE DELLA TENSIONE DI CONTROLLO STESSA. Ovvero:

$$\Delta (\text{parametro controllato}) = K \cdot \Delta (\text{Control Voltage})$$

Accade così che ci siano dei parametri che richiedono variazioni in ingresso della C.V. (control voltage) particolari se si vuole che il modulo funzioni correttamente. Questo è il caso degli oscillatori nei sistemi lineari, la cui caratteristica è che la FREQUENZA (cioè il loro parametro controllabile) varia linearmente al variare della C.V.

Se ora considerate che la linearità vuol dire che con 1 V di C.V. ottengo per esempio 1.000 Hz, con 2 V 2.000 Hz, con 3 V 3.000 Hz, e così via, capirete anche che tale linearità va bene con i requisiti della estetica musicale, la quale ha fissato per la scala temperata equamente la norma che la frequenza RADDOPPI ad ogni salto di ottava (in sù), solo se la tastiera genera una «KBD C.V.» opportuna. Dunque se una nota è 1.000 Hz, la sua ottava sarà 2.000 Hz, la sua seconda ottava 4.000 Hz e così via.

Ci accorgiamo che la relazione fra la tensione di controllo e la variazione in ottave NON E' più lineare.

La tabella 1 vi mostra la tipica relazione esponenziale, che voi oramai dovrete conoscere alla perfezione perché pubblicata moltissime volte!

Benissimo: di questi preamboli ora noi estrapoliamo ciò che ci serve. Ovvero vi accorgete che la curva di tabella 1 NON PUO' essere shiftata in alto o in basso e allo stesso tempo mantenere relazioni sensate fra C.V. e ottave. Cioè, un «offset» aggiunto o tolto alla C.V. in ingresso ad un oscillatore LINEARE manda subito fuori accordatura il modulo stesso.

Ecco, dunque, (e qui concludiamo la nota, finalmente!) le ragioni per l'uso di una tensione di modulazione che sia rigidamente simmetrica rispetto alla massa: il modulo verrà controllato senza dubbio in modo da comportarsi come noi vogliamo (nel nostro caso, con un VCO,

avremo un «vibrato», ed inoltre NON uscirà dalla accordatura perché, sempre, il valore medio del segnale di modulazione è ZERO, e dunque in media non c'è alcuno shift della caratteristica (ancora tabella 1).

Infine, una breve nota che riguarda i moduli ove tale modulazione simmetrica rispetto allo zero (che è il valore medio, dunque, si rende generalmente necessaria: VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (se lineare) VOLTAGE CONTROLLED FILTER (se lineare) VOLTAGE CONTROLLED AMPLIFIER (se lineare) E IN GENERE OGNI ALTRO MODULO CHE HA UNA RELAZIONE LINEARE FRA LE VARIAZIONI DEL PARAMETRO CONTROLLATO E QUELLE DELLA C.V. IN INPUT.

Note più dettagliate saranno date in sede di presentazione dei vari moduli, mentre altri casi generali saranno discussi fra poco, quando parleremo delle caratteristiche tecniche.

Note sulle Checkout delle caratteristiche tecniche

L'utente, all'atto della «scelta», si trova di fronte sempre ad un considerevole numero di parametri, per cui le valutazioni sono di certo poco facili. Come l'acquisto di un'automobile l'utente si affida a sheets e cataloghi vari, più o meno precisi, in genere l'appassionato di sintesi audio si succhia come un vampiro le notarelle tecniche di tutti gli apparati dei quali egli viene a conoscenza. Il fatto è che ognuno «tira l'acqua al suo mulino», e così il venditore cerca sempre di decantare le bontà dei suoi apparati e mai le scelte del futuro utente tramite un listing chiaro di caratteristiche e modalità d'uso.

Ecco allora una succinta notarella che vorrebbe avere lo scopo di aiutarvi nel setup iniziale del vostro sistema.

- 1) AVETE SCELTO SE CREARE UNA STRUTTURA MODULARE O PRECABLATA?
- 2) IN TALE CASO CERCATE DI FARVI UNA IDEA DEL NUMERO E DEL TIPO DI MODULI DA INSERIRE NELL'UNA O NELL'ALTRA STRUTTURA (Note in proposito sono state date nelle scorse puntate).
- 3) CON L'IDEA DI QUALI MODULI ADOPERARE, PRENDETE LE TABELLE DELLA PRIMA PUNTATA E COMINCIATE A VEDERE SE I MODULI CHE AVETE SOTTOMANO RIENTRANO NELLE SPECIFICHE GENERALI.
- 4) QUINDI CONSIDERATE LE SEGUENTI REGOLE:

— Il «Range» (ovvero l'ampiezza e il posizionamento rispetto a massa del segnale) del segnale, sia esso di controllo o audio, deve essere comune a TUTTI i moduli. In genere troviamo che:

CONTROL VOLTAGE RANGE : da 0 a + 5 V
AUDIO SIGNAL RANGE : da 0 a + 5 V
ACCOPIAMENTI : diretti.

— Se usate un controllore di tastiera analogico (cioè partitore più Sample Holder), verificate che:
Esiste il Circuito del GLISSATO.
Esiste la possibilità di modulare direttamente la KEYBOARD C.V. (KBD C.V.).

Il Range della KBD C.V. deve andare da pochi millivolt a PIU' di 5 V (se modulata deve raggiungere almeno 7,5 V).

Deve esistere un «TUNE» ed uno «SWEEP».

— Se usate un controllore digitale, poiché le specifiche sono varie, è meglio che vi riferiate direttamente ai manuali applicativi (con controllori digitali molti effetti sono, infatti, ottenibili più che altro da software).

— Controllate che il FILTRO sia PILOTABILE IN TENSIONE nel suo parametro «FREQUENZA DI TAGLIO» (cutoff). Con molta facilità è possibile reperire progetti che rendano pilotabile anche la Risonanza. Un buon filtro deve avere un RANGE MINIMO (che è l'estensione della banda «sweepabile» di DUE DECADE (es.: da 10 Hz a 1.000 Hz) in due gamme selezionabili (dunque Low Range - di solito 10/1.000 Hz - e High Range - 100/10.000 Hz o meglio).

— Abbiate cura di verificare la Attenuazione massima del VCA (Voltage Controlled Amplifier): essa è già buona se è di —60 dB.

— Ancora sul VCF (Voltage Controlled Filter): esistono innumerevoli tipi e modelli, ma in generale DUE sono le strade seguite. La prima prevede che il filtro sia «multimodale», e quindi disponga di uscite «passabanda - passabasso - passaalto - notch». In generale questi sfruttano gli schemi cosiddetti «a stato variabile». La risonanza va da zero a molte decine (tipico esempio il PAIA 4740 con Q o Resonance da 0 a 150). Lo «SLOPE» è un'altra importantissima cosa da appurare. Buoni filtri devono avere uno «slope» minimo di —12 dB/ottava. Ricordo che lo slope o attenuazione è l'indice di quanto viene attenuato il segnale fuori dalla banda passante.

La seconda via percorsa dai progettisti di VCF è quella di scegliere una sola funzione (quindi VCF solo passabasso o passaalto o notch o passabanda) per semplificare lo schema, potendo così, ppoi, concentrare tutta la loro attenzione sullo slope (che è sempre di —24 dB/ottava) e sulla Risonanza. Quest'ultima può essere pure controllabile in tensione. Tali filtri hanno una tale risonanza che possono essere portati all'autooscillazione con estrema facilità. In tale caso essi divengono dei VCO che generano una perfetta sinusoide. L'uso musicale del VCF come VCO sinusoidale dipende dalla bontà del circuito interno di controllo.

— Controllate i generatori di involuppo, ovvero «ENVELOPE GENERATORS» cioè «TRANSIENT GENERATORS» ovvero ADSR ovvero AR.

DUE E SOLO DUE sono i tipi disponibili:

TIPO A: «detto generatore automatico». Ovvero l'involuppo parte appena viene ricevuto un segnale di gate-trigger, MA le fasi iniziali di ATTACK e 1° DECAY si compiono sempre anche se il segnale di Gate viene rimosso. Ovvero anche se il tasto viene rialzato.

TIPO B: detto «generatore dinamico». Ovvero la fase di Attack e di 1° Decay è presente (e può venire completata) se e solo se il tasto viene tenuto premuto.

Esempi tipici di queste situazioni sono gli ADSR Paia ed i TG del System 5600; invece ADSR dinamici sono

quelli del System ARP 2600. Ricordo che «AR» sono dei generatori di involuppi semplificati che possiedono solo Attack e decay (oltre, ovviamente, al Sustain).

— Degli ADSR dovete controllare le modalità del TRIGGER; ovvero:

Verificate che la trigger input risponda ad uno step e/o ad un Pulse.

Verificate il RANGE di questo segnale di Start: ricordo che il nostro standard è quello di usare step di 0... +5 V.

— Ancora per il modulo di controllo della tastiera: verificate che (sia dal modulo analogico, che dal modulo digitale, che dal Port del Computer) sia possibile originare segnali di Trigger/Gate compatibili con i fabbisogni dei generatori di involuppo (e di tutti gli altri moduli che necessitano di segnali di sincronismo).

— IN GENERALE: verificate le possibilità (o la facilità di modifica) del circuito di controllo delle tensioni in Input; ovvero verificate se esiste o esistono sommatore (e quindi la possibilità di applicare controlli contemporanei) e se esistono possibilità di aggiungere bias o modulazioni.

— IN GENERALE (anche se queste poche righe non sarebbero sufficienti ad esaminare tutti i casi) dovete verificare compatibilità nelle IMPEDENZE di Input e di Output. Moduli che fanno largo uso di Amplificatori Operazionali presentano in genere impedenze di uscita estremamente basse, e sono protetti dai cortocircuiti accidentali sulle uscite. In genere potete comunque evitare guai semplicemente inserendo in serie ad ogni uscita che viene da un OPAMP un resistore da 3 K. Così se vi capita per errore di collegare fra di loro due uscite, eviterete di sovraccaricare gli amplificatori stessi.

Per le impedenze di entrata vale la regola che «si entra in un ingresso ad alta impedenza con un segnale proveniente da un'uscita a bassa impedenza». Se rispettate tale regola siete sicuri di non crearvi dei guai. In sistemi enormemente grandiosi, però, certe linee o del bus di C.V. o del bus audio possono essere sovraccaricate; in tali casi provvedete ad inserire dei buffer, come si era visto nella scorsa puntata.

Per i segnali di trigger, invece, potete bufferare le linee usando dei buffer C-MOS del tipo MC14050 (hex non-inverting buffer).

E qui finisce la nota n. 4! Ma proseguiamo subito con la seguente:

5) REGOLA GENERALE IMPORTANTISSIMA, CHE CONDIZIONA LA SCELTA DI TUTTI I MODULI DEL SISTEMA.

— OVVERO «scelgo i moduli esponenziali oppure lineari?».

Orbene, io vorrei esonerare i lettori dal sobrirsi una tiritera relativa a frequenza, tensione di controllo, 1.06 etc. radice dodicesima di due etc.: io credo che sia meglio, visto che molte cose saranno oramai risapute (e anche pubblicate di recente qui), limitarsi a dare alcune note generali e quindi, cosa che personalmente io ritengo ben più importante, passare a fare confronti di caratteristiche, adducendo i motivi per cui una scelta o l'altra

è da farsi..

LINEARE è una relazione del tipo $A = K \cdot B$, ove una variabile è dunque proporzionale, secondo un certo parametro, ad un'altra.

Siccome nel nostro sistema di sintesi il discorso su linearità (ed esponenzialità) salta fuori quando si parla di Control Voltage, ecco che dovremo applicarlo a quei moduli per i quali è importantissimo che la variazione del parametro fondamentale (controllato appunto dalla C.V.) segua precise regole.

Tali moduli sono, in generale, il VCO, il VCF, il VCA.

Se sono lineari, secondo la definizione data di linearità vorrà dire che la FREQUENZA del segnale del VCO sarà proporzionale alla C.V. in input; la Frequenza di Taglio del VCF sarà pure proporzionale alla C.V. in, e infine l'Attenuazione del VCA sarà pure proporzionale alla C.V.in.

Vale allora la *tabella 1*, e noi dovremo predisporre dei moduli di controllo che generino la C.V. già perfettamente esponenziale, prima di applicarla al VCO o VCF. Dunque premendo, ad esempio, il primo «DO» sulla tastiera noi regoliamo il VCF o il VCO per essere accordato su 1000 Hz. La scala temperata equamente prevede adesso 12 intervalli per arrivare al DO di ottava, ove sappiamo che la frequenza deve essere il doppio: 2.000 Hz. Ovviamente, se «V» era la C.V. del primo DO, «2 V» dovrà essere quella relativa al secondo DO, 4 V quella del 3°, e così via.



Gli intervalli intermedi, ovviamente, dovranno variare esponenzialmente: poiché la variazione di un semitono corrisponde a radice dodicesima di due per la frequenza della nota precedente, anche la tensione generata dal modulo di controllo deve essere a variazione esponenziale siffatta.

DUNQUE NEL SISTEMA DI MODULI LINEARI IL CIRCUITO DI CONTROLLO ASSOCIATO ALLA TASTIERA DEVE FORNIRE ESSO STESSO LA C.V. ESPONENZIALE.

ESPONENZIALE è invece il sistema che affida a particolari circuiti insiti nel circuito di ingresso dei VCO VCF VCA la conversione da lineare ad esponenziale. Il circuito si chiama «convertitore esponenziale», come ora nominazione «convertitore logaritmico».

In tale caso il modulo di controllo della tastiera genera la sua KBD C.V. tale che ogni semitono abbia correlata una medesima variazione nella KBD C.V. Lo standard oramai accettato da tutti e quindi anche da noi è quello di generare variazioni di $1/12$ di V per semitono, il che vuole dire «1 V PER OTTAVA».

In tale caso, premendo il primo DO io posso avere, per esempio, «V». Al secondo DO avrò «2 V», ma al terzo DO avrò «3 V» (e non 4 V come nel caso di controllore esponenziale). Ci pensa ogni convertitore esponenziale a formare la curva necessaria a fare compiere al VCO o altro la variazione esatta per mantenere l'accordatura.

Dunque:
NEL SISTEMA DI MODULI ESPONENZIALI IL CONTROLLORE DELLA TASTIERA DEVE ESSERE LINEARE, CIOE' DEVE FORNIRE UNA KBD C.V. CHE VARI IN MODO LINEARE.

UN SISTEMA CHE USA MODULI LINEARI (e quindi ha il Keyboard Controller Esponenziale) ha questi «pro»:

— I moduli lineari sono più facili da tarare e il circuito di ingresso (usualmente un sommatore) è di più semplice debug.

— Ovviamente la progettazione è più semplice per la mancanza, appunto, di un necessario convertitore esponenziale sull'ingresso.

— I moduli lineari, a parità di stabilità, necessitano meno cure dei componenti e del progetto che non i moduli esponenziali.

— Dunque, l'ottenimento di ottime prestazioni è di facile (relativamente...) ottenimento poiché quello che si risparmia per il convertitore lo si può spendere per la «cura dei particolari».

Di contro, si ha che:

— I moduli lineari sono molto sensibili agli OFFSET (cioè a tutti quei bias (sia esterni che interni dovuti a malregolazioni sugli opamp) per cui mi è impossibile, se voglio shiftare il modulo di una ottava e tenerlo accordato, poterlo fare aggiungere in ingresso, al sommatore, un determinato valore di C.V. A tale proposito si rivedano le note relative alla *tabella 1* e quanto detto più sopra a proposito di modulazioni varie.

— In un sistema lineare, il Keyboard Controller deve necessariamente essere complicato, più che altro per il fatto che il partitore da cui si ricava la C.V. di base deve essere esponenziale.

Poiché di solito la precisione di resistori fissi disponibili è sotto i minimi consentiti per un uso professionale, ecco la necessità di molti trimmer lungo il partitore stesso. Dunque avremo una procedura di setup alquanto complessa.

— Sempre per via di come è concepito il funzionamento nel modo lineare, la modulazione della KBD C.V. si può ottenere solo se si moltiplica la C.V. normale per la C.V. di modulazione, quest'ultima però «esponenzializzata». Tipico modulo siffatto è il Controller del SYSTEM 4600 (analogico) e del SYSTEM 5600 (digitale).

UN SISTEMA CHE USA MODULI ESPONENZIALI, ha i seguenti «pro»:

— Tutto il gioco di modulazioni, shift, etc., si ottiene facilmente sommando tensioni di controllo agli stessi ingressi di controllo dei moduli interessati, in quanto il convertitore esponenziale interno provvede a mantenere corretti i rapporti di accordatura.

— Il modulo di controllo associato alla tastiera diventa molto semplice, anche per via del partitore formato da elementi tutti eguali, dimodoche una rapida selezione fra resistori tutti eguali porta facilmente a disporre di tutti i componenti per formare il partitore.

— La modulazione della KBD C.V. diviene di facile implementazione in quanto, come oramai sappiamo, basterà SOMMARE alla C.V. originale un bias qualsiasi usando un semplice sommatore. SHIFT e TUNE e SWEEP della KBD C.V. si ottengono così.

— UNA CARATTERISTICA POSITIVA è inoltre la possibilità ora introdotta dai nuovi SYSTEM E- μ , che presentano moduli esponenziali (VCO VCA VCF) racchiusi entro un unico integrato ciascuno, a costi decisamente bassi. Per più precise informazioni, vedansi le note finali.

I CONTRO sono in genere:

— Caratteristiche di stabilità e precisione raggiungibili in genere solo adottando particolari tecnologie, e progetti molto complessi.

— Costo superiore (salvo il SYSTEM E- μ) a quello del corrispondente modulo lineare.

Tanto per citare qualche nome dirò che LINEARI sono i SYSTEM 5600/3800 e SYSTEM 4600, nonché il PAIA. ESPONENZIALI sono invece il SYSTEM E- μ ed il FORMANT, nonché il SERGE TCHEREPNIN CA. MODULAR.

Siamo dunque alle battute finali di questo «mattone» (oddio, spero non molto!) che così ha completato la parte «teorica» del mio programma su SELEZIONE. Ovviamente è mio puntiglio avvisarvi fin da ora che mai lascerò scoperti dei buchi e tenterò; nei limiti dello spazio concessomi, di trattare ogni argomento futuro nel modo più completo possibile. Per cui note di «teoria» inframmezzate alla vera e propria presentazione dei circuiti saranno pubblicate quando lo riterrò opportuno.

Microprocessor Books



Vol. 0 The Beginner's Book

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

Vol. 1 Basic Concepts

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

Vol. 2 Some Real Microprocessors

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

Il libro è a fogli mobili ed è fornito con elegante contenitore. Questo sistema consente un continuo aggiornamento dell'opera.
circa 1400 pagine L. 35.000 (Abb. L. 31.500)

Vol. 3 Some Real Support Devices

È il complemento del volume 2. Il primo libro che offre una descrizione dettagliata dei dispositivi di supporto per microcomputers. Fra i dispositivi analizzati figurano: Memorie, Dispositivi di I/O seriali e paralleli, CPU, Dispositivi di supporto multifunzionali, Sistemi Busses. Anche questo libro è a fogli mobili con elegante contenitore per un continuo aggiornamento. Alcune sezioni che si renderanno disponibili sono: Dispositivi per Telecomunicazioni, Interfacce Analogiche, Controllori Periferici, Display e Circuiteria di supporto.
circa 700 pagine L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

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

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

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

8080A/ 8085 Assembly Language Programming 6800 Assembly Language Programming

Questi nuovi libri di Lance Leventhal sono "sillabari" nel senso classico della parola, del linguaggio assembler. Mentre con la serie Programming for Logic Design il linguaggio Assembler è visto come alternativa alla logica digitale, con questi libri il linguaggio Assembler è visto come mezzo di programmazione di un sistema microcomputer. Le trattazioni sono ampiamente corredate di esempi di programmazione semplice. Un altro libro della serie, dedicato allo Z-80, sarà disponibile a breve termine.
circa 500 pagine cad. L. 13.500 (Abb. L. 12.150 cad.)

Some Common BASIC Programs

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

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

Spedizione contrassegno più spese di spedizione Pagamento anticipato con spedizione gratuita

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

Abbonato Non abbonato

SCONTO 10% PER GLI ABBONATI

SEL. 4/80


OSBORNE & ASSOCIATES, INC.

Distributore esclusivo per l'Italia


JACKSON ITALIANA EDITRICE s.r.l.

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

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

Somme di Prodotti e Prodotti di Somme

Una considerazione importante trattando circuiti di porta e i loro corrispondenti algebrici è la «forma» dell'espressione Booleana e la forma risultante della rete logica. Certi tipi di espressioni Booleane portano a reti logiche che sono preferibili da più punti di vista in fase di implementazione. Si definiranno ora le due forme più pratiche e più usate per espressioni Booleane. Dapprima definiamo i termini:

- 1) «Termine prodotto» è una singola variabile o il prodotto logico di alcune variabili complementate o no.
- 2) «Termine somma» è una singola variabile o la somma logica di alcune variabili complementate o no.

Ad esempio, il termine $x \cdot y \cdot z$ è un termine prodotto; $x + y$ è un termine somma; x è sia termine prodotto che termine somma; $x + y \cdot z$ non è né un termine prodotto, né un termine somma; $x + \bar{y}$ è un termine somma; $x \cdot \bar{y} \cdot \bar{z}$ è un termine prodotto; \bar{y} è sia termine prodotto che termine somma. (Comento: chiamare le singole variabili termine somma e termine prodotto è discutibile ma necessario. Poiché si dovrà sopportarlo, ci si ricordi che alcune mele sono rosse, rotonde e lucide, cioè più di una sola cosa).

Definiamo ora le due forme più importanti:

- 1) «Somma di prodotti» è un termine prodotto o la somma logica di alcuni termini prodotto.
- 2) «Prodotto di somme» è un termine somma o il prodotto logico di alcuni termini somma.

Ad esempio, l'espressione $\bar{x} \cdot y + x \cdot \bar{y}$ è un'espressione somma di prodotti; $(x + y) \cdot (\bar{x} + \bar{y})$ è un'espressione prodotto di somme. Le seguenti sono tutte espressioni somme di prodotti:

$$\begin{aligned} &x \\ &x \cdot y + z \\ &\bar{x} \cdot \bar{y} + \bar{x} \cdot \bar{y} \cdot \bar{z} \\ &x + y \end{aligned}$$

Le seguenti sono tutte espressioni prodotti di somme:

$$\begin{aligned} &(x + y) \cdot (x + \bar{y}) \cdot (\bar{x} + \bar{y}) \\ &(x + y + z) \cdot (x + \bar{y}) \cdot (\bar{x} + \bar{y}) \\ &(x + z) \\ &\bar{x} \\ &[(x + y) \cdot x] \end{aligned}$$

Una principale ragione per preferire espressioni somma di prodotti o prodotto di somme è che esse vengono direttamente convertite in reti logiche molto «belle».

Nella loro forma più pura e più bella, portano a reti logiche a due livelli, reti in cui il percorso più lungo che un segnale deve compiere tra ingresso e uscita è di due porte.

NOTA: Nella discussione seguente si assumerà che quando un segnale x è disponibile, lo sia anche il suo complemento \bar{x} . Ovvero non siano ne-

cessari invertitori per complementare gli ingressi. Ciò è molto importante e molto realistico, poiché la maggior parte dei segnali proviene da flip-flops, che si studieranno più tardi, e che forniscono sia l'uscita che il suo complemento.

La figura 1 mostra alcune reti logiche. La sezione (a) della figura mostra reti somma di prodotti, e la sezione (b) mostra reti prodotto di somme.

Le reti logiche per espressioni somma di prodotti in forma «convenzionale», cioè espressioni con almeno due termini prodotto ciascuno dei quali composto da almeno due variabili, danno direttamente una rete AND-OR, mentre l'espressione «convenzionale» prodotto di somme dà direttamente reti OR-AND come mostrato in figura.

Derivazione di espressioni Prodotto di Somme

La sequenza di passi descritta nel paragrafo «Derivazione di una espressione Booleana» derivava l'espressione somma di prodotti per un dato circuito. Un'altra tecnica, duale della precedente, for-

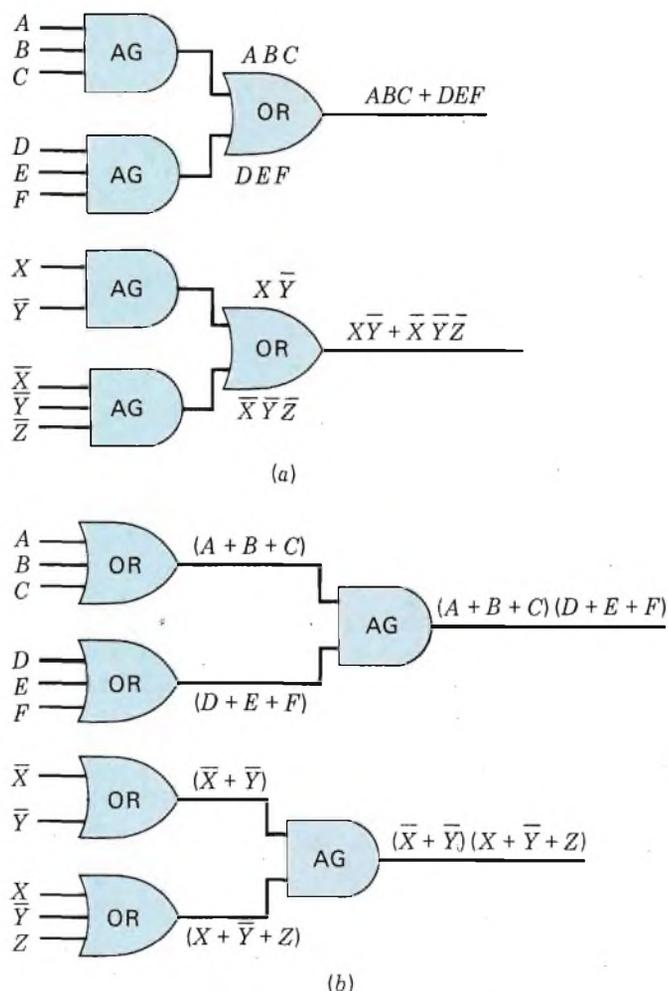


Fig. 1 - (a) Reti logiche AND-OR - (b) Reti logiche OR-AND

Corso di elettronica digitale e calcolatori [4ª parte]

TABELLA 1

INGRESSI		USCITA
X	Y	Z
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

TABELLA 2

INGRESSI		USCITA	SOMMA DEI TERMINI
X	Y	Z	
0	0	1	$(X + Y)$
0	1	0	$(X + \bar{Y})$
1	0	0	$(\bar{X} + Y)$
1	1	1	$(\bar{X} + \bar{Y})$

TABELLA 3

INGRESSI		USCITA	
X	Y	Z	A
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

TABELLA 4

INGRESSI			USCITA	TERMINI DEL PRODOTTO	SOMMA DEI TERMINI
X	Y	Z	A		
0	0	0	0	$\bar{X}\bar{Y}\bar{Z}$	$X + Y + Z$
0	0	1	0	$\bar{X}\bar{Y}Z$	$X + Y + \bar{Z}$
0	1	0	1	$\bar{X}Y\bar{Z}$	$X + \bar{Y} + Z$
0	1	1	1	$\bar{X}YZ$	$X + \bar{Y} + \bar{Z}$
1	0	0	0	$X\bar{Y}\bar{Z}$	$\bar{X} + Y + Z$
1	0	1	0	$X\bar{Y}Z$	$\bar{X} + Y + \bar{Z}$
1	1	0	1	$XY\bar{Z}$	$\bar{X} + \bar{Y} + Z$
1	1	1	0	XYZ	$\bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z}$

ma l'espressione cercata come un prodotto di somme. L'espressione derivata in questo modo è costituita, prima della semplificazione, di termini consistenti ciascuno di somme di variabili come $(x+y+z)$...

L'espressione finale è il prodotto di questi termini somma ed ha la forma $(x+y+z) \cdot (x+y+\bar{z}) \cdot (\bar{x}+\bar{y}+\bar{z})$.

Il metodo per arrivare all'espressione desiderata è il seguente:

- 1) Costruzione di una tabella dei valori di ingresso e di uscita.
- 2) Costruzione di una colonna addizionale di termini somma contenente variabili complementate e non (in dipendenza dai valori delle colonne di ingresso) per ogni riga della tabella. In ogni riga della tabella, un termine somma viene costruito; tuttavia, in questo caso, se il valore di ingresso per una data variabile è 1, la variabile viene complementata, mentre se è 0, essa non viene complementata.

- 3) L'espressione desiderata è il prodotto dei termini somma delle righe nelle quali l'uscita è 0. L'uso di queste regole verrà illustrato con esempi in questo e nei seguenti paragrafi.

La *tabella 1* contiene i valori di ingresso e uscita che descrivono una funzione da realizzarsi mediante una rete logica. Una colonna che contiene le variabili di ingresso in forma di termini somma viene poi aggiunta in ogni riga. La variabile viene complementata se il suo valore di ingresso è 1 nella stessa riga e non complementata se il valore è 0 (vedi *tabella 2*).

Ogni termine somma è quindi semplicemente il complemento del termine prodotto che sarebbe nella stessa riga nella precedente tabella per espressioni somme di prodotti.

Si noti che il termine somma $(\bar{x}+y)$ nella terza riga di *tabella 2* è il complemento del termine prodotto $x\bar{y}$ usato nella derivazione della somma di prodotti.

Una espressione prodotto di somme viene ora formata selezionando quei termini somma per cui l'uscita è 0 e moltiplicandoli insieme. In questo caso appaiono zeri nella seconda e nella terza riga, mostrando che l'espressione desiderata è $(x+\bar{y})(x+y)$. Una somma di prodotti può essere trovata moltiplicando i due termini della espressione, dando $xy+\bar{x}\bar{y}$. In questo caso, lo stesso numero di porte è necessario per costruire circuiti corrispondenti sia alla somma di prodotti che al prodotto di somme.

Derivazione di un'espressione con tre variabili di ingresso

Si consideri la *tabella 3*, che esprime una relazione ingresso-uscita per la quale si vuole derivare un'espressione:

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

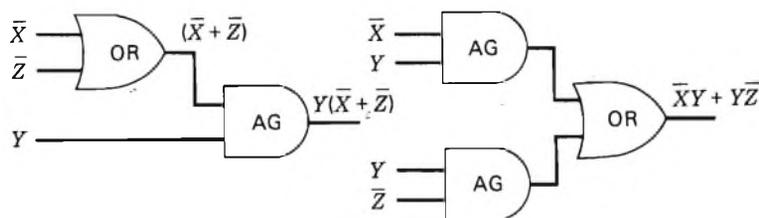


Fig. 2 - Reti per $\bar{x}y + y\bar{z}$ e $y(\bar{x} + \bar{z})$.

Due colonne verranno aggiunte stavolta, una contenente i termini somma di prodotti e l'altra i termini prodotto di somme (vedi tabella 4).

Le due espressioni possono ora essere scritte nella maniera seguente:

Somma di prodotti: $(\bar{x}y\bar{z}) + (\bar{x}yz) + (xy\bar{z}) = A$
 Prodotto di somme: $(x+y+z) (x+y+\bar{z}) (\bar{x}+y+z) (\bar{x}+y+\bar{z}) (\bar{x}+\bar{y}+z) (\bar{x}+\bar{y}+\bar{z}) (\bar{x}+\bar{y}+\bar{z}) = A$

Le due espressioni si possono semplificare come segue:

Somma di prodotti:

$$\begin{aligned} (\bar{x}y\bar{z}) + (\bar{x}yz) + (xy\bar{z}) &= A \\ \bar{x} (y\bar{z} + yz) + (xy\bar{z}) &= A \\ \bar{x}y + xy\bar{z} &= A \\ \bar{x}y + y\bar{z} &= A \end{aligned}$$

Prodotto di somme:

$$\begin{aligned} (x+y+z) (x+y+\bar{z}) (\bar{x}+y+z) &= A \\ (\bar{x}+y+\bar{z}) (\bar{x}+y+z) (\bar{x}+\bar{y}+\bar{z}) &= A \\ (x+y) (\bar{x}+y) (\bar{x}+\bar{z}) &= A \\ y (\bar{x}+\bar{z}) &= A \end{aligned}$$

Le due espressioni finali sono chiaramente equivalenti, tuttavia si noti che la più corta espressione somma di prodotti, che è $\bar{x}y + y\bar{z}$, richiede due AND e un OR, come mostrato in figura 2, mentre la più corta espressione prodotto di somme, $y(\bar{x} + \bar{z})$, richiede un AND e un solo OR. In alcuni casi, la minima espressione somma di prodotti richiede meno elementi logici costruttivi mentre in altri casi risulta più economica la forma prodotto di somme. Se il solo criterio è quello del minor numero di porte logiche, è necessario ricavare entrambe le forme per la minima espressione e confrontarle. E' possibile ricavare l'espressione canonica per la rete da progettare in una delle forme, — ad esempio prodotto di somme — per semplificare l'espressione, e poi convertire l'espressione semplificata all'altra forma, usando le proprietà distributive. Ogni semplificazione addizionale che può essere necessaria può venir eseguita. In tal modo, si possono derivare le espressioni minime in entrambe le forme senza derivare entrambe le espressioni canoniche, anche se ciò può essere desiderabile. Le tecniche di semplificazione che sono state descritte sono algebriche e dipendono dall'uso intelligente dei teoremi che sono stati presentati. Il problema di semplificare espressioni Booleane in modo da trovare sempre la espressione più corta è molto complesso; tuttavia è possibile, mediante l'uso ripe-

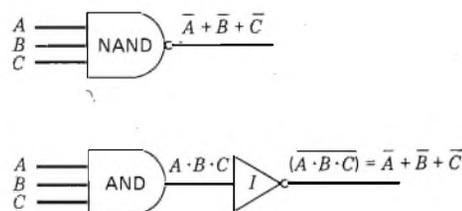


Fig. 3 - La porta NAND.

tutto di certi algoritmi, derivare le espressioni minime somme di prodotti e prodotti di somme. Si esaminerà questo problema nei paragrafi seguenti.

Porte NAND e porte NOR

Due altri tipi di porte logiche, le porte NAND e le porte NOR sono usati spesso nei calcolatori. Fortunatamente l'algebra di Boole descritta in precedenza è in grado di analizzare con facilità il modo di operare di queste porte.

Una porta NAND è mostrata in figura 3. Gli ingressi sono A, B e C e l'uscita dalla porta si scrive $\bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$. L'uscita sarà perciò uguale a 1 se A, o B o C è uno zero, mentre l'uscita sarà 0 solo se A, B e C sono tutti uguali a 1.

L'operazione della porta si può analizzare usando lo schema a blocchi equivalente mostrato in figura 3, che è composto da una porta AND seguita da un invertitore.

Se gli ingressi sono A, B o C, l'uscita della porta AND sarà $A \cdot B \cdot C$ e il suo complemento è $\overline{A \cdot B \cdot C} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$ come mostrato dalla figura.

Si può analizzare in modo simile la porta NOR. La figura 4 mostra il simbolo per schema a blocchi della porta NOR con ingressi A, B, C e uscita $\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$.

Da qui si vede come l'uscita della porta NOR sarà 1 solo se tutti e tre gli ingressi sono 0. Se uno qualunque degli ingressi è a 1, l'uscita del NOR sarà 0.

Sotto al simbolo della porta NOR in figura 4 è rappresentato il circuito equivalente formato da una

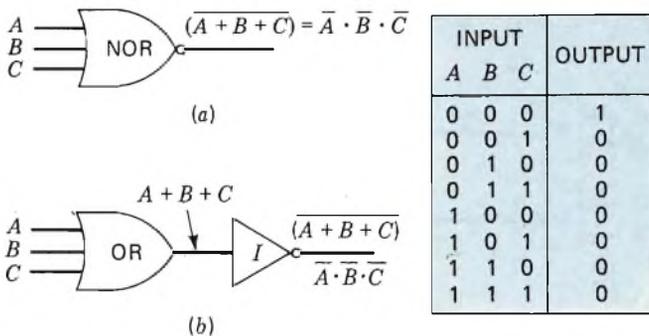


Fig. 4 - (a) Simbolo per diagramma a blocchi per la porta NOR (b) Porta OR e invertitore, equivalenti alla porta NOR.

Corso di elettronica digitale e calcolatori (9ª parte)

porta OR e da un invertitore. (*)

Gli ingressi A, B e C passano attraverso la porta OR, dando $A+B+C$, il che viene complementato dall'invertitore, dando $\overline{(A+B+C)} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$ in modo simile possono essere analizzate porte NAND multiingresso. Una porta NAND a quattro ingressi A, B, C, D ha un'uscita $\overline{A+B+C+D}$, cioè l'uscita sarà 1 se uno qualsiasi degli ingressi è 0 e sarà 0 solo se tutti e quattro gli ingressi sono a 1.

Un ragionamento simile mostra che l'uscita di un NOR a quattro ingressi A, B, C e D può essere rappresentato dall'espressione algebrica Booleana $\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D}$, che sarà uguale a 1 solo quando A, B, C e D sono tutti zeri.

Se una delle due linee di ingressi ad un NAND a due ingressi contiene $A+B$ mentre l'altra linea contiene $C+D$, come mostrato in figura 5-a, l'uscita dal NAND sarà

$$\overline{(A+B)(C+D)} = \overline{A} \overline{B} + \overline{C} \overline{D}$$

Ciò si può vedere osservando che il NAND dapprima moltiplica logicamente gli ingressi (in questo caso $(A+B)$ e $(C+D)$) e poi complementa il risultato.

Se una delle due linee di ingresso di un NOR a due ingressi contiene il segnale $A \cdot B$ e l'altra linea il segnale $C \cdot D$, l'uscita dalla porta NOR sarà $\overline{(A \cdot B + C \cdot D)} = \overline{(A+B)} \cdot \overline{(C+D)}$, come mostrato in figura 5-b.

Si noti che con due porte NAND si può fare una porta AND usando il trucchetto mostrato in figura 6, e con tre porte NAND si può costruire una porta OR a due ingressi, come pure mostrato in figura.

Un insieme di porte NAND può perciò essere usato per costruire una qualunque rete combinatoria sostituendo i diagrammi a blocchi di figura 6 ai blocchi AND e OR. (La complementazione di una variabile, se necessaria, può essere ottenuta da

una singola porta NAND collegando la variabile ad entrambi gli ingressi).

Anche la porta NOR può essere usata per costruire qualsivoglia funzione Booleana, e i trucchetti fondamentali sono mostrati in figura 7.

In effetti, non è necessario usare i blocchi mostrati in figura 6 e 7 per sostituire la porta AND e OR singolarmente, poiché una rete logica NAND a due livelli dà la medesima funzione di una rete AND-OR a due livelli, e una rete logica NOR a due livelli dà la stessa funzione di una rete OR-AND a due livelli.

Ciò è mostrato in figura 8. Si confronti ad esempio l'uscita della rete NAND con quella di figura 1.

Il metodo delle mappe per semplificare espressioni

Abbiamo esaminato la derivazione di una espressione algebrica Booleana per una data funzione usando una tabella di combinazioni per elencare i valori desiderati della funzione. Per derivare un'espressione somma di prodotti per la funzione data, veniva costruita una lista di termini prodotto e venivano poi scelti e sommati logicamente i termini corrispondenti a valore 1 della funzione.

La tabella delle combinazioni fornisce un modo manuale per porre in lista tutti i valori assumibili da una funzione Booleana. Vi sono diversi altri modi per rappresentare o elencare valori di funzioni, e in particolare l'uso di certe mappe, che esamineremo, permette anche la minimizzazione dell'espressione che viene formata in modo grafico.

Il tipo di mappe che si passa ad esaminare è noto come «mappe di Karnaugh», dal nome del loro inventore. La figura 9 mostra come si presentano le mappe di Karnaugh per un numero di variabili che va da due a quattro. Nei vari casi il diagramma mostra i 2ⁿ differenti termini prodotto che possono essere formati a partire da n variabili Booleane, ognuno in un quadretto diverso. Per una funzione di n variabili, un termine prodotto che contenga tutte le variabili è chiamato mintermine. Quindi per 3 variabili x, y e z, abbiamo 2³ = 8 mintermini diversi, che sono $\overline{x} \overline{y} \overline{z}$, $\overline{x} \overline{y} z$, $\overline{x} y \overline{z}$, $\overline{x} y z$, $x \overline{y} \overline{z}$, $x \overline{y} z$, $x y \overline{z}$, $x y z$. Per quattro variabili vi sono 2⁴ = 16 mintermini, mentre, per 5 variabili, i mintermini diversi sono 32, ecc.

Insomma, una mappa di «n» variabile avrà «2ⁿ» quadretti, ciascuno rappresentante un singolo mintermine. Il mintermine in ogni quadretto, o cella della mappa è il prodotto delle variabili che compaiono come ascisse e ordinate della cella. Quindi $\overline{x} y z$ è all'intersezione della colonna $\overline{x} y$ con la riga z.

Data una mappa di Karnaugh, essa viene riempita ponendo un 1 in ogni quadretto, o cella, il cui termine corrispondente porti ad un'uscita uguale a 1.

Ad esempio, si consideri una funzione di tre va-

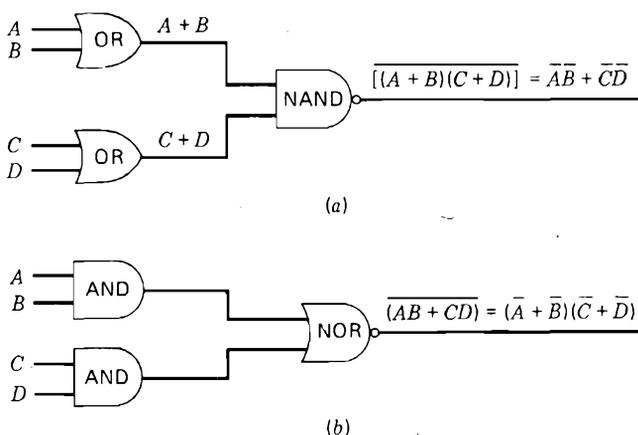


Fig. 5 - Due tipi di reti logiche: (a) Rete OR-NAND - (b) Rete AND-NOR.

La «bolla» o circoletto sull'uscita del NAND e del NOR rappresenta la complementazione. Il NAND può essere visto con un AND seguito da un complementatore, e analogamente il NOR.

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

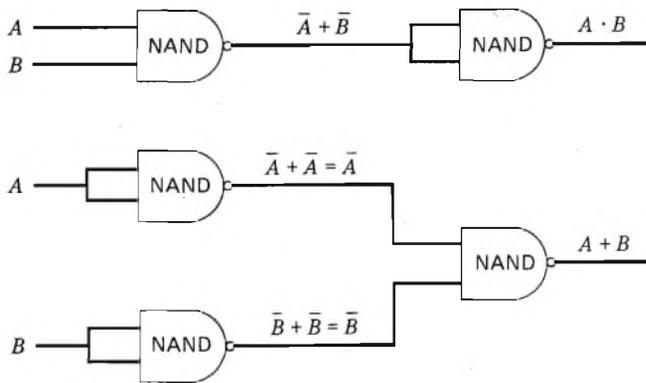


Fig. 6 - Operazioni AND e OR effettuate mediante NAND.

riabili che deve valere 1 per le seguenti combinazioni di ingresso:

x = 0,	y = 1,	z = 0
x = 0,	y = 1,	z = 1
x = 1,	y = 1,	z = 0
x = 1,	y = 1,	z = 1

Questa funzione è mostrata in figura 10-a sia come tabella delle combinazioni, sia in forma di mappa di Karnaugh. Un'altra funzione di quattro variabili è mostrata in figura 10-b.

La mappa di Karnaugh è un mezzo conveniente per far vedere i valori di una funzione e dà anche, rappresentandola graficamente, un impatto immediato con la funzione.

Il suo utilizzo principale è comunque quello di ordinamento delle celle. Ogni cella differisce dalla sua adiacente per il fatto di avere una ed una sola variabile del mintermine che è complementata rispetto alla corrispondente variabile della cella adiacente.

Ad esempio, si consideri la mappa a quattro variabili di figura 16 e il mintermine $\bar{w}x\bar{y}z$.

Vi sono quattro celle adiacenti alla cella che contiene $\bar{w}x\bar{y}z$. Esse contengono: (1) $wx\bar{y}z$ che differisce nella variabile w; (2) $\bar{w}xy\bar{z}$ che differisce da $\bar{w}x\bar{y}z$ nella variabile x; (3) $\bar{w}xyz$ che differisce per la y e (4) $wx\bar{y}\bar{z}$ che differisce per z.

A tale punto si può notare un trucchetto. Le mappe vanno considerate «avvolte», o continue, nel senso che i lati superiore e inferiore siano a contatto e così pure siano i lati destro e sinistro. Per la mappa a 3 variabili, si considerino il lato di destra e quello di sinistra a contatto, così da immaginare la mappa avvolta a cinghia orizzontalmente sulla pagina. Questo avvolgimento mette la cella che contiene $\bar{x}yz$ vicina a xyz , come a $\bar{x}yz$ ed a xyz . Per questa mappa, inoltre, $\bar{x}yz$ è posto, sempre per l'avvolgimento, vicino a xyz , come a $\bar{x}yz$ e xyz .

Per la mappa a quattro variabili, essa viene avvolta in modo tale che i lati superiore e inferiore si tocchino e così pure si tocchino il lato destro e il lato sinistro.

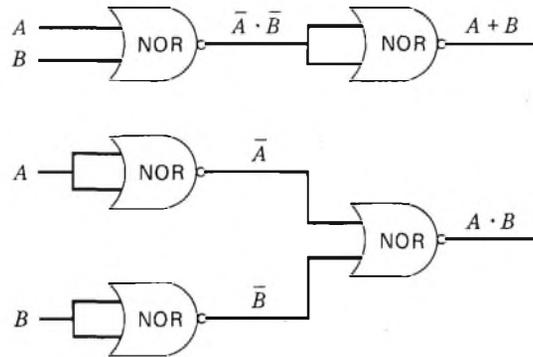


Fig. 7 - Porte AND e OR da porte NOR.

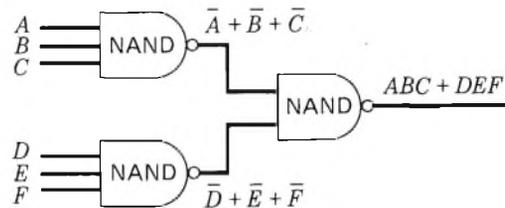


Fig. 8 - Porte NAND e NOR in reti a due livelli.

	\bar{X}	X
\bar{Y}	$\bar{X}\bar{Y}$	$X\bar{Y}$
Y	$\bar{X}Y$	XY

(a)

		X	
		0	1
Y	0		
Y	1		

Alternate form

	$\bar{X}\bar{Y}$	$\bar{X}Y$	XY	$X\bar{Y}$
\bar{Z}	$\bar{X}\bar{Y}\bar{Z}$	$\bar{X}Y\bar{Z}$	$XY\bar{Z}$	$X\bar{Y}\bar{Z}$
Z	$\bar{X}\bar{Y}Z$	$\bar{X}YZ$	XYZ	$X\bar{Y}Z$

(b)

		XY			
		00	01	11	10
Z	0				
Z	1				

Alternate form

	$\bar{W}\bar{X}$	$\bar{W}X$	WX	$W\bar{X}$
$\bar{Y}\bar{Z}$	$\bar{W}\bar{X}\bar{Y}\bar{Z}$	$\bar{W}X\bar{Y}\bar{Z}$	$WX\bar{Y}\bar{Z}$	$W\bar{X}\bar{Y}\bar{Z}$
$\bar{Y}Z$	$\bar{W}\bar{X}\bar{Y}Z$	$\bar{W}X\bar{Y}Z$	$WX\bar{Y}Z$	$W\bar{X}\bar{Y}Z$
YZ	$\bar{W}\bar{X}YZ$	$\bar{W}XYZ$	$WXYZ$	$W\bar{X}YZ$
YZ	$\bar{W}\bar{X}YZ$	$\bar{W}XYZ$	$WXYZ$	$W\bar{X}YZ$

(c)

		WX			
		00	01	11	10
YZ	00				
YZ	01				
YZ	11				
YZ	10				

Alternate form

Fig. 9 - Mappe di Karnaugh per (a) due variabili; (b) tre variabili; (c) quattro variabili.

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

X	Y	Z	FUNCTION VALUES
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

(a)

	$\bar{X}\bar{Y}$	$\bar{X}Y$	$X\bar{Y}$	XY
\bar{Z}	0	1	1	0
Z	0	1	1	0

W	X	Y	Z	FUNCTION VALUES
0	0	0	0	1
0	0	0	1	1
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

(b)

	$\bar{W}\bar{X}$	$\bar{W}X$	$W\bar{X}$	WX
$\bar{Y}\bar{Z}$	1	0	0	0
$\bar{Y}Z$	1	1	0	1
YZ	0	0	1	0
$Y\bar{Z}$	0	1	0	1

Fig. 10 - Due mappe di Karnaugh (a) mappa di una espressione Booleana $\bar{x}y\bar{z} + \bar{x}yz + xy\bar{z} + xyz$; (b) mappa di una funzione di quattro variabili.

Il fatto che si tocchino il lato superiore e quello inferiore pone $\bar{w}xy\bar{z}$ accanto a $\bar{w}xyz$, e l'altro contatto (destra-sinistra) pone $\bar{w}xy\bar{z}$ accanto a $\bar{w}xyz$.

Una buona regola da ricordare è che vi sono due mintermini adiacenti ad ogni mintermine dato in ogni mappa a due variabili; ve ne sono tre in una mappa a tre variabili, quattro in una a quattro variabili e così via.

Sottocubi e Copertura

Un sottocubo è definito come un insieme di esattamente 2^m celle adiacenti contenenti uni. Per $m = 0$, il sottocubo è formato da una sola cella (e quindi da un singolo mintermine). Per $m = 1$, un

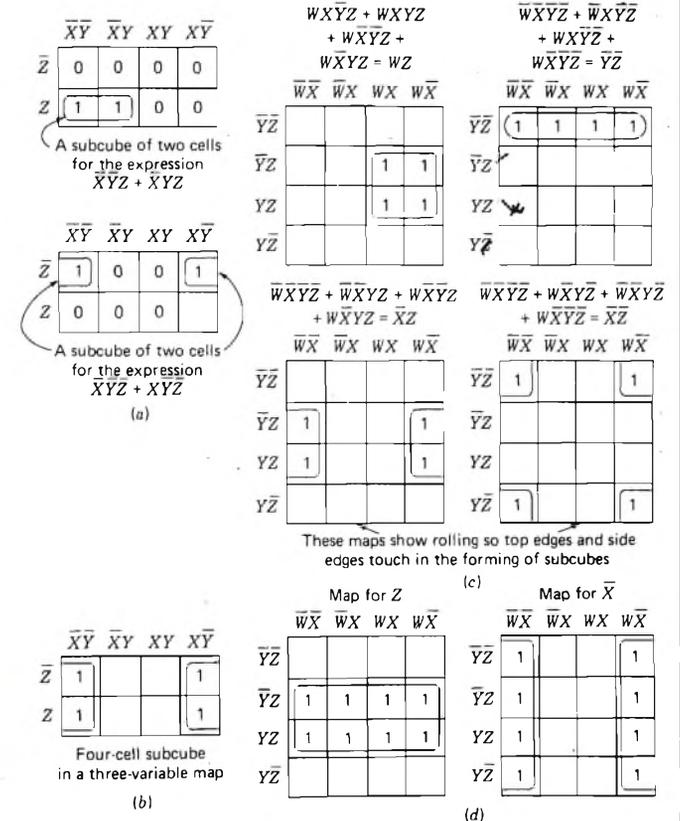


Fig. 11 - Sottocubi con due, quattro e otto celle. Le celle vuote contengono zeri.

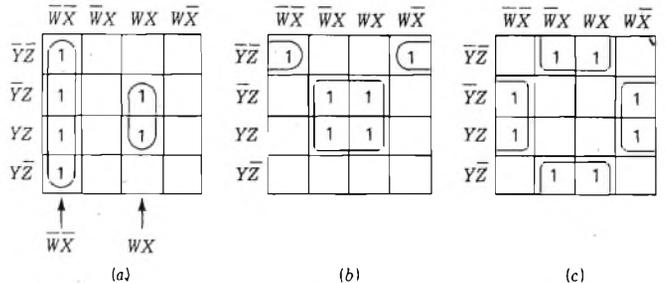


Fig. 12 - Mappe con sottocubi disuguali. (a) Mappa per $w\bar{x} + wxz$; (b) Mappa per $xz + \bar{x}yz$; (c) Mappa per $xz + \bar{x}z$.

sottocubo è formato da due celle adiacenti; ad esempio le celle che contengono $\bar{x}yz$ e xyz formano un sottocubo come mostrato in figura 11-a, come pure fanno $x\bar{y}\bar{z}$ e $x\bar{y}z$ (poiché la mappa è arrotondata).

Per $m = 2$, il sottocubo è composto da quattro celle adiacenti, e alcuni di questi sottocubi sono mostrati in figura 11-c.

Notare come si siano ommessi gli zeri per ragioni di chiarezza e si sono riempiti solo gli uni della funzione. Si userà questo metodo anche in seguito.

Infine è mostrato in figura 11-d un sottocubo contenente otto celle (per $m = 3$).

(A volte può essere conveniente chiamare un

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

sottocubo contenente due celle un 2-cubo, uno con quattro celle un 4-cubo, e così un sottocubo di 8 celle un 8-cubo, ecc.).

Per dimostrare la validità dell'uso delle mappe e dei sottocubi per la semplificazione di espressioni algebriche Booleane, esaminiamo la regola dell'algebra di Boole che dice:

$$Ax + A\bar{x} = A$$

In questa equazione, la variabile A può rappresentare più d'una variabile. Ad esempio, sia $A = wy$, allora si ha

$$(wy)x + (wy)\bar{x} = (wy)$$

oppure sia $A = w\bar{y}z$, allora

$$w\bar{y}zx + w\bar{y}z\bar{x} = w\bar{y}z$$

La regola può essere provata fattorizzando

$$Ax + A\bar{x} = A(x + \bar{x})$$

Allora, essendo $x + \bar{x} = 1$, si ha

$$Ax + A\bar{x} = A(x + \bar{x}) = A \cdot 1 = A$$

Ciascuno degli esempi svolti può essere verificato allo stesso modo: ad esempio,

$$w\bar{y}zx + w\bar{y}z\bar{x} = w\bar{y}z(x + \bar{x}) = w\bar{y}z \cdot 1 = w\bar{y}z$$

Questa regola può venire estesa. Si consideri

$$wx\bar{y}z + wx\bar{y}\bar{z} + wxy\bar{z} + w\bar{x}y\bar{z}$$

Vi sono quattro termini, ciascuno con due variabili wx che restano le stesse mentre le altre due variabili y e z prendono tutti i possibili valori. Allora il termine wx è uguale alla somma degli altri termini, perché

$$\begin{aligned} wx\bar{y}z + wx\bar{y}\bar{z} + wxy\bar{z} + w\bar{x}y\bar{z} &= xx\bar{y}(\bar{z} + z) \\ &\quad + wyx(z + \bar{z}) \\ &= wx\bar{y} + wxy \\ &= wx(\bar{y} + y) \\ &= wx \end{aligned}$$

Perciò wx può essere sostituito agli altri quattro termini in una espressione senza variare i valori che l'espressione assume per qualunque combinazione di valori delle variabili di ingresso, cioè $wx = wx\bar{y}z + wx\bar{y}\bar{z} + wxy\bar{z} + w\bar{x}y\bar{z}$.

Su una mappa, i precedenti passaggi algebrici possono essere svolti facilmente. Poiché un sottocubo di due celle ha le celle differenti per una sola variabile, il termine prodotto delle sole variabili che sono identiche nelle due celle coprirà (ovvero può sostituire) i due mintermini delle due celle.

Si consideri il sottocubo di due celle per $\bar{x}yz$ e $x\bar{y}z$ sulla mappa a tre variabili in figura 11-a. Il singolo termine prodotto $\bar{x}z$ è uguale alla somma di questi due mintermini, cioè

$$\bar{x}yz + x\bar{y}z = \bar{x}z$$

Analogamente, le due celle che contengono i mintermini $\bar{x}yz$ e $x\bar{y}z$ formano un sottocubo di due celle (vedi figura 11-a) dal quale formiamo $\bar{x}z$, che può sostituire $\bar{x}yz + x\bar{y}z$ in una espressione. Ancora, il sottocubo di quattro celle in una mappa a tre variabili (figura 11-b) con i termini $\bar{x}yz$, $\bar{x}\bar{y}z$, $x\bar{y}z$, $x\bar{y}\bar{z}$ ha invariata la sola variabile \bar{y} e si trova che $\bar{y} = \bar{x}yz + \bar{x}\bar{y}z + x\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z}$.

In generale, un sottocubo con 2^m celle in una map-

pa ad n variabili avrà n-m variabili che sono le stesse in tutti i mintermini e m variabili che assumono tutte le possibili combinazioni di complementazione e non complementazione.

Quindi, per una mappa a quattro variabili per $m = 3$, otto celle adiacenti qualunque che formino un sottocubo avranno $4-3 = 1$ variabile invariata a tre variabili che cambiano complementazione da cella a cella.

Allora un sottocubo di otto celle in una mappa a quattro variabili può essere usato per determinare una singola variabile che può sostituire la somma dei mintermini di tutte e otto le celle.

Come esempio in figura 11-d troviamo un sottocubo di otto celle coi mintermini $\bar{w}\bar{x}yz$, $\bar{w}\bar{x}\bar{y}z$, $\bar{w}x\bar{y}z$, $\bar{w}xyz$, $w\bar{x}yz$, $w\bar{x}\bar{y}z$, $wxyz$, e la somma di essi risulta equivalente a z.

L'insieme dei mintermini di un'espressione non forma necessariamente un solo sottocubo, e vi sono due casi che bisogna considerare. Si chiami sottocubo massimo il più grosso sottocubo che possa essere trovato attorno ad un dato mintermine.

Si presentano allora due casi:

1. Tutti i sottocubi massimi non si intersecano, ovvero nessuna cella in un sottocubo massimo è parte di un altro sottocubo massimo. Alcuni esempi sono dati in figura 12.
2. I sottocubi massimi si intersecano; ovvero celle di un sottocubo massimo sono anche in un altro sottocubo massimo. La figura 13 mostra alcuni esempi.

Il caso 1 è quello più facile da esaminare. In questo caso si trovano i termini prodotto corrispondenti ai sottocubi massimi e la somma di essi forma una espressione minima nella forma somma di prodotti.

(In teoria della commutazione, il termine prodotto corrispondente ad un sottocubo massimo si chiama «mintermine primo»).

La figura 12-a mostra un esempio di questo caso in quattro variabili; c'è un sottocubo di due celle che contiene $wxyz$ e $wx\bar{y}z$ che può essere coperto dal termine prodotto wxz .

Vi è pure un sottocubo di quattro celle contenente $\bar{w}xyz$, $wxyz$, $\bar{w}x\bar{y}z$ e $\bar{w}x\bar{y}\bar{z}$ che può essere coperto da $\bar{w}x$. Quindi l'espressione minima è $\bar{w}x + wxz$. Altri due esempi sono mostrati in figura 12-b e

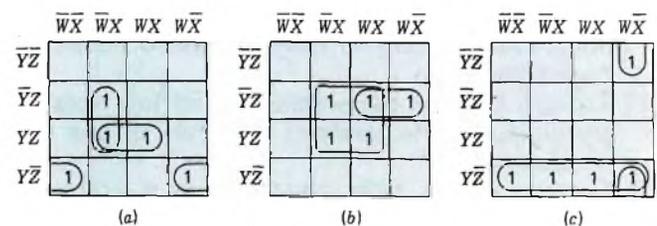


Fig. 13 - Intersezione di sottocubi. (a) $\bar{w}xz + xyz + \bar{x}yz$; (b) $xz + wyz$; (c) $\bar{y}z + wxz$.

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

12-c. In ciascun caso i sottocubi non si intersecano ovvero non hanno celle in comune, e quindi il termine prodotto implicante primo che corrisponde ad un dato sottocubo massimo può essere immediatamente individuato e la somma degli implicanti primi per una data mappa è l'espressione minima.

Quando i sottocubi si intersecano, la situazione può essere più complicata. La cosa principale è notare questo: ogni cella contenente un 1 (ovverossia ogni «cella —1») deve essere contenuta almeno in uno dei sottocubi selezionati.

La figura 13-a mostra una mappa con una coppia di sottocubi intersecantisi più un altro sottocubo. L'espressione minima è, in questo caso, formata semplicemente sommando i tre termini prodotto associati con i tre sottocubi massimi. Notare che un singolo termine, $\bar{w}xyz$ appartiene a due sottocubi e proprio per questo ha effetto due volte nella espressione minimale. Ciò è possibile perché l'algebra di Boole possiede una regola di idempotenza, $A + A = A$, che afferma che la ripetizione di termini non cambia l'equivalenza funzionale.

Due altri esempi di sottocubi massimi intersecantisi sono mostrati in figura 13-b e c.

Finché i sottocubi massimi possono venir trovati facilmente e non vi sono opzioni nella selezione dei sottocubi, il problema della minimizzazione è di immediata soluzione. In alcuni casi il problema è più complicato. La figura 20 mostra una espressione con un sottocubo di quattro celle al centro della mappa, che è massimo. Tuttavia la scelta di questo sottocubo non porta all'espressione in forma minima perché le quattro celle con 1 attorno a questo sottocubo devono pur esse venir coperte.

In ogni caso queste celle —1 hanno una sola cella adiacente e quindi possono solo far parte di un sottocubo massimo di due celle. In figura 14-a $\bar{w}xyz$ è in una cella che è adiacente solo a $\bar{w}x\bar{y}z$ e quindi fa parte di un 2-cubo.

La figura 14-b mostra un altro modo di formare i sottocubi per questa mappa, e ciò porta alla espressione in forma minima $w\bar{x}\bar{y} + yz + \bar{w}xy + \bar{w}yz$.

La ricerca dell'espressione minimale per questo tipo di mappe non è diretta. Le regole da seguire sono:

- 1) Cominciare dalle celle che non hanno celle adiacenti. I mintermini di queste celle non possono essere ridotti e devono essere adoperati così come sono.
- 2) Trovare tutte le celle adiacenti ad una sola altra cella. Queste formano sottocubi di due celle ciascuno.
- 3) Trovare quelle celle che portano a sottocubi massimi di quattro celle. Poi trovare sottocubi di otto celle ecc. ecc.
- 4) L'espressione in forma minima è formata dal raggruppamento del numero minimo possibile

di cubi, ciascuno dei quali il più possibile grande, cioè ciascuno dei quali sia un sottocubo massimo.

La figura 15 mostra un esempio di mappa difficile. I sottocubi massimi possono essere scelti in modi diversi pur coprendo sempre tutte le celle. La figura mostra tre mappe una delle quali porta alla espressione in forma minima.

Pratica con diverse mappe porta ad una abilità nel trovare la disposizione ottimale.

Per casi difficili vi sono tecniche algebriche che garantiscono un'espressione minima, e di uno di questi metodi si parlerà nel seguito.

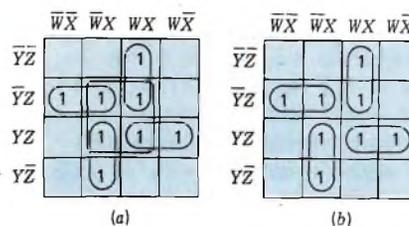


Fig. 14 - Intersezione di sottocubi e soluzione. (a) $xz + wyz + \bar{w}yz + \bar{w}xy + wx\bar{y}$; (b) $wyz + \bar{w}yz + \bar{w}yx + wx\bar{y}$.

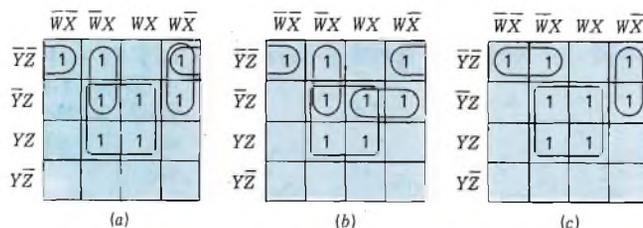


Fig. 15 - Tre coperture della stessa mappa (a) $xz + \bar{x}yz + wx\bar{y} + \bar{w}\bar{x}\bar{y}$; (b) $xz + \bar{x}yz + \bar{w}\bar{x}\bar{y} + \bar{w}yz$; (c) $xz + \bar{w}yz + wx\bar{y}$

Espressioni Prodotto di Somme - Celle indifferenti (don't cares)

La tecnica per espressioni prodotto di somme è quasi identica alla procedura di progetto usando espressioni somma di prodotti. La regola di base può essere espressa molto semplicemente: risolvere per gli zeri, poi complementare l'espressione risultante.

Esaminiamo un esempio. La figura 16-a mostra la tabella delle combinazioni e la mappa di Karnaugh per un problema in quattro variabili. Nella figura 16-a viene derivata l'espressione somma di prodotti, che si trova essere in forma minima $\bar{x}\bar{y} + yz + wy$.

In figura 16-b lo stesso problema è risolto per gli zeri, fornendo $\bar{x}\bar{y} + \bar{w}yz$. Poiché si è risolto per gli zeri, si è risolto il problema complementare a quello desiderato. Se l'uscita si chiama F, si è risolto per \bar{F} . Si può quindi scrivere

$$\bar{F} = \bar{x}\bar{y} + \bar{w}yz$$

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

INPUTS				FUNCTION VALUES
W	X	Y	Z	
0	0	0	0	1
0	0	0	1	1
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

	$\bar{W}\bar{X}$	$\bar{W}X$	$W\bar{X}$	WX
$\bar{Y}\bar{Z}$	1			1
$\bar{Y}Z$	1			1
$Y\bar{Z}$	1	1	1	1
YZ			1	1

(a)

	$\bar{W}\bar{X}$	$\bar{W}X$	$W\bar{X}$	WX
$\bar{Y}\bar{Z}$		0	0	
$\bar{Y}Z$		0	0	
$Y\bar{Z}$				
YZ	0	0		

(b)

Fig. 16 - Risoluzione per somma di prodotti. (a) $\bar{w}\bar{x} + yz + wy$; (b) $(\bar{x}+y)(w+\bar{y}+z)$.

W	X	Y	Z	
0	0	0	0	1
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	1
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	d
1	0	1	1	d
1	1	0	0	d
1	1	0	1	d
1	1	1	0	d
1	1	1	1	d

	$\bar{W}\bar{X}$	$\bar{W}X$	$W\bar{X}$	WX
$\bar{Y}\bar{Z}$	1	1	d	1
$\bar{Y}Z$			d	
$Y\bar{Z}$	1	1	d	d
YZ			d	d

(a) $\bar{Y}\bar{Z} + Y\bar{Z}$

	$\bar{W}\bar{X}$	$\bar{W}X$	$W\bar{X}$	WX
$\bar{Y}\bar{Z}$			1	1
$\bar{Y}Z$			1	d
$Y\bar{Z}$	d	d		
YZ			1	d

(b) $\bar{W}\bar{Z} + W\bar{Y}$

Fig. 17 - Condizioni indifferenti (a) Mappa per la tabella con condizioni indifferenti; (b) Soluzione di un'altra mappa con condizioni di indifferenza.

Ora, la funzione cercata è F e, complementando ambo i membri dell'espressione, si ha

$$F = (\bar{x}+y)(w+\bar{y}+z)$$

L'espressione è un prodotto di somme ed è in certo modo più semplice dell'espressione nella forma somma di prodotti.

Se le due forme di espressione sono ugualmente facili da implementare, allora un problema deve essere risolto in entrambe le forme e va scelta la soluzione più semplice. Non esiste un metodo per determinare quale sarà più semplice, se non la risoluzione completa del problema. Vi è un'altra situazione che si può incontrare frequentemente e cioè quando certe uscite non vengono specificate dal problema. Queste uscite vengono chiamate uscite indifferenti (don't cares) poiché il progettista non deve preoccuparsi delle uscite per certi particolari ingressi.

La figura 17-a mostra un problema di questo tipo in cui 6 delle 16 uscite elencate come d (indifferenti). Questa è una parte di un decodificatore BCD e quindi queste particolari 6 combinazioni di ingresso non vengono mai usate.

Poiché i valori di uscita per combinazioni indifferenti non hanno importanza, essi possono essere riempiti con zeri o uni nel modo più conveniente.

La figura 17-a mostra una mappa di Karnaugh della tabella delle combinazioni in figura, con i «d» nei posti appropriati. Risolvendo questa tabella, un «d» può essere usato sia come 1 che come 0; quindi i «d» vengono usati per allargare o completare un sottocubo dove ciò è possibile, e, se non è possibile, vengono ignorati (cioè posti uguali a zero). I «d» non devono necessariamente essere coperti dai sottocubi selezionati, ma vengono solo usati per allargare sottocubi che contengono uni, che devono invece essere coperti.

In figura 17-a, la striscia verticale di quattro «d» nella colonna «wx» può essere usata in due modi, dapprima per completare la riga in alto di uni e poi per completare la terza riga.

Questi sottocubi danno i termini $\bar{y}\bar{z}$ e yz , così che l'espressione in forma minima somma di prodotti è $\bar{y}\bar{z} + yz$. Si noti che se tutti i «d» sono posti a 0, la soluzione richiede più termini.

Un altro problema è affrontato in figura 17-b. Per esso la soluzione è $\bar{w}\bar{z} + w\bar{y}$. Notare che due dei «d» sono posti a zero. In effetti, i «d» vengono scelti in modo da portare alla miglior soluzione.

BERKEINST

the steel mark

BERKEINST

the steel mark

BERKEINST

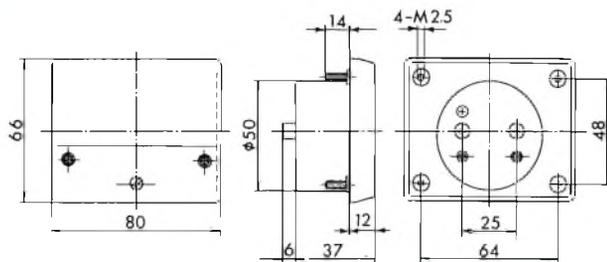
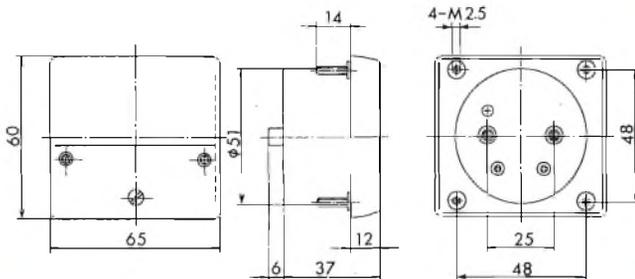
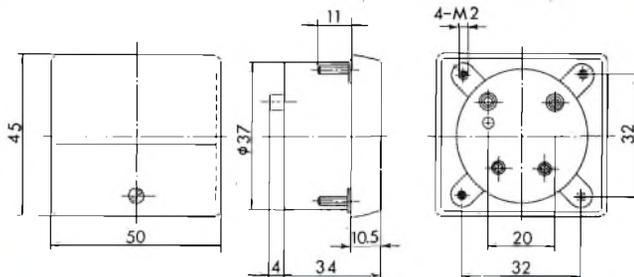
the steel mark

new

STRUMENTI



DA PANNELLO - A BOBINA MOBILE - CLASSE 2,5



FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		V c.c.	
0-1	TP/0552-01	0-15	TP/0555-15
0-5	TP/0552-05	0-30	TP/0555-30
0-50	TP/0552-50	0-60	TP/0555-60
0-100	TP/0553-10		
0-500	TP/0553-50		
A c.c.		V c.a.	
0-1	TP/0554-01	0-15	TP/0558-15
0-3	TP/0554-03	0-30	TP/0558-30
0-5	TP/0554-05	0-60	TP/0558-60
0-10	TP/0554-10	0-300	TP/0559-30
0-30	TP/0554-30		

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		V c.c.	
0-1	TP/0562-01	0-15	TP/0565-15
0-5	TP/0562-05	0-30	TP/0565-30
0-50	TP/0562-50	0-60	TP/0565-60
0-100	TP/0563-10		
0-500	TP/0563-50		
A c.c.		V c.a.	
0-1	TP/0564-01	0-15	TP/0568-15
0-3	TP/0564-03	0-30	TP/0568-30
0-5	TP/0564-05	0-60	TP/0568-60
0-10	TP/0564-10	0-300	TP/0569-30
0-30	TP/0564-30		

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		V c.c.	
0-1	TP/0582-01	0-15	TP/0585-15
0-5	TP/0582-05	0-30	TP/0585-30
0-50	TP/0582-50	0-60	TP/0585-60
0-100	TP/0583-10		
0-500	TP/0583-50		
A c.c.		V c.a.	
0-1	TP/0584-01	0-15	TP/0588-15
0-3	TP/0584-03	0-30	TP/0588-30
0-5	TP/0584-05	0-60	TP/0588-60
0-10	TP/0584-10	0-300	TP/0589-30
0-30	TP/0584-30		

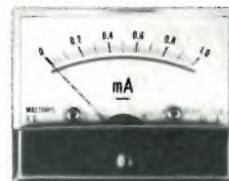
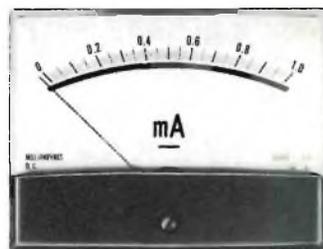
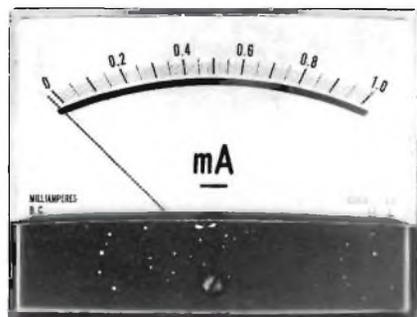
I voltmetri in c.a. sono equipaggiati internamente di raddrizzatore a ponte

STRUMENTI



new

DA PANNELLO - A BOBINA MOBILE - CLASSE 2

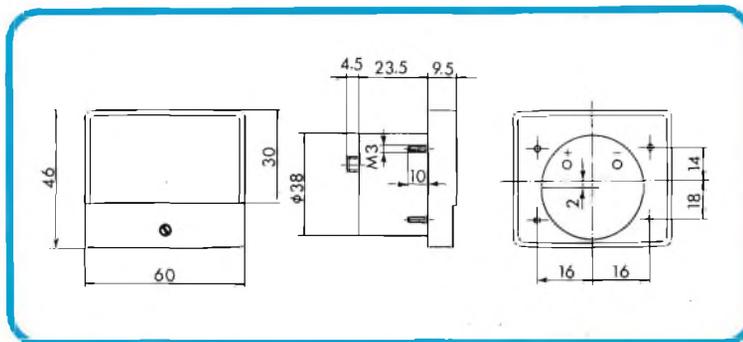


FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0662-01
0-50	TP/0662-50
0-100	TP/0663-10
0-500	TP/0663-50

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
A c.c.	
0-1	TP/0664-01
0-3	TP/0664-03
0-5	TP/0664-05
0-10	TP/0664-10
0-20	TP/0664-20

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0665-15
0-30	TP/0665-30
0-60	TP/0665-60

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.a.	
0-15	TP/0668-15
0-30	TP/0668-30
0-60	TP/0668-60
0-300	TP/0669-30

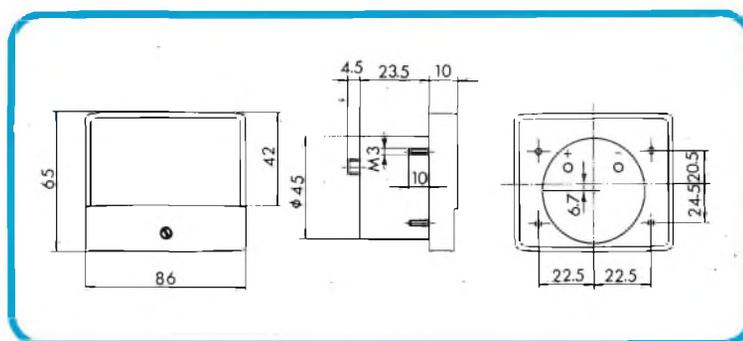


FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0682-01
0-50	TP/0682-50
0-100	TP/0683-10
0-500	TP/0683-50

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
A c.c.	
0-1	TP/0684-01
0-3	TP/0684-03
0-5	TP/0684-05
0-10	TP/0684-10
0-20	TP/0684-20

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0685-15
0-30	TP/0685-30
0-60	TP/0685-60

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.a.	
0-15	TP/0688-15
0-30	TP/0688-30
0-60	TP/0688-60
0-300	TP/0689-30

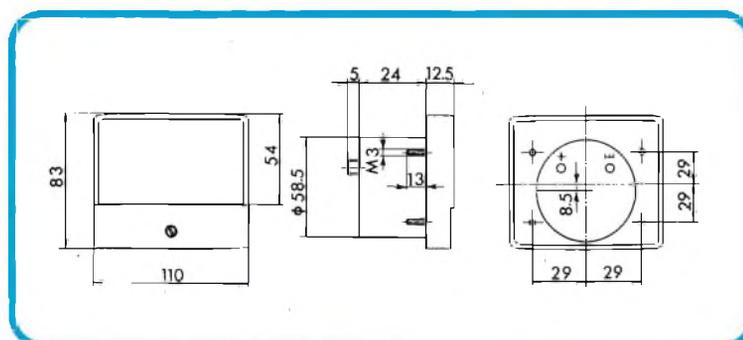


FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0712-01
0-50	TP/0712-50
0-100	TP/0713-10
0-500	TP/0713-50

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
A c.c.	
0-1	TP/0714-01
0-3	TP/0714-03
0-5	TP/0714-05
0-10	TP/0714-10
0-20	TP/0714-20

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0715-15
0-30	TP/0715-30
0-60	TP/0715-60

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.a.	
0-15	TP/0718-15
0-30	TP/0718-30
0-60	TP/0718-60
0-300	TP/0719-30



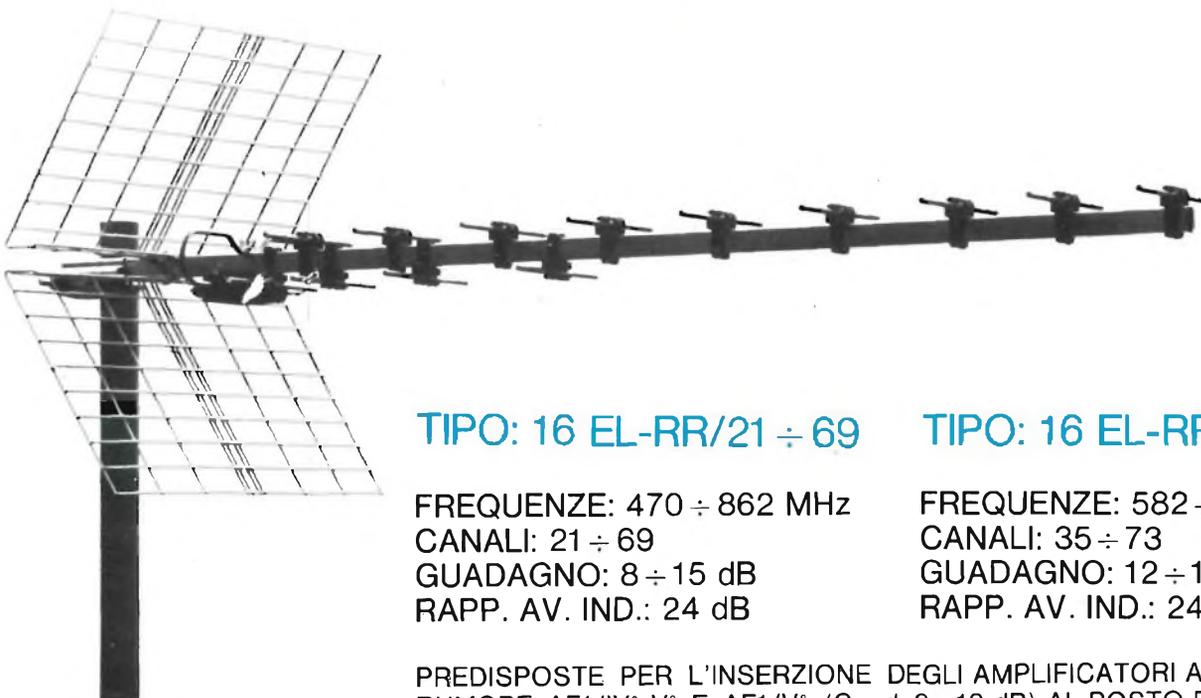
Con scala a specchio e quadrante illuminato

REDIST Divisione della **G.B.C.**

NOVITÀ

PRESTEL

ANTENNE UHF LARGA BANDA IV°-V° E V° CON RIFLETTORE A RETE



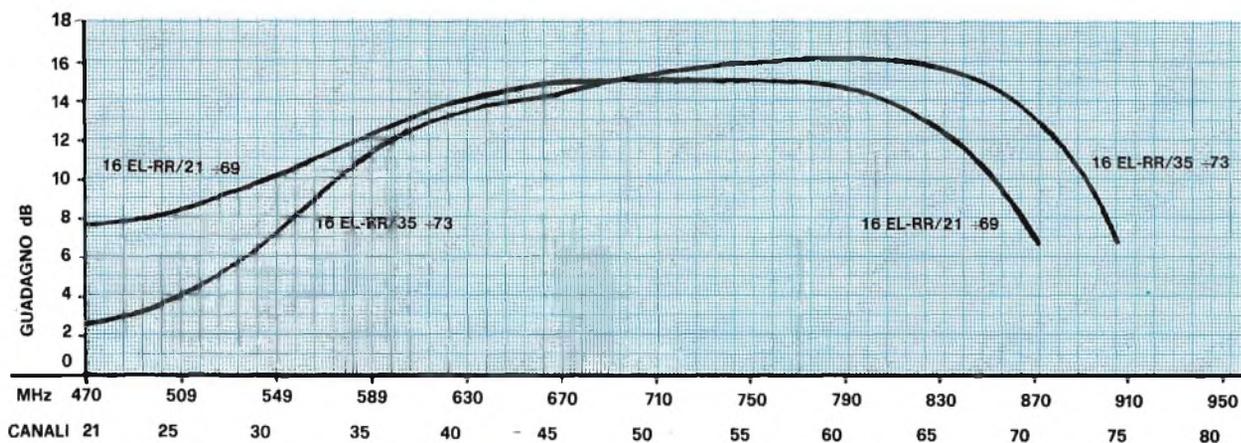
TIPO: 16 EL-RR/21 ÷ 69

FREQUENZE: 470 ÷ 862 MHz
CANALI: 21 ÷ 69
GUADAGNO: 8 ÷ 15 dB
RAPP. AV. IND.: 24 dB

TIPO: 16 EL-RR/35 ÷ 73

FREQUENZE: 582 ÷ 894 MHz
CANALI: 35 ÷ 73
GUADAGNO: 12 ÷ 16 dB
RAPP. AV. IND.: 24 dB

PREDISPOSTE PER L'INSERIZIONE DEGLI AMPLIFICATORI A BASSO RUMORE AF1/IV°-V° E AF1/V° (Quad. 8 ÷ 10 dB) AL POSTO DEL NORMALE BALUN.



ESECUZIONE PARTICOLARMENTE ROBUSTA, CON CULLA IN ALLUMINIO A SEZIONE RETTANGOLARE, ELEMENTI E DIPOLO IN ALLUMINIO Ø 6 mm. RIFLETTORI A RETE IN ACCIAIO PLASTIFICATO.

LUNGHEZZA: mm 1220

DIMENSIONI RIFLETTORI RETE: mm 430 x 250 cad.

PESO: Kg. 1,220 cad. - IMBALLO IN SACCHETTO PLASTICO

CONFEZIONI DA 10 PEZZI IN SCATOLA DI CARTONE: mm 1235 x 280 x 290

PRESTEL

s.r.l.

20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48 - TEL. (02) 31.23.36 - 34.90.304

Preamplificatore stereo con regolazione separata dei toni acuti, medi e bassi

di E. Grillo

Attualmente, nel campo dell'HI-FI, il mercato offre molti e brillanti amplificatori di potenza premontati, in «modulo». Ad esempio, citiamo i ben noti «I.L.P.» distribuiti dalla GBC Italiana, che senza parti esterne suppletive, e con eccellenti prestazioni, offrono potenze variabili tra 25 e 240 W. E' quindi abbastanza facile realizzare un complesso riproduttore dalla elevata qualità; in pratica, per formare il nucleo centrale del sistema, basta aggiungere un preamplificatore dalle caratteristiche adatte. Presentiamo qui appunto un ottimo, pratico preamplificatore, poco costoso e dal semplice assemblaggio, concepito appunto per lavorare anche con i vari moduli.

Il lettore che ambisce al possesso di un buon sistema di riproduzione HI-FI, avrà certo visto con grande interesse l'apparizione dei moduli premontati di potenza I.L.P. Questi (ed altri che offrono un peggior rendimento ma in sostanza sono vagamente somiglianti) consentono di allestire un finale di potenza veramente ad alta fedeltà con un impegno tecnico-pratico quasi irrisorio, e con una spesa che può essere un decimo o un ventesimo di quella che si sarebbe dovuta considerare per dei «power» dalle prestazioni analoghe, ma dal montaggio tradizionale.

In sostanza, i moduli hanno risolto *la metà* delle complicazioni che s'incontravano nella realizzazione di un complesso progredito, all'altezza dei tempi, da allestire in economia.

L'altra metà, com'è logico è costituita dalla scelta dell'adatto preamplificatore. Questo non può essere scadente, perché ci si deve sempre rifare al noto detto: «*la qualità complessiva di un sistema di riproduzione HI-FI, è quella del suo peggiore componente*».

Infatti, a cosa serve un «power» che giunga a 30.000 Hz, se il preampli ha una banda passante massima di, poniamo, 16.000 Hz? E che significato ha il fruscio ridotto al minimo nell'amplificatore di potenza, se i prestadi poi «soffiano» tremendamente?

Potremmo andare avanti per un bel pezzo; ma sarebbe inutile perché il lettore ci ha senza dubbio compreso; ad un buon gruppo finale si deve anteporre un preamplificatore altrettanto valido.

Proponiamo qui, appunto, un gruppo di prestadi che hanno una eccellente qualità generale. Il sistema che li raggruppa è stereo, prevede la regolazione separata dei toni acuti, medi e bassi. E' presente la correzione fisiologica del responso in frequenza (loudness), il regolatore di volume, persino l'uscita per registrazione su nastro a bassa impedenza e secondo le norme DIN.

All'ingresso possono essere collegati molti trasduttori; il guadagno è di circa 9 dB, mentre l'escursione dei controlli di tono vale ± 12 dB.

Per semplicità ed economia, l'unico tipo di trasduttore che non è previsto per il collegamento diretto, è la car-

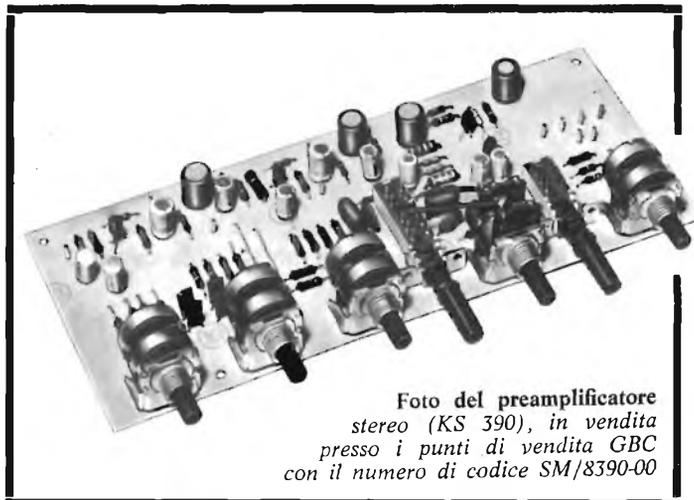


Foto del preamplificatore stereo (KS 390), in vendita presso i punti di vendita GBC con il numero di codice SM/8390-00

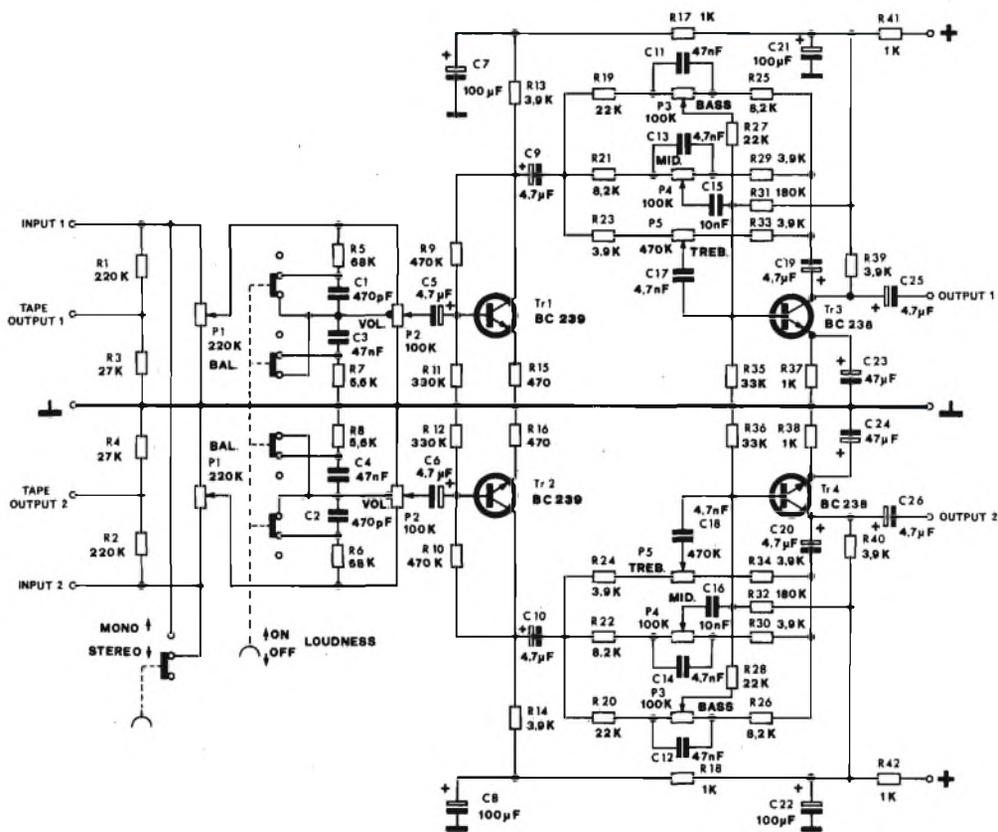


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore stereo con regolazione separata dei toni.

tuccia magnetica, ma non vi sono problemi neppure in questo senso; infatti, basta completare il tutto con una schedina adattatrice R.I.A.A. del tipo Amtron UK 277, eventualmente escludibile tramite un commutatore, ed il gruppo preamplificatore è pronto ad ogni impiego.

L'alimentazione prevista va da 16 a 24 VCC; usualmente i moduli impiegano dei valori più elevati, ma ancora una volta le difficoltà sono ridotte al minimo perché il preampli assorbe una corrente pressoché fissa, che vale 4 mA. Di conseguenza, per ridurre il +B, basta impiegare una semplice resistenza di caduta da calcolarsi con la legge di Ohm: $R = \frac{+B}{I}$ (alimentazione generale) - 18 V, valore medio di lavoro, il tutto diviso per 0,004, corrente di lavoro. Con un calcolatorino tascabile che ormai anche gli scolari possiedono, eseguire un calcolo del genere è una sciocchezza, ma anche a mano non si devono ... «patire molte pene» (!). Ad esempio, $\frac{40-18}{0,004} = 5500$ (il valore reale potrà essere 5.600 Ohm). Vista così la perfetta adattabilità, osserviamo ora il circuito elettrico; commenteremo un solo canale, visto che il complesso è stereo: figura 1.

Il segnale d'ingresso, proveniente dall'adattatore R.I.A.A. o da altre sorgenti giunge alle prese INPUT. Se occorre riversare l'audio su nastro, ad esempio per incidere dei dischi avuti in prestito, come spesso avviene, il partitore resistivo R1-R3 preleva la quota-parte di segnale necessaria per soddisfare le norme DIN, e la dirotta alla presa

TAPE OUTPUT.

Il segnale da amplificare nel modo convenzionale, attraversa invece il sistema di bilanciamento che è formato dai potenziometri monocomandati coassiali P1. I due, hanno curve di variazione delle resistenze logaritmiche, che si sviluppano secondo versi di rotazione opposti in modo da regolare l'equilibratura in modo lineare, all'ascolto. Il commutatore a tasto «LOUDNESS» inserisce il filtro di correzione fisiologica, se richiesto, in modo da poter effettuare l'ascolto anche a piccoli livelli senza che si perda il buon responso ai bassi, che l'esecuzione si «appiattisca». Odiernamente, con i piccoli appartamenti a disposizione di tutti i normali appassionati di musica, un ascolto ad alto livello è quasi impensabile, vista anche la sottigliezza delle pareti.

Dopo gli adattatori detti, è presente lo stadio del TR1, preamplificatore ad alto guadagno, e lo stadio regolatore delle tonalità TR3. Quest'ultimo impiega tre reti di filtro disposte in controreazione, sia per la massima efficacia, che per minimizzare il responso spurio. Come tutti gli appassionati fanno, un segnale in controreazione elide quello diretto, ovvero lo attenua in una misura che appunto è dettata da tasso di reazione negativa.

Le reti sono BASS (regolazione dei bassi); MID (regolazione dei toni medi) ed infine TREBLE (regolazione degli acuti). Tutte e tre, rispondono al noto concetto che ponendo un condensatore ed una resistenza in serie al se-

ELENCO COMPONENTI

R1-R2	= Res. str. carb. 220 k Ω \pm 5%
R3-R4	= Res. str. carb. 27 k Ω \pm 5%
R5-R6	= Res. str. carb. 68 k Ω \pm 5%
R7-R8	= Res. str. carb. 5,6 k Ω \pm 5%
R9-R10	= Res. str. carb. 470 k Ω \pm 5%
R11-R12	= Res. str. carb. 330 k Ω \pm 5%
R15-R16	= Res. str. carb. 470 Ω \pm 5%
R19-R20-R27-R28	= Res. str. carb. 22 k Ω \pm 5%
R21-R22-R25-R26	= Res. str. carb. 8,2 k Ω \pm 5%
R13-R14-R23-R24-R29- R30-R33-R34-R39-R40	= Res. str. carb. 3,9 k Ω \pm 5%
R17-R18-R37- R38-R41-R42	= Res. str. carb. 1 k Ω \pm 5%
R31-R32	= Res. str. carb. 180 k Ω \pm 5%
R35-R36	= Res. str. carb. 33 k Ω \pm 5%

Tutti i resistori sono di 0,25 W

C5-C6-C9-C10- C19-C20-C25-C26	= Cond. elett. vert. 4,7 μ F 25 V
C7-C8-C21-C22	= Cond. elett. vert. 100 μ F 25 V
C23-C24	= Cond. elett. vert. 47 μ F 16 V
C1-C2	= Cond. ceram. disco 470 pF N750 50 V
C3-C4-C11-C12	= Cond. poliest. 47 nF \pm 20% 100 V
C13-C14-C17-C18	= Cond. poliest. 4,7 nF
C15-C16	= Cond. poliest. 10 nF 400 V
P1	= Potenz. X20 220 KB + 220 KC L = 21
P2	= Potenz. X113 100 K + 100 K log L = 21
P3-P4	= Potenz. X20 100 K + 100 K lin. L = 21
P5	= Potenz. X20 470 K + 470 K lin. L = 21
1	= Pulsante 2 vie indep. nero
1	= Pulsante 4 vie indep. nero
12	= ancoraggi per c. s.
4	= Viti M3 x 6
4	= Dadi M3
30 cm	= Filo nudo stagnato diametro 0,7
TR1-TR2	= Transistori BC 239 B
TR3-TR4	= Transistori BC 238 B

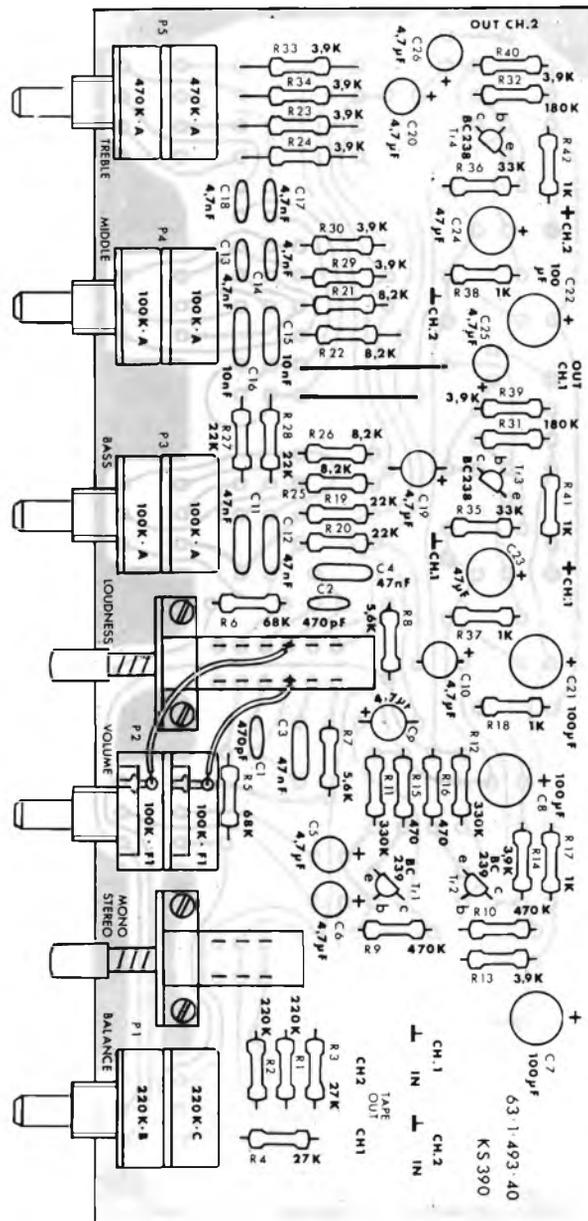


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta del preamplificatore stereo

ARRIVA DAL GIAPPONE, VIA NEW YORK, IL PIU' PICCOLO STEREO PORTATILE DEL MONDO

Coerentemente con leit motiv della campagna pubblicitaria «Sony è sempre avanti», la casa giapponese ha presentato in questi giorni al pubblico italiano il più piccolo stereo portatile del mondo.

Si chiama Soundabout ed è veramente una realizzazione eccezionale, unica. Pesa solo 390 grammi ed è così piccolo che si può portare come si vuole: a tracolla, attaccato alla cintura, nella borsa, addirittura in tasca.

E' la moda del momento in America e soprattutto a New York, dove vengono tenute a battesimo tutte le novità destinate ad avere successo nel mondo. Il suono è perfetto e regge perfettamente il confronto con quello dei migliori impianti «da discoteca», solo che si può ascoltare ovunque, in tram, sugli sci, al supermarket, a pesca.

E, per chi ci riesce, anche in ufficio o a scuola.

Soundabout è il mezzo ideale per «staccare» con tutto e con tutti: la ragazza che va con un altro, i figli che rompono, le tasse che incombono sono tutti mali curabili con Soundabout. Non si guarisce, certo: però per un po' non ci si pensa più.

Il più piccolo stereo del mondo si può ascoltare anche in due, perché è predisposto per il collegamento con una seconda cuffia. In questo caso i due ascoltatori possono comunicare tra di loro senza togliere la cuffia: basta premere un bottone, chiamato «hot line» e parlare nel microfono incorporato: la musica si abbassa automaticamente e il microfono trasmette la voce in modo perfettamente chiaro. Ma oltre a questo ci sono tanti altri tecnologismi che ne fanno veramente un prodotto di alto prestigio, in sintonia con la grande tradizione Sony.



gnale si ha un'attenuazione delle frequenze basse, a causa della reattanza capacitiva, mentre se la stessa coppia è in *parallelo* al segnale, si ha un'attenuazione delle frequenze elevate, che tendono ad essere disperse a massa.

Ciò detto, il lettore può procedere da solo all'analisi dei comportamenti.

Va aggiunto che i preamplificatori sovente presentano dei problemi relativi ai nodi di tensione e di corrente nei confronti delle masse. Non di rado, nei dispositivi semplificati, che risultano economici, si sviluppano delle tensioni di ronzio quasi insopprimibili, delle diafonie e simili disturbi, tutti molto difficili da eliminare.

Nel sistema che trattiamo, i ritorni di massa sono studiati con una eccellente cura, quindi, anche se il montaggio non è proprio «da manuale», è assai difficile che si abbiano difetti del genere.

Come si vede, un opportuno commutatore a tasto permette di far funzionare i due canali in parallelo, per esecuzioni monofoniche; non sempre e non necessariamente, infatti, nastri e dischi reperibili in commercio sono «stereo».

Ciò detto per il circuito elettrico, vediamo ora brevemente il montaggio.

La giusta sequenza per assemblare il tutto, è quella tradizionale; prima i ponticelli in filo, poi le resistenze fisse, quindi i condensatori, non polarizzati ed elettrolitici (per gli elettrolitici è necessario il solito riscontro della polarità) ed ancora i transistori.

I controlli, che sono le parti più ingombranti, devono essere collegati per ultimi. I doppi potenziometri devono essere assemblati infilando i terminali ed i piedini delle squadrette di fissaggio negli appositi fori del circuito stampato ed affettuando le saldature in modo da mantenere gli alberini tutti alla stessa altezza ed allineati. I commutatori LOUDNESS e MONO-STEREO, devono

essere installati prima stringendo le viti con i relativi dadi sullo stampato, poi effettuando le saldature.

Come si vede nella *figura 2*, occorre anche qualche connessione «sopra» lo chassis, in altre parole, si devono unire i contatti superiori del commutatore LOUDNESS con i potenziometri di volume.

Per rendere il preamplificatore più versatile possibile, le alimentazioni dei due canali sono previste in modo del tutto indipendente (anche se nello schema, per comodità e simmetria del disegno si sono riuniti i negativi dei due gruppi simmetrici). In pratica, sia il negativo del canale CH1, che del canale CH2 saranno riuniti, e perverranno direttamente alla massa generale, mentre per i due capi positivi, si preleverà l'alimentazione dagli amplificatori di potenza, tramite le resistenze di caduta indicate prima.

Il preamplificatore è sufficientemente bipassato per evitare inneschi, tramite il sistema alimentatore generale, e praticamente, non servono dei disaccoppiatori aggiuntivi.

Com'è ovvio, non si deve comunque tenere i collegamenti troppo lunghi, né assoggettarli a giri tortuosi; ciò vale in particolare per i ritorni al negativo, per le «masse».

Sia per le connessioni dirette all'ingresso che per quelle d'uscita (amplificatori di potenza) si deve sempre impiegare il cavetto schermato audio, con le «calze» ben saldate ai ritorni al comune.

Impiegando adattatori R.I.A.A. su scheda diversi da quello segnalato prima (UK 277) è necessario fare in modo che il preamplificatore non risulti sovraccaricato, eventualmente, tramite partitori resistivi o simili accorgimenti.

Il complesso, nel sistema HI-FI, può essere montato a sbalzo, con un'adatta mascherina per i controlli ed il fissaggio tramite i dadi di questi ultimi, oppure «a chassis» con le viti ed i distanziali che faranno capo ai fori appositamente praticati negli angoli della basetta generale.

PIANOFORTE ELETTRONICO IN KIT

Avviso per i lettori



Comunichiamo ai lettori che il Kit del Pianoforte a circuiti precollaudati è disponibile a L. 320.000. Agli abbonati sconto del 10% su tutti gli accessori opzionali forniti su richiesta. Consegna 30-60 gg. Prenotazioni - L. 160.000 quale anticipo a mezzo assegno circolare o versamento sul C.C. postale N. 35480201, vanno indirizzate a:

**S.T.C. Ing. T. Klinger - Via Palmanova 30
20132 MILANO**

Costruzione di un moderno terminale video interattivo

di Paolo Bozzola - quarta parte

Con la quarta parte di questo «manuale», terminiamo la serie dedicata alla messa in opera di un moderno terminale video interattivo; articoli che sono, di per sè, la logica premessa alla prossima serie dedicata al vero e proprio cuore del sistema di sviluppo.

Come già accennato nei «corsivi» delle parti pubblicate in precedenza, la logica del nostro discorso è quella di portarvi poco a poco alla realizzazione di un sistema standard compatibile col bus 6502, e dotato come minimo di 1 scheda espansione RAM/ROM, programmatore di EPROM, PORT di I/O, Interval Timers, Assembler Editor Hypermonitor residenti, nonché facilissime possibilità di successiva espansione della RAM e della ROM ed inserimento di Extended Basic 9 digit Microsoft (TM).

Adesso, ad ogni modo, dovrete avere, montati a puntino, il terminale con la scheda VAB nonché la tastiera alfanumerica ASCII (tutto il materiale è peraltro disponibile, spiegazioni sono date nel testo): è ora, dunque, di prendere la scheda KIM-1 (sulla quale si basa tutto il sistema di sviluppo), un monitor o un televisore ed effettuare i collegamenti finali e le prove di collaudo. Il compito di questa parte è indicarvi come eseguire tutto ciò.

Collegamenti, verifiche, messa a punto del terminale

Per procedere vi servono:

- a) il terminale con scheda VAB che avete montato, nel contenitore AMTRON
- b) la tastiera alfanumerica ASCII 756 che avete montato la volta scorsa
- c) le precedenti puntate di questo «manuale»
- d) il manuale tecnico originale del VAB e una tabella delle corrispondenze in ASCII dei codici di controllo (ce ne è una anche qui)
- e) un monitor a 625 righe 50 Hz norme europee, B/N o colore con entrata video diretta, oppure
- f) un televisore A TRANSISTORI, meglio, B/N o Colore
- g) un modulatore TV tipo UHF, AMTRON UK 980 W
- j) cavo schermato sottile TV da 75 Ω, apposite spine e prese, cavo normale.

Preso tutto ciò, iniziate la manovra di accerchiamento del vostro «TV display». Se possedete un monitor, esso sarà appunto dotato di un ingresso (usualmente presa RCA o PL) diretto VIDEO: in tale caso è sufficiente collegare l'uscita VIDEO dalla scheda VAB (vedere le

puntate precedenti) con un cavo schermato qualunque non troppo lungo. Attenti a rispettare le polarità nei collegamenti di massa.

Se invece, come la stragrande maggioranza degli appassionati del settore, avete un vostro normale televisore, la procedura è diversa.

La maniera più semplice, che non richiede alcun inter-



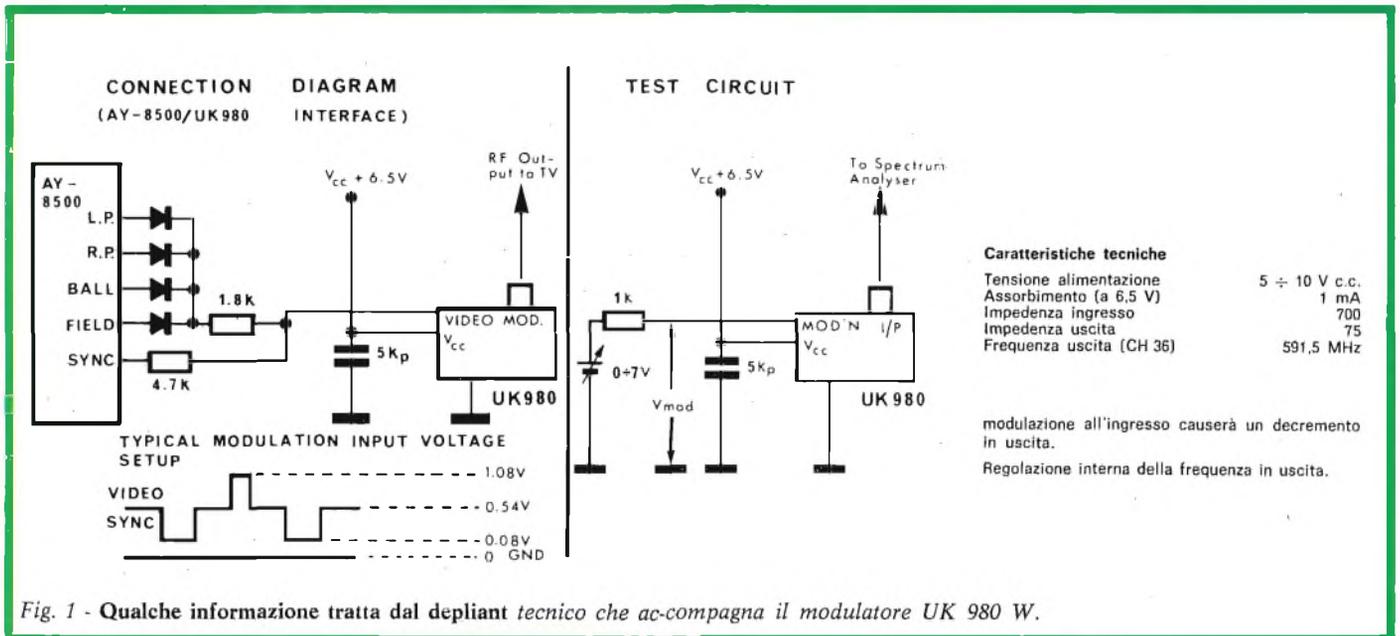


Fig. 1 - Qualche informazione tratta dal depliant tecnico che accompagna il modulatore UK 980 W.

vento diretto sul televisore, è quella di predisporre all'interno del contenitore del VAB un poco di spazio per il modulatore UHF (vedi lista componenti). Tale modulatore ha un ingresso, come si vede in figura 1, il quale deve essere collegato alla sopraddetta uscita «video» del VAB, con uno spezzone di cavo schermato.

C'è pure un altro ingresso, per la alimentazione, che deve provenire dall'apposito alimentatorino da 5 o 6 V descritto nella seconda parte. Potreste anche alimentarlo con i + 5 V provenienti dal Power Supply del VAB, ma un poco di rumore digitale entrerebbe nel percorso, quindi, tant'è: una piccola fatica qui non costa cara.

La massa del modulatore è collegata al contenitore stesso: potete collegare direttamente la carcassa al fondo del contenitore. Notate come nell'UK 980 W vi sia, sul retro, un foro per la regolazione dei livelli video: voi provvederete a fare un buco analogo corrispondente sul pannello posteriore, prima di fissare il modulatore. Questo ha due pins alle sue estremità che, se due fori da 3 mm sono provvisti sempre sul pannello, possono essere un valido aiuto per il fissaggio: introducete i pins nei fori, e piegate. Fatto.

Adesso dovrete collegare l'uscita del modulatore con uno spezzone alla vostra presa UHF che avrete preparato sempre sul pannello posteriore del VAB: a questa presa va collegato il vostro televisore come se la presa stessa fosse l'uscita della antenna.

Selezionate la gamma UHF, regolate la sintonia sul canale 36, e il gioco è fatto.

In questa situazione, potete per prima cosa collegare la tastiera ASCII al terminale, poi ponete il deviatore quadruplo in posizione «LOCAL», e quindi date potenza.

Battete qualche simbolo a caso sulla tastiera, e ritoccate la sintonia ed il contrasto del TV finché non vedrete nel modo migliore. A questo punto vi resta solamente da mettere a punto il collaudo del terminale con il microprocessore, ma poiché tale gate è comunis sia per chi ha il

monitor che per coloro che usano il TV col modulatore, tale procedura verrà descritta in seguito.

In figura 2, ad ogni modo, un semplice schema di modulatore è suggerito, previa annotazione che il quarzo lì usato (standard USA) va sostituito per avere una portante di 591,5 MHz (Ch. 36 ITA).

A questo punto, però, vorrei farvi notare la figura 3.

Essa descrive lo schema a blocchi tipico di un televisore domestico.

Se il vostro televisore è un tipico portatile da 12-16 pollici a transistori, allora senz'altro parte del suo schema sarà molto simile a quello appena accennato in figura 4.

Ed inoltre, in figura 5 e figura 6, trovate altri due schemi indicativi.

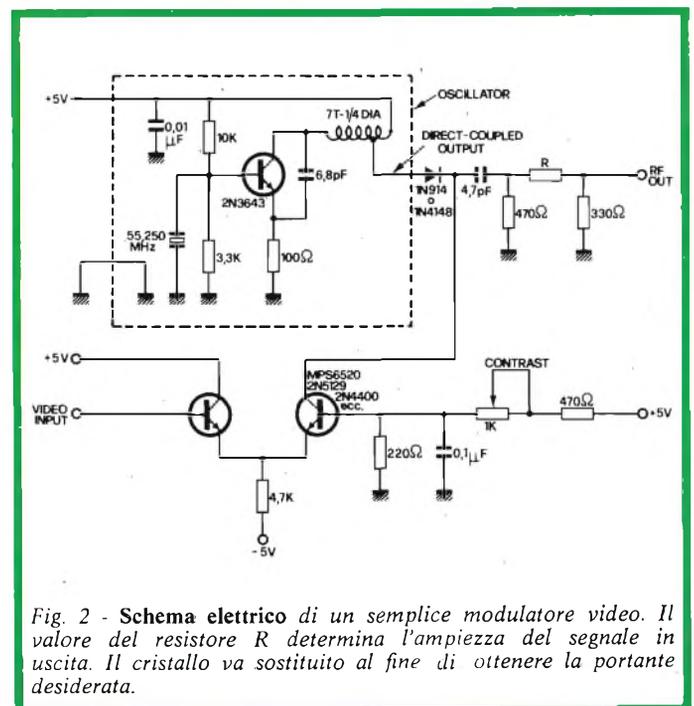


Fig. 2 - Schema elettrico di un semplice modulatore video. Il valore del resistore R determina l'ampiezza del segnale in uscita. Il cristallo va sostituito al fine di ottenere la portante desiderata.

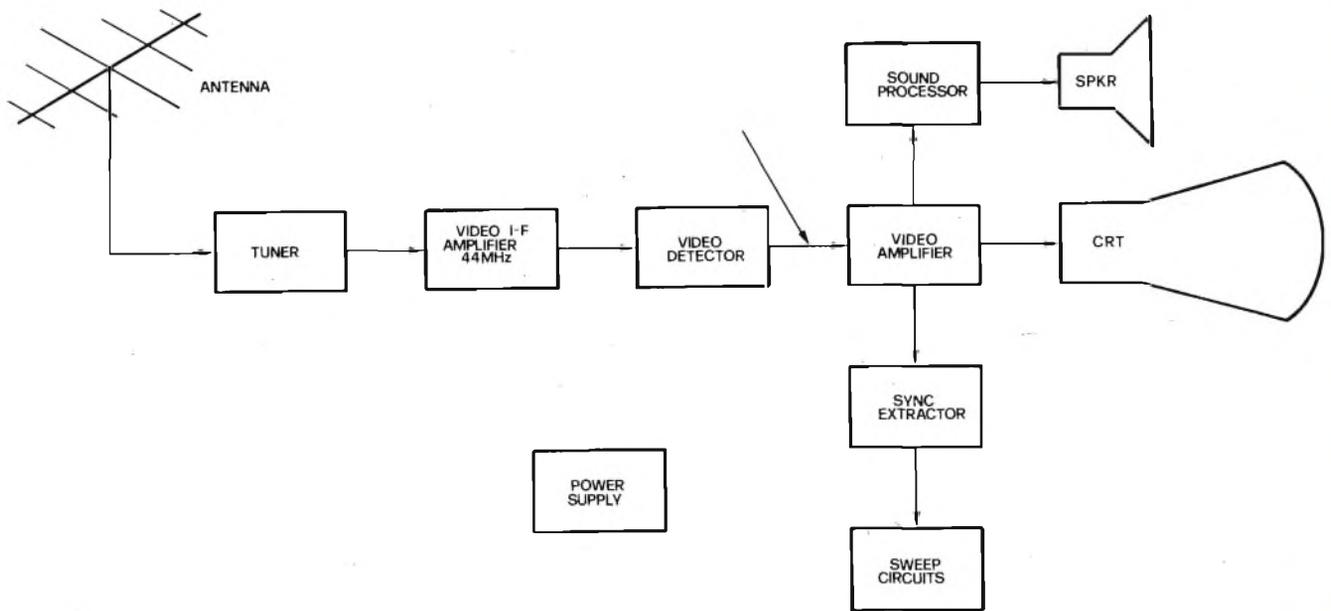


Fig. 3 - Schema funzionale di un televisore per uso domestico.

- «Tuner» = circuiti di sintonia a frequenza elevata (VHF o UHF);
- «Video I-F amplifier 44 MHz» = Amplificatore a frequenza intermedia (44 MHz);
- «Video detector» = Rivelatore video
- «Video Amplifier» = Amplificatore video;
- «Sound processor» = Circuiti audio;
- «Sync extractor» = Circuiti rivelatori dei segnali di sincronismo;
- «Sweep circuits» = Circuiti generatori di sincronismo;
- «Power Supply» = Alimentatore;
- «SPKR» = Altoparlante;
- «CRT» = Tubo a raggi catodici.

La freccia indica il punto in cui è possibile immettere direttamente un segnale video.

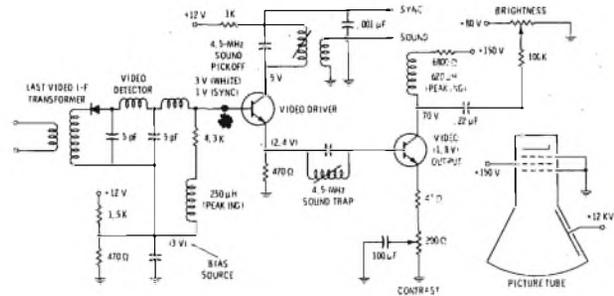


Fig. 4 - Circuito tipico relativo al rivelatore video e all'amplificatore video in un televisore di tipo economico. L'asterisco indica il punto consigliato per immettere un segnale video.

Bene: impostiamo il discorso che segue su questo assioma: «IL TELEVISORE CHE ANDIAMO A MODIFICARE DEVE ESSERE A TRANSISTORI E DOBBIAMO AVERE LO SCHEMA ELETTRICO CHIARO DELL'APPARATO».

Questo postulato ci semplifica di molto la vita, poiché lavorare su tremendi set valvolari non solo è pericoloso, ma scomodo.

Dunque, nelle figure sopraccitate, si riscontrano tre punti, tutti molto simili per posizione, e tutti segnati da un asterisco. Ritornando alla figura 3, ora, è facile capire come tali punti siano le entrate per il «direct video», ovvero i punti ove si può applicare direttamente il segnale composito video che esce da una qualsiasi scheda video (non solo il nostro VAB).

Riassumendo, il trucco per valutare con assoluta certezza ove arrivare col segnale video è questo: innanzitutto scoprire la MF video. Ad un certo punto si trova un diodo che è il rivelatore.

Esso è solitamente situato in una custodia insieme alla o alle bobine che sono parte integrante del circuito di po-

larizzazione del transistor alla cui base deve poi arrivare il segnale rivelato.

Tale transistor è riconoscibile in quanto la sua funzione è di solito quella di amplificatore video e/o separatore di sincronismo: in genere si riconoscono assai facilmente i collegamenti che da questo transistor vanno all'AGC, al separatore di sincronismo, al finale (finali) video.

Un TBA 120 è molto comune per la MF suono, ed è tipicamente collegato come nella figura 5.

Ebbene, voi non dovete fare altro che aprire con molta cautela il vostro TV, trovare il board destinato allo scopo di MF video, trovare il transistor in questione.

Adesso prendete due fili NON SCHERMATI ed attorcigliateli fra di loro strettamente: se siete arguti ne avrete preso uno nero ed uno rosso.

Adesso, sul board che porta il transistor suddetto, trovate la piazzola ove è saldata la base e un punto, vicino, ove giunga la massa. L'uso di un cavo schermato è sconsigliabile per via della notevole capacità che introdurrebbe sulla base.

Il filo intrecciato che non sia più lungo di 25 cm, una vol-

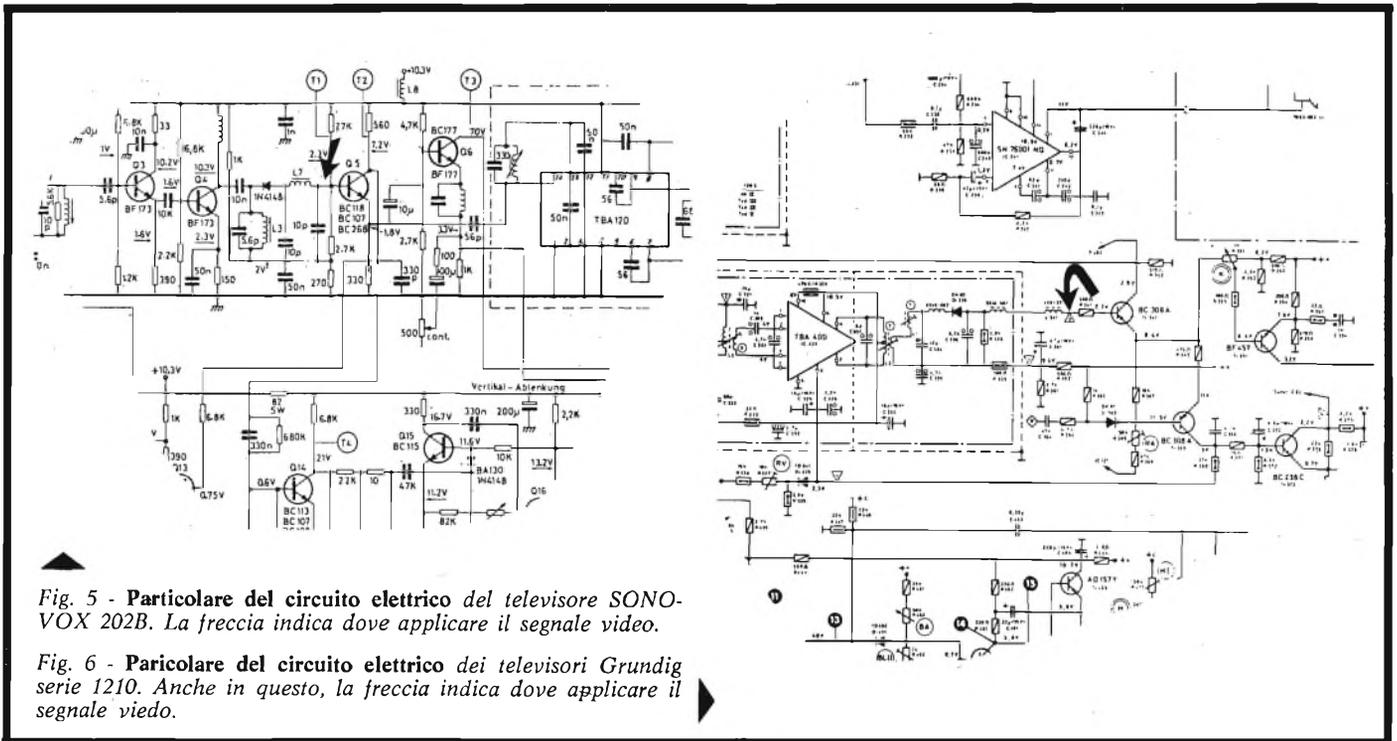


Fig. 5 - Particolare del circuito elettrico del televisore SONO-VOX 202B. La freccia indica dove applicare il segnale video.

Fig. 6 - Particolare del circuito elettrico dei televisori Grundig serie 1210. Anche in questo, la freccia indica dove applicare il segnale video.

ta saldato (rosso alla base, nero a massa), va poi collegato ad un jack 3,1, o, meglio, presa RCA, posto sul contenitore del TV in una posizione facilmente accessibile e poco distante dal punto di prelievo. Regolatevi come in figura 7.

Notate l'uso del condensatore da 5 μ F, 50 V.

Chi di voi si chiederà il perché non ho consigliato di interrompere con un interruttore l'afflusso del normale segnale demodulato alla base del transistore sarà ora accontentato.

Infatti l'esperienza mostra che, con antenna e collegamento staccato (tutti i portatili hanno un cavettino che si attacca alla antenna autonoma), e con selezione in posizione UHF, ogni interferenza è nulla.

Inoltre, un interruttore sul percorso di base significherebbe dovere rifare (ripetere) le polarizzazioni di base; e la capacità introdotta sarebbe intollerabile.

Quindi state sicuri che la modifica, eseguita nei termini suggeriti, è OK.

Che cosa vi permette la modifica vista ora? Innanzitutto di risparmiare il modulatore, (che però è sempre meglio inseriate nel terminale, se lo doveste usare «fuori casa» con normali TV), e quindi di evitare di dovere modulare e poi rivelare, operazioni che introducono rumore e restringono la banda passante.

Dunque con un ingresso video diretto la nitidezza dei caratteri è eccezionale.

Poi, cosa non trascurabile, il vostro «monitor» funziona subito senza che voi dobbiate regolare sintonie o cambiare antenne.

Benissimo: coloro che hanno costruito il VAB per poi usarlo unicamente come TVTyperwriter, ora hanno finito.

Restano unicamente, da effettuare, alcune prove di controllo.

Collaudo

La figura 8 vi mostra il set di caratteri che potete ottenere con il nuovo terminale.

Dovrete assicurarvi che siano esatti i collegamenti fra tastiera ASCII e terminale (vedasi la parte terza del manuale, e che alimentazioni, collegamenti interni etc. nella tastiera e nel terminale siano OK.

Del resto, si spera che voi siate in grado di affrontare un minimo di debugging del vostro hardware, anche se certamente la cosa richiede una certa pazienza.

Per quanto riguarda la tastiera vi dirò che:

- se avete seguito alla lettera le istruzioni date, tutto deve funzionare al primo colpo.
- se disponete dei + 5 V e dei - 12 V ma non avete ancora pronto il terminale, potete condurre una prova

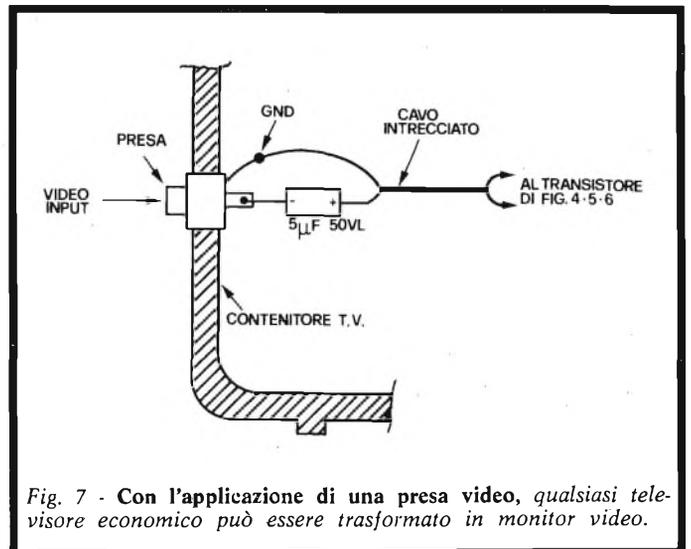


Fig. 7 - Con l'applicazione di una presa video, qualsiasi televisore economico può essere trasformato in monitor video.

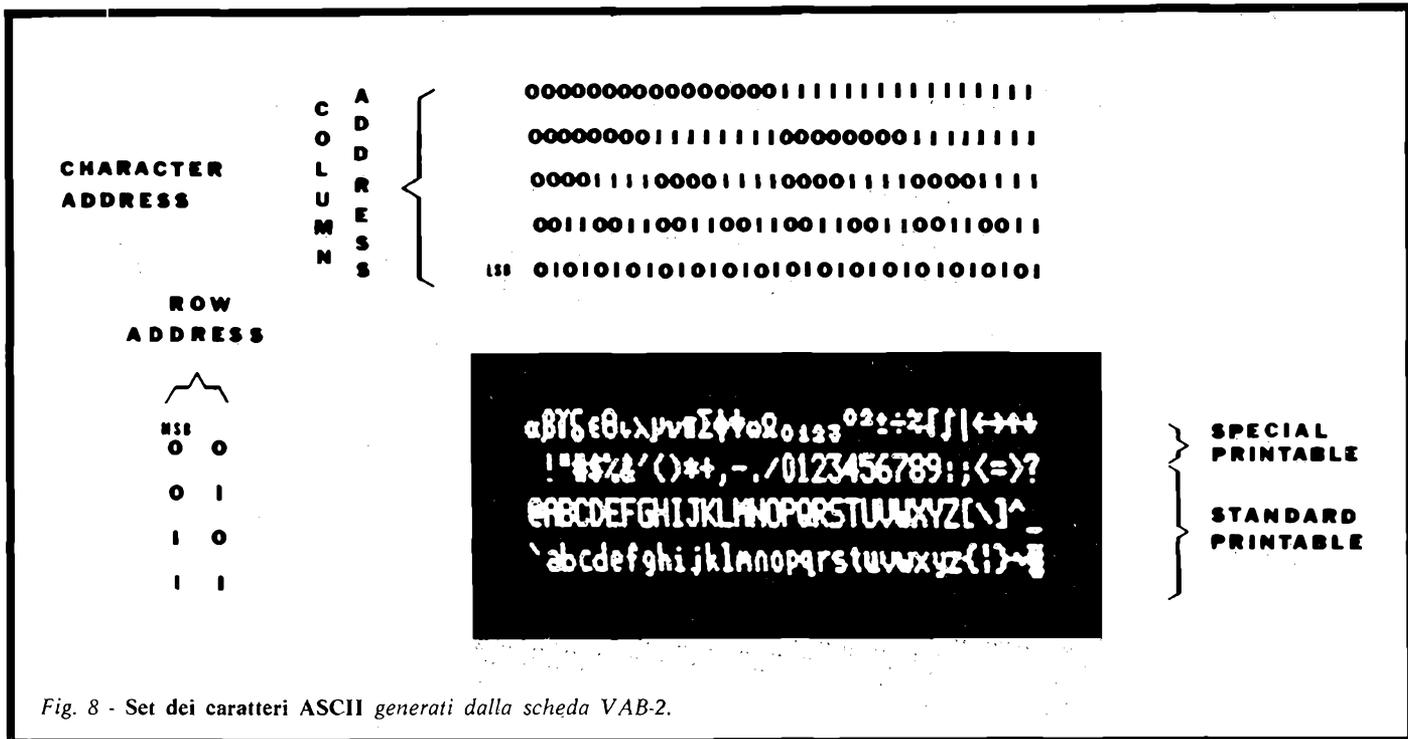


Fig. 8 - Set dei caratteri ASCII generati dalla scheda VAB-2.

«brute force» del funzionamento dell'encoder osservando il cablaggio della figura 9.

- se nulla sembra funzionare (ammesso che possiate giurare che il cablaggio della figura 9 è perfetto), rivedete le alimentazioni ed i collegamenti col connettore della tastiera. Se tutto vi sembra perfetto allora, ahimé, avete distrutto il 2376.

Ricordate che l'Encoder viene testato prima della spedizione e quindi, se poi non va assolutamente è ...proprio colpa vostra! Purtroppo l'integrato, comprese spese di importazione etc. etc., viene a costare circa 30.000, ma, in ogni caso, è disponibile.

- sappiate comunque che, se seguite le norme date in precedenza, distruggere il 2376 è praticamente impossibile.

Questo il debug per la tastiera.

Il debug per il terminale (scheda VAB) è invece citato nel manuale originale.

Sicuri che tutto è finalmente OK, (e non voglio più ripeterlo!), possiamo provare maiuscole, minuscole, simboli etc., nel funzionamento in locale, provando altresì i controlli ASCII come descritto nella Tabella 1.

Ancora, una completa procedura di ceck-up è descritta a pagina 2-28 del manuale originale.

In figura 8 è data visione del set completo di caratteri stampabili con la nostra scheda. Si notino simboli greci e matematici, utilissimi in formule, espressioni, etc.

Ancora, particolari sulle sequenze dell'ESCAPE (posizionamento del cursore tramite routine interna al 3870) e sul Downshift sono spiegati nel manuale originale.

Non è il nostro scopo, mio e della Ditta SKYLAB, ricordo ancora, tradurre qui riga per riga i manuali originali, poiché i nostri articoli vogliono essere unicamente uno strumento valido di aiuto per organizzare l'hardwa-

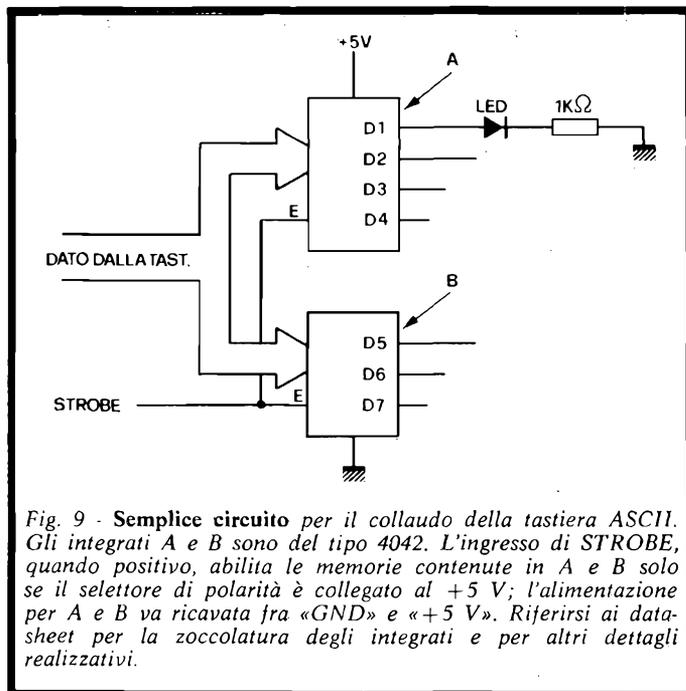


Fig. 9 - Semplice circuito per il collaudo della tastiera ASCII. Gli integrati A e B sono del tipo 4042. L'ingresso di STROBE, quando positivo, abilita le memorie contenute in A e B solo se il selettore di polarità è collegato al +5 V; l'alimentazione per A e B va ricavata fra «GND» e «+5 V». Riferirsi ai data-sheet per la zoccolatura degli integrati e per altri dettagli realizzativi.

re senza perdere tempo per impostare i collegamenti, scegliere i mobili, etc.

Con l'aiuto costruttivo di questi articoli avrete risparmiato molto tempo prezioso durante il setup del terminale, potendo riservare maggiore spazio all'apprendimento del suo funzionamento, nonché delle funzioni.

Interfacciamento col computer

La scheda VAB dispone di un interfaccia seriale del tipo ASR + 33, cioè «Teletype».

Ogni computer che disponga di un interfaccia «on-

board» di tale tipo è quindi collegabile direttamente.

E il funzionamento è immediato.

Casi tipici di single-board computer sono il KIM-1 (che è preso qui come esempio hardware e software) e l'AIM. Ricordate che l'AIM ha già la tastiera inclusa ma occorre un terminale video con i componenti descritti in questi articoli se si vuole ottenere un comportamento «interattivo» completo.

Il KIM-1, che è il microprocessore su singola scheda di maggior fama (diciamo che quasi ogni americano ne ha uno), è già provvisto delle entrate e uscite per i «loop» di corrente da 20 mA, come descritto appunto nelle puntate scorse, ove sono pure state date le illustrazioni di tali interfaccia.

Ad ogni modo, in figura 10 è ripetuta la descrizione dell'interfaccia TTY del KIM.

Se avete eseguito i collegamenti alla presa «LOOP» come li avevo descritti nelle scorse parti di questo manuale, ora disponete di una presa a quattro poli ove i quattro fili del loop sono chiaramente designati da lettere che corrispondono ai pins del connettore di applicazione del KIM. Per l'AIM basta riferirsi al manuale originale, come pure bvale lo stesso per altri computers.

NOTATE che le due masse (Terminale e Computer) è bene che *non* siano collegate (e la funzione del loop di corrente è proprio quella di permettere la comunicazione con soli 4 fili tenendo separate le masse).

Il loop di corrente, agendo con completa ignoranza dei collegamenti di massa, permette la comunicazione (seriale, ovviamente) a notevole distanza senza la minima introduzione di rumore.

Computers non dotati di interfaccia seriale devono essere collegati tramite UART o ACIA (Universal Asynchronous Receiver Transmitter o Asynchronous Communication Interface Adapter).

Note in proposito sono sempre date nei manuali d'uso.

Quando il collegamento di LOOP è effettuato, dovrete chiudere lo switch che collega i pins A(21) e A(V) del KIM, in modo da abilitare le routines di gestione della tastiera ASCII.

Adesso, verificato (non è qui il caso di ripeterlo più di una volta) che il computer sia perfettamente funzionante, voi ponete sul terminale il deviatore quadruplo in posizione «LINE», e quindi potete dare potenza.

Il KIM leggerà che lo switch succitato è chiuso, ed aspetterà un RESET (dato tramite il comando sulla tastiera esadecimale), e quindi un «RUBOUT» (il «DEL» della nostra tastiera).

Siccome un RUBOUT è una sequenza di uni trasmessi dal VAB in serie al computer, il KIM sfrutta questa sequenza per sincronizzarsi alla Baud Rate (in questo caso 300 Baud) del terminale.

Fatto questo, il computer è pronto per ricevere e trasmettere dati, dopo avere «stampato» sullo schermo TV:

TABELLA 1

Octal	Hex	CTRL	Function
004	04	D	HOM Home - moves cursor to upper left corner of screen
005	05	E	EOL Erase end of line - erases current line from right margin to current cursor position (1600 ms max)
006	06	F	EOS Erase end of screen - erases lines from bottom of screen to, but not including, current line (400 ms max)
010	08	H	BS Back space - moves cursor left one column unless already in left most column
011	09	I	HT Horizontal tab - moves cursor right one column unless already in right most column
012	0A	J	LF Line feed - moves cursor down one line, scrolls screen up if already on bottom line
013	0A	K	VT Vertical tab - moves cursor up one line, scrolls screen down if already on top line
014	0C	L	FF Form feed - clears screen and homes cursor (400 ms)
015	0D	M	CR Carriage return - moves cursor to left margin
020	10	P	DS Down shift sequence - causes character following DS to be interpreted as printable rather than control. Required for lower 32 symbols (Greek and math), but may be used with any characters.
021	11	Q	DC1 Device control - sets AUX bit to logic 1
023	13	S	DC3 Device control - sets AUX bit to logic 0
033	1B	*	ESC Start cursor sequencer ESC + V H adds V module 16 to vertical cursor address H module 64 to horizontal cursor address ESC = V H sets vertical cursor address to V module 16 horizontal cursor address to H module 64
177	7F		DEL Delete - moves cursor left one column, unless cursor was already on left most column; erases new position

Tabella 1 - Caratteri di controllo della scheda VAB-2. Altre informazioni a proposito possono essere attinte dal manuale della scheda stessa.

KIM
 XXXX XX, dove «X» significa un carattere qualsiasi compreso fra 0 ed F (hex).

A questo punto non è più il caso di andare oltre con le istruzioni relative al trattamento di comandi Teletype gestiti dal Monitor interno al KIM-1, in quanto tutto ciò è esaurientemente trattato nel «MANUALE D'USO DEL MODULO MICROCOMPUTER KIM-1», edito, in lingua italiana, dalla SKYLAB.

Dunque impratichitevi del gioco, ricordandovi sempre che per cancellare dovete usare RUBOUT, e che all'accensione ed in ogni caso per il clear dovete effettuare: RESET + RUBOUT (DEL).

Note di software

Ciò che, invece, mi sembra importante, è chiarire alcuni concetti che, accennati nelle scorse parti del nostro manuale, risultano ora di più immediata applicazione.

Innanzitutto c'è il fatto che non tutti capiscono al primo colpo la limitatezza delle funzioni del terminale quando esso è collegato ON LINE.

Se, infatti, collegando il VAB in locale voi potevate scrivere e riscrivere tutto ciò che volevate per un totale di 16 righe di 64 caratteri, ora, collegando il terminale in maniera interattiva vi accorgete che, salvo pochi comandi e i simboli del codice esadecimale, voi non potete fare più molto (i controlli rimangono integrati in quanto gestiti dal 3870 e non dal computer esterno).

Il diagramma è di facile — relativamente — spiegazione se si pensa a come avviene ogni «comunicazione» dall'esterno col computer. Infatti noi non abbiamo altro sistema che accedere al databus del processore, previo avvio alla CPU che «qualcosa di nuovo» sta arrivando sul Databus stesso.

Per risolvere un tale problema ci si serve di solito di interfaccia appositi che vanno in generale sotto il nome di «PORT di I/O» (cioè INPUT-OUTPUT). Non mi soffermerò alla circuiteria ad essi assegnata. Per ora ci basterà sapere che io posso «scrivere» nel port di I/O dall'esterno, e questo pensa lui stesso ad avvertire il computer (la CPU) quando ciò avviene, per cui è possibile il colloquio con la CPU.

Ora diamo per scontato che voi sappiate che cosa è un programma, come si carica in memoria e come si fa «girare».

Allora saprete che, mentre esegue un programma, la CPU va alla locazione di memoria XXXX indicata dal Program Counter, «pesca» il dato ivi contenuto e lo decodifica («Fetch» del dato).

Deciso se il Dato è un OP-CODE (istruzione) oppure un Operando, la CPU incrementa il Program Counter e quindi va ad eseguire ciò che l'istruzione comandava.

Ora voi conoscerete, si spera, se usate il vostro computer o se conoscete come si lavora, i termini del linguaggio Assemblatore: saprete dunque che una istruzione di LETTURA si concretizza, per esempio, in una istruzione del tipo LDA XXXX, che, in parole povere, significa che il registro Accumulatore interno alla CPU viene caricato col Dato contenuto in memoria nella locazione XXXX.

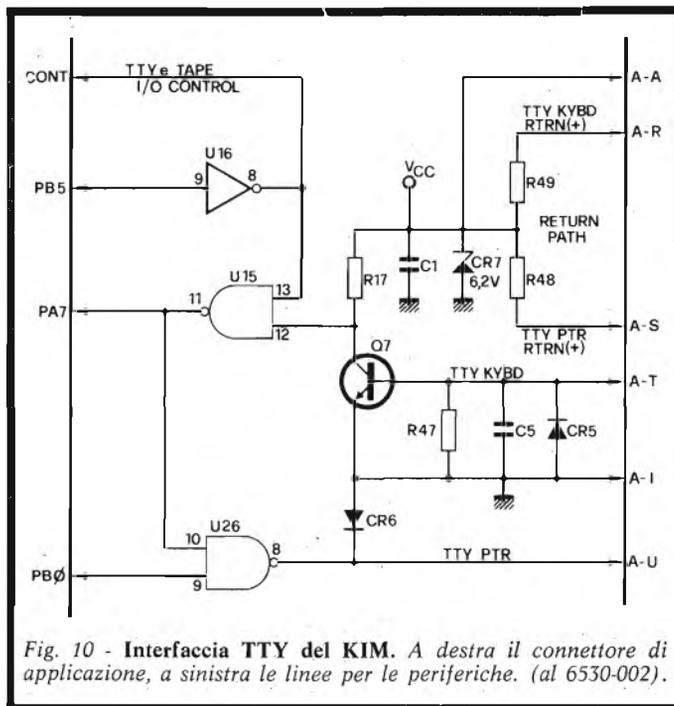


Fig. 10 - Interfaccia TTY del KIM. A destra il connettore di applicazione, a sinistra le linee per le periferiche. (al 6530-002).

In termini simbolici, LDA ALFA, dove ALFA = \$XXXX (il dollaro è il simbolo di «codice esadecimale»).

Ora una qualsiasi interfaccia di I/O, o Port che sia, è visto nel sistema 6502 come una locazione di memoria QUALSIASI.

(segue)

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza



custodie per strumenti di misura

art. 526/abs/TVR

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

Fabbrica specializzata in:

- Borse per installatori, manutentori di impianti elettrici, idraulici, impiantisti ed ogni forma di assistenza tecnica

a richiesta si spedisce il catalogo generale



ditta **FERRI**
 del dottor Ferruccio Ferri

via castel morrone 19
 telefono 27.93.06
 20129 milano - italy

Per cui se io leggo il port J, carico nell'accumulatore senza alcun dubbio il contenuto di tale port, contenuto che è arrivato nei suoi registri dall'esterno, su mio comando, per esempio.

Adesso ritorniamo alla figura 10.

Riconoscete a sinistra la 6530-002 che è un integrato contenente 1 Kbyte di ROM, 2 Port I/O, Interval timer, 64 bytes di Ram.

Di tale integrato, in figura 10 lo vedete che PA7 e PB0 sono usati come accessori al databus (è un bit solo, ma pur sempre facente parte di un Port).

PB0 è il pin che corrisponde ad un bit di Port di USCITA.

PA7 è un solo bit del port A usato invece come ingresso.

A prescindere dal funzionamento del current loop (che potete capire leggendo, per esempio, il Bugbook IIA sugli UART), noi sappiamo che possiamo applicare un dato (uno o zero) a PA7. Una routine del nostro programma fatto girare nel KIM, che legga opportunamente PA7, potrà riconoscere se il segnale applicato a PA7 è 0 oppure 1. All'incirca dovremo eseguire:

```

INIZIALIZZAZIONE LDA #% 0XXX XXXX ; po-
                  ziona PA7 = IN
                  STA PADD
                  ;
                  ;          NOTA:
                  ;          ..... % = «BINARIO»
                  ;
LETTURA         LDA PORT A ; leggi il bit 7
                  di PA
                  .....
ETCETERA
    
```

LETTURA

Ora, come arrivano gli uni e zeri corrispondenti ai codici ASCII al PA7? Uno dopo l'altro, preceduti da bit di start e di stop. Come fa il KIM a capire con quale ritmo abilitare la routine di lettura vista sopra? Col ritmo impostogli tramite il ricevimento del RUBOUT come visto sopra.

A questo punto, esame delle routine del programma monitor a parte, la gestione dell'ingresso seriale mi sembra chiaramente acquisita. Idem per la gestione del port seriale in uscita, poiché questa volta sarà l'MK3870 sul VAB che dovrà affrontare gli stessi problemi.

Ora, però, occorre definire che i programmi di gestione di questi collegamenti seriali NON DOBBIAMO INSERIRLI NOI nella memoria del KIM, in quanto essi si trovano già pronti nella ROM del KIM, ove è situato il programma permanente, appunto, che prende il nome di «MONITOR».

Quando accendete il KIM e premete RESET, e qui tenete sott'occhio la tabella 2, il KIM si inizializza, vede che state usando la TTY (AV e A21 uniti), e aspetta il DEL. Arrivato il Rubout (RO), il KIM misura la velocità di trasmissione, e si appresta ad iniziare il dialogo con l'esterno, tramite la TTY.

Seguendo la carta di flusso trovate, come avviene in realtà, che il KIM comunica la sua situazione di «PRONTO» stampando KIM - XXXX XX; e quindi entra in

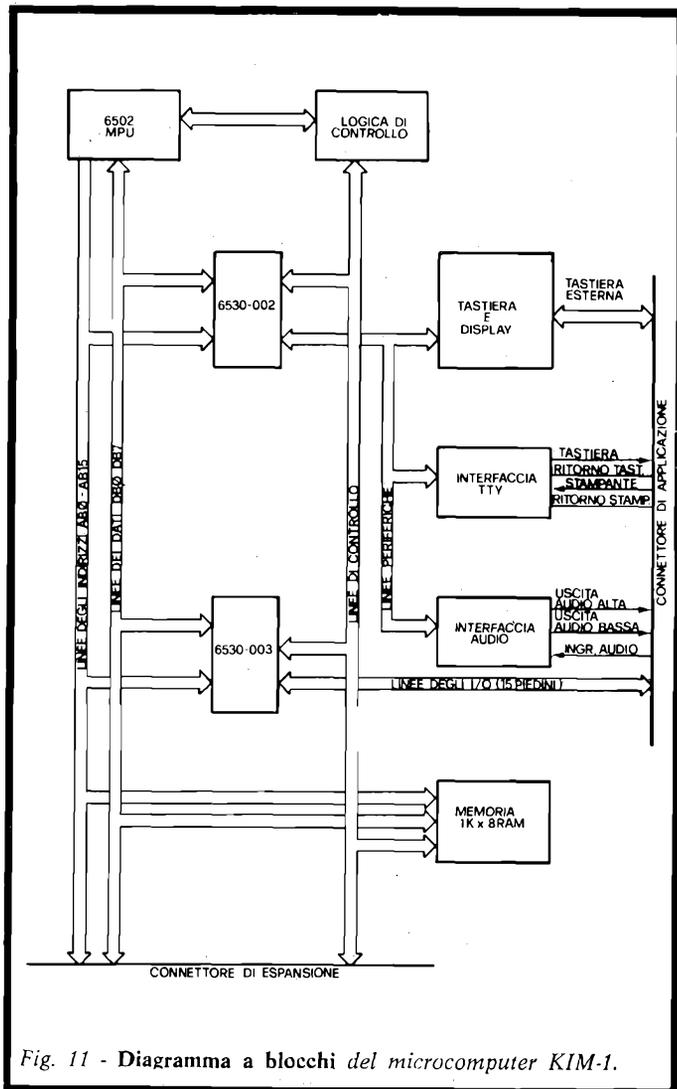


Fig. 11 - Diagramma a blocchi del microcomputer KIM-1.

un loop di wait, aspettando i prossimi comandi della TTY (TeleType). Egli rimane indefinitamente nel loop finché non arrivano a PA7 (serialmente) i seguenti simboli: caratteri da Ø a F (Esadecimale)

- Spaziatura
- Carriage return
- Line feed
- Delete (Rubout)
- Q (tape)
- L
- G (RUN)
- E basta.

Qualunque altro segno non viene interpretato, anche se noi possiamo visualizzarlo sul display, in quanto il MONITOR del KIM è programmato su routine di lettura di PA7 (vedi sopra) tali che la routine «SCAN» (\$1DDB) può riconoscere solo i caratteri descritti sopra.

Per avere capacità di riconoscimento più ampie, dunque, occorre creare appositamente un programma di editing, con una «Symbol table» posta in una qualche zona della memoria. E' ciò che, per esempio, fa l'Assembler Editor disponibile presso la SKYLAB.

Ricordate, dunque: voi non potete usare il terminale

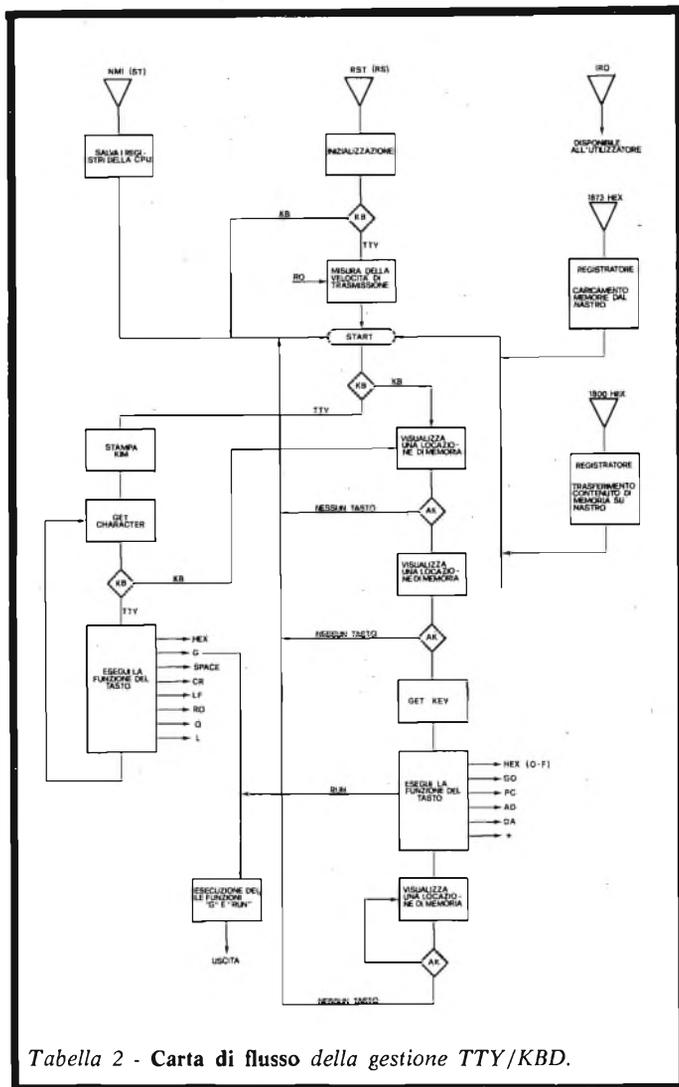


Tabella 2 - Carta di flusso della gestione TTY/KBD.

«on line» per l'editing di testi, a meno che un apposito programma non giri nel vostro computer, programma che dovrà usare le routine di riconoscimento dei caratteri che entrano nel PA7 del KIM, in modo da potere in seguito gestire questi stessi caratteri depositandoli in opportune zone della memoria del computer stesso.

Nel prossimo paragrafo si accenna brevemente a queste routines: ma un breve uso del terminale e qualche programma di prova saranno molto più educativi che molte, molte parole!

Cenni sulle subroutines del monitor, per la gestione TTY

Nel MONITOR del KIM ci sono delle subroutines utili per l'operatore che le sappia inserire a ragion veduta nei suoi programmi (ovviamente in linguaggio macchina o sorgente ASSEMBLER). Non è questo il posto per dilungarci in particolari di software, in quanto un articolo dedicato a questo apparirà giusto su BIT.

Ora qui, dunque, ci limiteremo ad un semplice elenco e a delle spiegazioni molto semplici.

Dunque, curiosando nel manuale d'uso del KIM, in fondo al libro troviamo il listing completo in linguaggio sorgente del KIM-L.

A noi servono:

- CRLF = \$ 1E2F
- PRTBYT = \$ 1E3B
- GETCH = \$ 1E5A
- OUTSP = \$ 1E9E
- OUTCH = \$ 1EA0
- GETBYT = \$ 1E9D

Queste subroutines possono dunque essere chiamate ovunque nei vostri programmi, ma studiate bene che cosa accade di A, X ed Y, per evitare spiacevoli inconvenienti ai vostri registri (e programmi che non girano!).

Se chiamate «JSR CRLF», voi istruirete il terminale per andare a capo e avanzare di una riga. La chiamata in questione è utile quando dovete stampare qualcosa «a capo».

La routine «PRTBYT» deve essere preceduta sempre da un caricamento del registro A, fatto in un qualsiasi modo di indirizzamento, oppure fatto automaticamente tramite una delle subroutines di ricerca (GETBYT e GETCH). PRTBYT stampa esattamente ciò che, in esadecimale, è contenuto in A. Se in A c'è \$41 (ricordo che \$, cioè il dollaro, è la notazione che si usa per indicare che ciò che segue è esadecimale, mentre la notazione «'», cioè l'apostrofo semplice indica che ciò che segue è un carattere ASCII), allora la routine stampa «41». Se in A c'è «'W», cioè ASCII W, la routine stampa «57», in quanto la traduzione in A di W è, in esadecimale, appunto 57.

GETCH è la routine che serve a «prendere» caratteri dalla tastiera.

JSR GETCH mette il computer in un loop chiuso dal quale esso non esce MAI (ricordatevelo bene), finché un tasto della tastiera non viene premuto. Se chiamate GETCH e poi battete «D», nel registro «A» viene immediatamente caricata la traduzione esadecimale del carattere «D», cioè «44». E così via. Per cui, se poi, per esempio, chiamate PRTBYT, vedrete che voi battete «D» e il terminale vi stampa «44». Ottimo trucco per «tradurre» i caratteri della vostra TTY per conoscere il loro valore esadecimale.

OUTCH è una routine simile a PRTBYT, ma essa stampa il simbolo ASCII di ciò che è contenuto in A. Per cui JSR GETCH JSR OUTCH ristampa giusto giusto ciò che avete appena battuto da TTY.

Infine, ecco la routine duale di GETCH: è GETBYT, che prende due caratteri esadecimali (un byte) e li mette in A.

Quindi chiamare GETBYT e poi PRTBYT, vuole dire che battendo FF viene stampato FF, mentre chiamare GETBYT e poi OUTCH vi porta a vedere stampato il carattere ASCII corrispondente alla codifica che avete battuto. Esempio: battete 5F e vedete stampato «-» (underline oppure «←» (backarrow». E' un ottimo trucco per sapere il carattere ASCII corrispondente ad un determinato codice. Ad esempio, battete 0C e vedete che cosa accade (infatti vengono ovviamente riconosciuti anche i comandi di controllo)!

Siamo stati al salone del "fai da te"

di R. Santoni

E' sorprendente, ma le cifre statistiche più aggiornate diffuse dagli istituti che compiono analisi demoscopiche, affermano che in Italia qualcosa come sedici milioni (nessun errore di stampa, proprio *sedici milioni!*) di persone svolgono un'attività dilettantistica a carattere manule nel tempo libero! Se escludiamo gl'infanti, gli ospiti dei conventi, gli anziani debilitati, chi non ha una occupazione fissa e gli amanti della briscola e delle bettole, si può dire che quasi ogni italiano abbia un hobby; chi il giardinaggio, chi la lavorazione del legno, chi il modellismo e, naturalmente, vi è un forte nucleo di appassionati dell'elettronica: hobby principe.

Quali le origini di tale «boom»? Beh, i sociologi teorizzano su due motivazioni che praticamente confluiscono; prima di tutto si rifanno alla rarefazione degli artigiani, alla loro indisponibilità, ed ai notevoli compensi richiesti dai «superstiti» (16.000 lire all'ora è la tariffa-base degli idraulici e degli elettricisti del Nord Italia, ad esempio). Secondariamente, citano la società alienante, che ben poco concede allo spirito creativo individuale, e plaudono al sano e distensivo hobby manuale che consente di esprimere estro e lasciar da parte le tante noie della vita.

Ora, un pubblico di consumatori che giunge alla bellezza di sedici milioni, evidentemente interessa a chiunque sia operatore economico, ed infatti da qualche anno assistiamo alla corsa alla produzione di kits, alla presentazione a getto continuo di macchinari specialmente ed appositamente previsti per l'impiego da parte degli hobbisti, all'apparire di una pubblicità battente (anche da parte di grandi industrie metalmeccaniche un tempo note solo per la loro produzione diretta alle industrie pesanti) che invita a costruire, riparare, abbellire ed insomma, a provvedere da soli alle proprie necessità di tecnologia spicciola, o a dar libero sfogo all'ispirazione pratica.

Questa importante attività che sembra sia ancora ben

lontana dal raggiungere il culmine, la saturazione del mercato potenziale, ha ora persino una mostra prestigiosa, il «Salone del fai da te» che si tiene presso la Fiera di Milano.

La prima edizione di questo raduno di produttori e consumatori, che si è tenuta lo scorso anno, ha visto la partecipazione di oltre 80.000 visitatori paganti, con numerosissimi Stand, e quest'anno, si pensa che il pubblico aumenterà ancora grandemente, mentre gli espositori sono divenuti 400.

Visto che il nostro lavoro si riferisce in buona parte al «fai da te» elettronico, non possiamo tralasciare di compiere una visita a questa importantissima manifestazione, e ci rechiamo alla Fiera, ingresso Piazza Sei Febbraio. I padiglioni dedicati al Salone sono tre, il 35/1, il 35/2 ed il 33. Ci interessa quest'ultimo.

Anche se abbiamo scelto un giorno lavorativo per la visita (dopotutto, per noi visitare e riferire su queste pagine è pure un lavoro!), è come se fosse festa; signori ed occhianti giovanotti, tutti con il loro bravo pacco di fascicoli e depliant sotto il braccio, affollano all'inverso i corridoi tra gli stand; si fa davvero fatica a procedere, e mentre ci aiutiamo un poco con i gomiti (come fanno tutti), siamo investiti dal ruggito delle macchine utensili che sputano trucioli di legno, dallo stridio dei trapani, dal vociare da «gran bazaar». Notiamo i drappelli di bambini che s'infilano dappertutto collezionando foglietti pubblicitari ed un numero quasi insperato di appartenenti al gentil sesso, che invece di sostare davanti agli stand che offrono macchine per maglieria o attrezzi da giardino, s'informano da competenti delle caratteristiche delle pistole a spruzzo, o del prezzo della barca che ciascuno può costruire in garage, se ha un minimo di destrezza e pazienza.

In verità, l'elettronica è un pochino «compressa» tra tutte queste diverse tecnologie, tutte queste macchine che fanno le cose più strane e complicate (e rumorose),

ma finalmente scorgiamo lo stand «L 32». Elegante e colorito, questo si presenta con un pannello che reca gli emblemi delle marche per noi familiari: Amtron, Kuriuskit, I.L.P., C.S.C.

Per entrare dobbiamo attendere un pò il nostro turno, infatti all'interno vi sono decine di sperimentatori che guardano estasiati i kit disposti sui banchi, o osservano con il naso all'aria le confezioni della consorella Elektor con i circuiti stampati multicolori che servono a realizzare i suoi fini progetti, dalla minuziosa impostazione teutonica, o toccano, anche se non si dovrebbe, com'è logico, i comandi delle apparecchiature presentate. Un ragazzino è impalato con aria estatica davanti al multimetro digitale Amtron e si può dire che lo accarezzi con lo sguardo. Gli chiediamo se gli piace e lui aggrottando la fronte sintetizza il suo pensiero dicendo «Forte; è forte! Cioè anche un sacco bello, cioè una forza...».

Riusciamo a farci riconoscere dall'Ing. Calvi sventolando una copia di SELEZIONE sul mare di teste, e l'ingegnere ci accoglie cordialissimamente, facendoci compiere un piccolo giro nell'esposizione, compatibilmente con i movimenti degli altri visitatori che si spingono, si aggrappano, si pesticciano.

Esaminiamo così la nuova produzione Amtron, che impiega contenitori ancora più eleganti di quelli che conoscevamo.

L'Amtron si è data decisamente all'avanguardia ed alla massima sofisticazione. Chi pensa che un kit difficilmente possa raggiungere il livello degli strumenti montati di fabbrica, dovrebbe vedere questi. Vi sono dei fascicoli, su di uno scaffale, ed esaminiamo rapidamente le nuove circuiterie, impostate al largo impiego di moderni IC. Notiamo che l'Amtron non rimarca mai i suoi componenti, a differenza di altri costruttori, per vendere eventuali ricambi ad elevato prezzo, e l'ing. Calvi ci spiega che questa linea di «pulizia» nel marketing ha sempre informato la produzione della Ditta. Sotto l'occhio un pò invidioso del ragazzino che definiva «una forza» questi apparecchi, li proviamo, li analizziamo. Nulla da dire, in Europa non si costruisce alcuna linea che possa stare al pari. Forse per questa ragione l'Amtron riesce ad esportare anche sui difficilissimi mercati della Germania, della Francia (quest'ultimo notoriamente sciovinista), dell'Inghilterra e persino degli Stati Uniti!

Complimenti di rito, ma sinceri, e passiamo oltre osservando le scatole di montaggio Kuriuskit, semplici, a basso prezzo, ma vantaggiosissime per i principianti in special modo, e brillanti nella circuiteria. Tra la produzione Kuriuskit vi è veramente di tutto: strumenti (anche digitali) accessori per auto, apparecchi psichedelici a iosa. Alcuni sono in funzione, ed infatti lo stand è illuminato dai potenti sprazzi di luce di una batteria di lampade colorate. Sempre guidati dall'ing. Calvi, osserviamo ancora i prototipi di Elektor, alcuni sofisticati esempi dei progetti sfornati dal labo-

torio sperimentale della Rivista ogni mese. Vi è un raffinato termometro elettronico, naturalmente digitale, ed un «orologio a pendolo» elettronico perlomeno insolito. In più un generatore di funzioni ed altri strumenti. I sistemi esposti hanno tutti un involucro trasparente per poter meglio apprezzare la perfezione del cablaggio.

Inizia a farsi ormai tardino, ma non possiamo non soffermarci ancora sulle interessanti piastre CSC per montaggi sperimentali e sui «Proto Board» della Casa.

Questi, sono in pratica le basette CSC raggruppate su dei supporti metallici che servono da «massa» generale, e contengono gli alimentatori per i circuiti da provare che erogano 5 V, 15 + 15 V ecc. Si può proprio dire che questi «Proto Board» siano dei banchi di collaudo completi, autonomi. Vi sarebbero ancora decine di cose da vedere, ma ci informiamo sulla produzione I.L.P., che abbiamo sempre apprezzato, e l'ing. Calvi ci dice che vi sono molte grosse novità in arrivo.

Nello stand è esposto il nuovo amplificatore miniatura da 15 W che ha una distorsione a 10 W dello 0,01%. Gli fa da contraltare il noto modulo-mostro HY400, che pur potendo essere sorretto sul palmo di una mano è in grado di erogare 240 W audio continui, con una distorsione dello 0,01% (!) ed ha una banda passante di 10 Hz ÷ 45.000 Hz. Oro si può dire che la gamma I.L.P. sia veramente completa. Dal robusto «nanerottolo» allo strapotente «colosso».

Anche noi facciamo razzia di depliant da vedere con comodo a casa e ci congediamo, fendendo a gran fatica la calca degli entusiasti che sembrano magnetizzati dalla mostra e si scansano con manifesta malavoglia. Siamo d'accordo con questo genere di esposizione; mentre ci allontaniamo martoriati dai frastuoni delle macchine ed un pò allucinati dai faretto multicolori, pensiamo che una informazione diretta, un dialogo senza intermediari con il pubblico degli appassionati, sia oltre che promozionale, anche molto utile per l'aggiornamento che comporta.

Specialmente se gli stands sono tutti razionali, zepi di novità e vari come quello che abbiamo visitato.





**2^a Rassegna
del personal & home computer
e microprocessore
8/11 MAGGIO 1980**

U.S. International Marketing Center
(Centro Commerciale Americano)
Via Gattamelata, 5/Milano-Fiera

**Orario: 9,30/18
INGRESSO LIBERO**



BIT '80 è organizzata dall'U.S. International Marketing Center
e dal Gruppo Editoriale Jackson

Un satellite per le trasmissioni TV

di L. Solenghi

La stampa tecnica mondiale ha recentemente diffuso una notizia secondo la quale i tedeschi e i francesi, in stretta collaborazione, hanno programmato la realizzazione di satelliti, che sembrano destinati ad entrare in orbita verso il 1983, per effettuare la diffusione dei programmi radiofonici e televisivi in modo da consentire il raggiungimento diretto delle abitazioni degli utenti del servizio.

Se tutto procede secondo i piani prestabiliti, la Germania Occidentale e la Francia potrebbero essere i primi Paesi che disporranno di un servizio di satelliti televisivi in orbita per l'invio di trasmissioni dirette.

Previsti per essere lanciati in orbita all'inizio del 1983, questi veicoli spaziali risulteranno in grado di irradiare direttamente segnali radiofonici e televisivi verso le abitazioni civili, coprendo in tal modo una superficie talmente estesa da raggiungere anche le zone che normalmente non possono ricevere i segnali trasmessi attraverso le emittenti esistenti, col vantaggio supplementare di rendere disponibili altrove canali in numero molto maggiore.

A quanto ci risulta, Volker Hauff, Ministro della Germania Occidentale per le ricerche e la tecnologia, ed André Giraud, Ministro francese dell'Industria, si sono incontrati nella capitale della Germania Occidentale (Bonn) all'inizio del mese di Ottobre dello scorso anno, proprio per discutere il progetto al quale ci riferiamo, e cioè la possibilità di lanciare i satelliti di questo particolare servizio, il cui aspetto parziale è illustrato nella foto di *figura 1*.

Un portavoce del Ministero tedesco sostiene che esistono molte probabilità che i due Paesi raggiungano al riguardo un accordo soddisfacente: tuttavia, è altrettanto probabile che occorranò diversi mesi prima che possano essere elaborati tutti i dettagli relativi.

Le sorgenti francesi di informazione indicano che in linea di massima è già stato raggiunto un certo accordo, e che Hauff e Giraud si occupano attivamente della faccenda. Ciò nonostante, le fonti ufficiali di informazione prevedono un intervallo di diversi mesi per stabilire quali Paesi dovranno fornire determinati componenti delle apparecchiature.

«Abbiamo già raggiunto un accordo di massima» — sostiene un esponente del Centro Nazionale degli Studi Spaziali, appartenente appunto all'Agenzia Francese dello Spa-

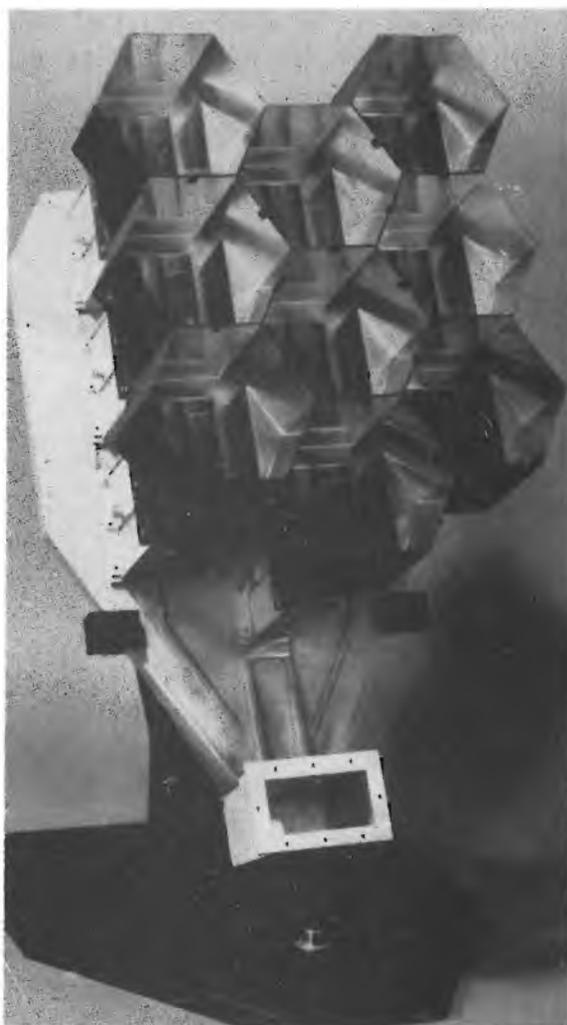


Fig. 1 - Questa antenna, alimentata per trasmissione diretta di segnali televisivi tramite satellite, è stata studiata e realizzata dalla Thomson-CSF. Il suddetto satellite francotedesco dovrebbe essere in orbita verso il 1983.

zio. Una parte dell'attività al riguardo è riferita al satellite il cui lancio è programmato mediante l'Ariane I, che è in fase di allestimento in Francia, con la collaborazione di diversi altri Paesi Europei.

Un accordo bilaterale sarebbe contrario a ciò che poteva apparire una forte possibilità soltanto venti mesi orsono: ci riferiamo ad un esperimento multilaterale per la realizzazione del progetto di un satellite televisivo, patrocinato dall'Agenzia Spaziale Europea. Nel frattempo, tuttavia, le possibilità di allestimento del cosiddetto satellite ad alta energia (H-SAT) si sono notevolmente attenuate, e ciò in parte a causa delle obiezioni da parte della Germania Occidentale agli effetti dell'allestimento di un satellite sperimentale. In quello Stato — infatti — sussiste la preferenza di procedere direttamente con la versione operativa.

La trasmissione televisiva diretta consentirà la realizzazione di nuovi tipi di comunicazioni anche a carattere economico in tutta Europa, con un valore di centinaia di milioni di dollari che potrà essere totalizzato nel prossimo decennio. Il costo di un satellite televisivo può aggirarsi intorno ai 120 milioni di dollari, sebbene gli esemplari successivi possano essere di costo inferiore. In aggiunta, i costi di lancio variano tra i 20 ed i 50 milioni di dollari, a seconda del tipo di veicolo che verrà adottato al riguardo.

Nel
numero
in edicola
di

SPERIMENTARE

- V.C.O. con l'8038
- Tx-Rx Telecomando a raggi infrarossi
- Sistema subwoofer - II parte
- CORSO DI INFORMAZIONE ELETTRONICA - III parte
- Noise gate
- Box di resistenze (UK 414 W)
- E' possibile distruggere i moduli ILP?

UN NUMERO
DA NON PERDERE

Le attrezzature terrestri

Per completare un sistema di diffusione simile a quello al quale ci siamo riferiti, non è possibile considerare soltanto gli impianti installati a bordo dei satelliti, ma occorre naturalmente prevedere anche adeguate attrezzature terrestri. Prevalentemente, si tratta di antenne paraboliche a disco del tipo ad installazione sul tetto, con diametro compreso tra 70 e 90 cm.

L'antenna, oltre al convertitore necessario per trasformare i segnali provenienti dai satelliti con frequenze dell'ordine dei 12 GHz in segnali adatti alla ricezione televisiva diretta, può comportare un costo compreso tra i 250 ed i 750 dollari, a seconda dei quantitativi che ne verranno prodotti.

Oltre a tutto ciò, esistono prospettive per la vendita di satelliti televisivi e della relativa tecnologia ad altri Paesi: ad esempio, la fabbrica aerospaziale della Germania Occidentale denominata Messerschmitt-Bölkow-Blohm GmbH ha già firmato un accordo con l'Accademia Cinese per l'Ingegneria dello Spazio, che collabora direttamente per lo sviluppo e la realizzazione di un certo numero di satelliti televisivi per coprire l'intera superficie della Cina. La MBB sta trattando analoghi accordi anche con altri Paesi.

Se si raggiunge un adeguato accordo al riguardo tra la Germania e la Francia, quest'ultima provvederà probabilmente per il concetto fondamentale che è già stato elaborato dalla MBB. Tuttavia, per poter soddisfare esigenze individuali, i veicoli dei due Paesi funzioneranno con diverse potenze massime di trasmissione, ed anche con diversi parametri sotto altri aspetti.

Lo stato attuale

I concetti fondamentali del satellite televisivo vengono descritti in uno studio del valore di 3 milioni di dollari preparato per il Ministero delle Ricerche e della Tecnologia della Germania Occidentale ad opera di un Consorzio facente parte dell'Organizzazione MBB, costituito da fabbriche di apparecchiature elettroniche ben note, tra cui la AEG-Telefunken, la Standard Elektrik Lorenz AG, una sussidiaria della ITT, e da compagnie aerospaziali, tra cui la Dornier System GmbH e la ERNO Raumfahrt-Technik GmbH.

Una volta dato il segnale di partenza, tutte e quattro queste organizzazioni parteciperanno per la realizzazione delle versioni tedesche del satellite, che sono strutturate per il lancio ad opera del razzo francese Ariane I, oppure di un tipo adatto di razzo americano.

Secondo Dietrich Koelle, Direttore dei programmi avanzati presso la MBB, i programmi tedeschi implicano una fase pre-operazionale di due anni, per consentire di ottenere la necessaria esperienza nella trasmissione televisiva diretta, periodo che avrà termine verso l'inizio del 1983, con il lancio di un satellite.

Sistemato in un'orbita geostazionaria, approssimativamente alla distanza di 36.000 km al di sopra dell'equatore con una posizione pari a 19° Ovest, questo primo satellite fornirà all'intera Germania Occidentale tre canali, di

cui uno per le due reti televisive del Paese, ed il terzo per la trasmissione di programmi radiofonici fino ad un massimo di sedici canali stereo.

Si valuta inoltre che saranno necessari approssimativamente 10.000 stazioni riceventi terrestri, sia individuali, sia di tipo centralizzato, per captare i programmi irradiati.

La vera e propria fase operativa avrà tuttavia inizio con il lancio di un secondo satellite nel 1984, che verrà a trovarsi nella medesima posizione orbitale. Esso renderà disponibili cinque canali, di cui almeno uno sarà inteso per l'irradiazione di diversi programmi radio di tipo stereofonico.

Chi amministrerà questi canali resta ancora da decidere: durante questa fase, la copertura del programma sarà su vasta scala, con qualsiasi numero di stazioni riceventi, e con l'impiego del satellite pre-operazionale come salvaguardia.

I rapporti con la «WARC»

La distribuzione dei canali nella gamma dei 12 GHz per i satelliti della Germania Occidentale è quella determinata nel 1977 dalla World Administrative Radio Conference, a Ginevra, in data 3 Marzo.

Il piano della WARC assegna a ciascun Paese Europeo cinque dei quaranta canali nei quali è stato suddiviso lo spettro compreso tra 11,7 e 12,5 GHz.

Dal canto suo, la MBB «vede» i suoi satelliti sotto forma di una struttura a scatola, suddivisa in tre moduli funzionali, vale a dire:

- Il modulo di comunicazione, comprende il ripetitore ed il sistema di antenna.
- Il modulo di servizio contenente i sottosistemi del veicolo spaziale, e
- Il modulo di propulsione, con dispositivi elettrici ed elettronici per il controllo dell'orbita, basati sul consumo di una quantità minima di carburante.

La costruzione modulare consente di raggiungere una elevata flessibilità, soprattutto per quanto riguarda i compiti riferiti alle comunicazioni; Koelle sostiene tuttavia che, per contro, ciò significa che il medesimo tipo di veicolo può essere usato anche per diversi scopi nazionali, come ad esempio servizi a pagamento.

Studiati prevedendo una durata di dieci anni in orbita, compresi cinque anni di inattività, questi satelliti operazionali presenteranno una doppia e persino tripla ridondanza nei confronti di alcuni componenti critici, come ad esempio le valvole ad onde progressive (TWT), i dispositivi per il controllo di attitudine, ed i circuiti di telemetria.

Il sistema di antenna del satellite comprende riflettori ellittici di rice-trasmissione, con dimensioni dell'ordine di 260 x 160 cm.

CAVI COASSIALI PER DISCESA D'ANTENNA TV

**CÂBLE COAXIAUX POUR DESCENTE D'ANTENNE TV
COAXIAL CABLES FOR TV DOWNLEAD
KOAXIALE KABEL FÜR FERNSEHANTENNENABLEITUNG**



CAVEL

n.6

NUOVO CATALOGO CAVEL

- **Informazioni costruttive**
- **Criteri di scelta di un cavo coassiale**
- **Definizioni e Formule base**
- **Metodi di misura**
- **Rapporto attenuazione/lunghezza/frequenza**
- **Diagrammi SRL**

a richiesta presso la ns. sede:

ITALIANA CONDUTTORI sas
Viale Zanotti, 94
27027 GROPELLO CAIROLI

BOSCH Antennentechnik

LA QUALITÀ AL VOSTRO SERVIZIO



amplificatore
multibanda
per piccoli
impianti centralizzati

AMPLIFICATORI LINEA COMBI

TIPO	AMPLIFICAZIONE dB			TENSIONE USCITA dB μ V KMA 60 dB	RUMORE dB	INGRESSI	ALIMENTAZIONE
	BI	BIII	UHF				
COMBI A4-1	18	21	20	106	8	1xVHF - 3xUHF	220 V, 50 Hz
COMBI B4-1	26	28	29	106	9	1xVHF - 3xUHF	220 V, 50 Hz

EL-FAU s.r.l.

Importatore e distributore per l'Italia
- 20133 Milano - Via Ostiglia, 6
tel. (02) 720301 - 7490221

MULTITESTER



TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC



Multitester «NYCE»

360 TRCX TS/2567-00

- Sensibilità: 100.000 Ω/V
- Portate: complessivamente 33
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Movimento antiurto
- Protezione con diodi e fusibile

	Tensioni c.c.	250 mV-2,5V-50V-250V-1000V
	Tensioni c.a.	5V-10V-50V-1000V
	Correnti c.c.	10 μ A-2,5 mA-25 mA-500 mA-10A
	Correnti c.a.	10 A
Portate	Resistenze	0,2 \div 5k Ω -2 \div 50k Ω -200 \div 5M Ω 2K \div 50M Ω
	Centro scala	20 Ω -200 Ω -20k Ω -200k Ω
	Decibel	-10dB~+16dB~+62dB
	Transistor	hFE 0-1000NPN oppure PNP
	Condensatori	CI 50pF~3 μ F CII 0,01 μ F (10.000pF) ~50 μ F
	Tensioni c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 3% Fondo scala
Precisioni	Correnti c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% Fondo scala
	Transistor	\pm 5% Fondo scala
	Capacità	\pm 6% Fondo scala
	Tensioni c.c.	100k Ω/V - 25k Ω/V
Sensibilità	Tensioni c.a.	10k Ω/V - 5k Ω/V
Alimentazione	2 pile 1/2 torcia da 1,5V	
Dimensioni	180 x 140 x 80	

Multitester «NYCE» ETU - 5000 TS/2561-00

- Sensibilità: 50.000 Ω/V
- Portate: complessivamente 43
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Duplicatore di portata
- Movimento antiurto su rubini

	Tensioni c.c.	0-125-250 mV; 0-1,25-2,5-5-10-25-50-125-250-500-1000 V
	Tensioni c.a.	0-5-10-25-50-125-250-500-1000 V
Portate	Correnti c.c.	0-25-50 μ A-0-2,5-5-25-50-250-500-1000V
	Resistenze	0-2k-20k-200k Ω -0-2M-20M Ω
	Decibel	da -20 a +62 dB
	Tensioni c.c.	\pm 4% 125mV \div 2,5V 500 V \div 1000V \pm 3% nelle altre portate
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
Precisioni	Correnti c.c.	\pm 4% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% della lunghezza della scala
	Tensioni c.c.	50 k Ω/V (V-A2) 25 k Ω/V (V- Ω -A)
Sensibilità	Tensioni c.a.	10 k Ω/V (V-A/2) 5 k Ω/V (V- Ω -A)
Alimentazione	Una pila da 1,5V - Una pila da 9V	
Dimensioni	170 x 124 x 50	



di Filippo Pipitone
seconda parte

Autoradio digitale AM FM - Stereo

Circuito elettrico del «Ricevitore»

Per semplificare la descrizione, il circuito elettrico è stato suddiviso in più parti:

- Sezione a modulazione di frequenza; «FM»
- Sezione a modulazione d'ampiezza; «AM»
- Decodificatore stereofonico;
- Amplificatore stereo;
- Gruppo alimentazione stabilizzata.

Sezione a modulazione di frequenza

La figura 1, illustra il circuito elettrico completo della Sezione FM. Come si può vedere impiega un modulo FM, che svolge tutte le funzioni, del circuito Convertitore ad Alta Frequenza. Il segnale captato attraverso l'antenna, (punto 9), viene sintonizzato da un circuito accordato a diodi Varicap, a favore dell'Amplificatore R.F. e dell'Oscillatore locale. La frequenza generata da quest'ultimo, viene miscelata con quella presente nel circuito di Alta Frequenza, al fine di ottenere in uscita la loro somma o la loro differenza. Il valore ottenuto non è altro se non quello della media frequenza, che nel nostro caso è di 10,7 MHz presente sul punto 14 del modulo. In questo punto, tramite la rete formata da R1 e R2, viene portata ad un filtro ceramico (FC), che ha la funzione di rendere il più selettivo possibile il ricevitore e nello stesso tempo di consentire, una migliore messa a punto della Media Frequenza stessa. L'uscita di tale filtro, viene applicata al circuito integrato IC1 (SN76620), che realizza le varie funzioni con dati di alta qualità, rispetto ad analoghi sistemi impieganti componenti discreti. IC1 contiene 8 stadi

Amplificatori, a 10,7 MHz, un limitatore e rivelatore a Modulazione di Frequenza, un controllo automatico di frequenza (A.F.C.). Il segnale rivelato, lo ritroviamo sul punto DE1 dopo il resistore R6. Il livello risulta sufficiente per pilotare direttamente, il Decoder.

Sezione a modulazione d'ampiezza

In figura 2, viene illustrato il circuito elettrico relativo all'intera Sezione AM.

Come si può notare anch'essa comprende un Modulo

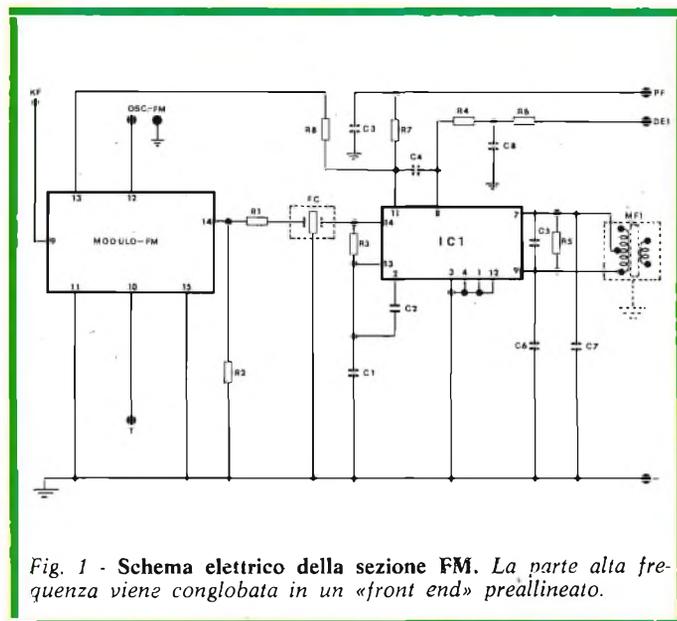


Fig. 1 - Schema elettrico della sezione FM. La parte alta frequenza viene conglobata in un «front end» preallineato.

AM, che svolge le funzioni, del Convertitore ad Alta Frequenza. Il segnale in antenna (punto 4-KA), viene accordato, da un circuito a diodi Varicap, sia per l'amplificatore RF, che per l'oscillatore locale. La Frequenza generata dall'Oscillatore locale, viene miscelata con quella del circuito RF, dando luogo ad una media frequenza che vale 455 kHz. Tale segnale viene applicato alla base del transistor T1 (vedi punto 6), che funziona da amplificatore a media frequenza. Sul collettore ritroviamo il segnale amplificato applicato ad un circuito accordato a 455 kHz (MF2-nera).

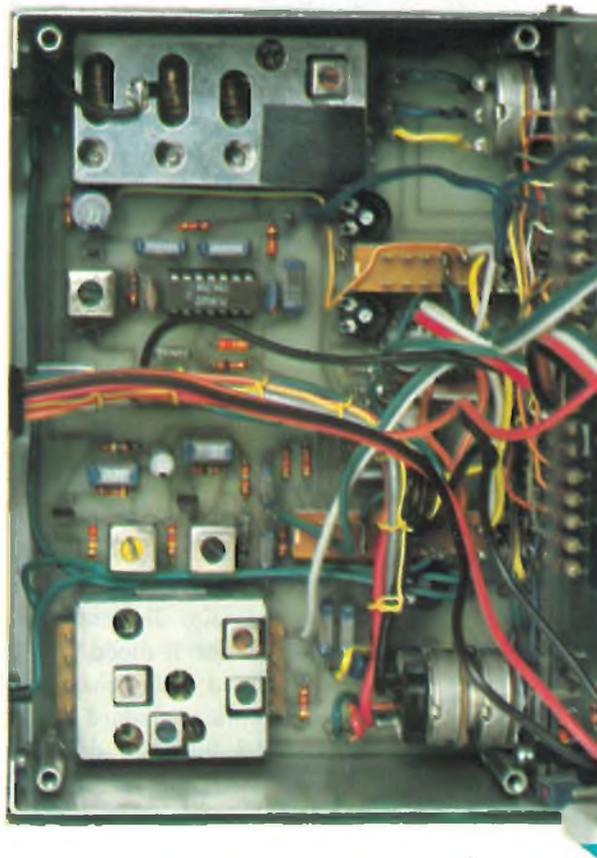
Il secondario della MF2, fa capo alla base del transistor T2, per una ulteriore amplificazione. Al collettore di detto transistor troviamo un secondo circuito accordato MF3 (MF-gialla) il cui secondario è collegato al diodo D1, che fa il compito di rivelare il segnale a bassa frequenza con l'aiuto dei resistori R16, R17 e R18. Il segnale così rivelato, viene inviato ai rispettivi amplificatori (vedi punti H e D).

Decodificatore stereofonico

In figura 3, viene illustrato, lo schema elettrico completo del Decoder. Il circuito integrato IC3 (SN76115), è stato appositamente progettato, per svolgere tale funzione e vale la pena spendere due parole su come agisce.

Un oscillatore interno, produce un segnale la cui frequenza è di 76 kHz. Tale segnale, dopo essere passato attraverso due stadi divisori per due, viene applicato al modulatore quindi va ad aggiungersi al segnale di ingresso, in modo che, quando in ricezione è presente un pilotaggio a 19 kHz, si ha come risultante una componente in corrente continua. Quest'ultima grandezza, estratta mediante un filtro passa-basso, viene usata per controllare la frequenza, dell'oscillatore interno, che di conseguenza, viene agganciato e si porta in fase col segnale di pilotag-

gio. I 38 kHz che escono dal primo divisore, si trovano quindi in fase corretta per decodificare il segnale Stereo. Il decoder in sostanza non è altro che un modulatore, nel quale i segnali di ingresso, vengono multiplexati con il segnale rigenerato a 38 kHz introdotto tramite un interruttore interno comandato a sua volta dal segnale a 19



Vista interna del ricevitore. Si noti l'elegante disposizione dei componenti.

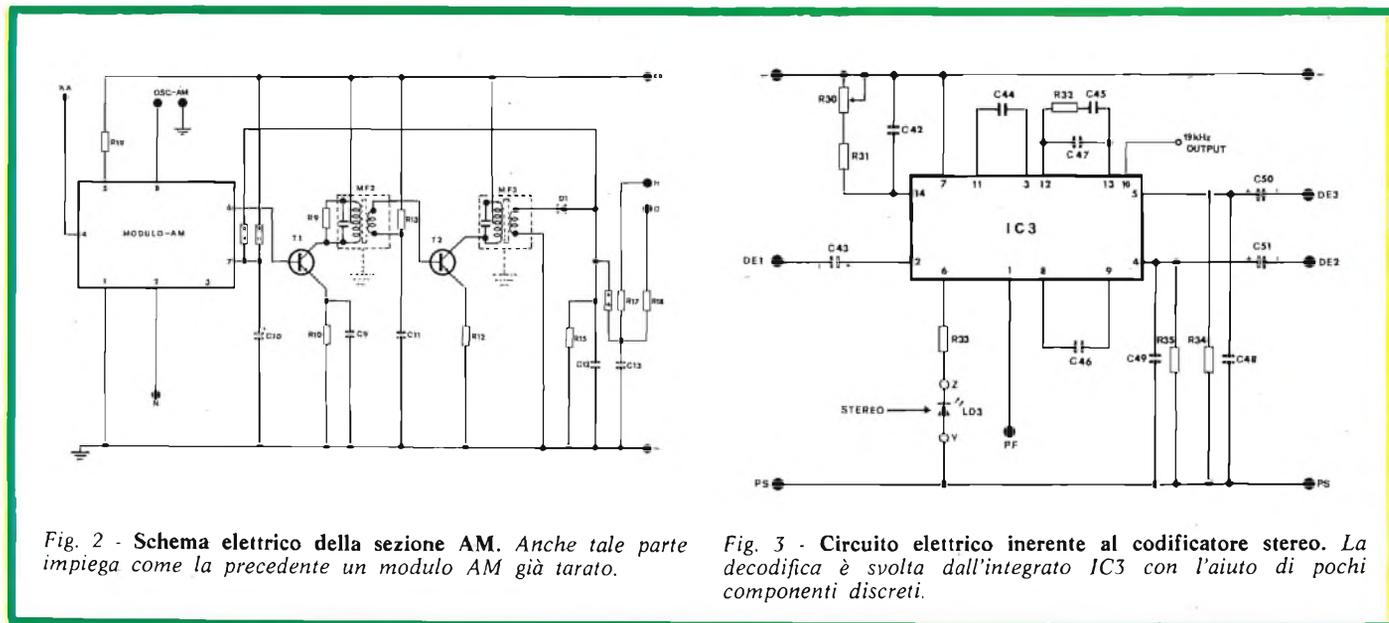
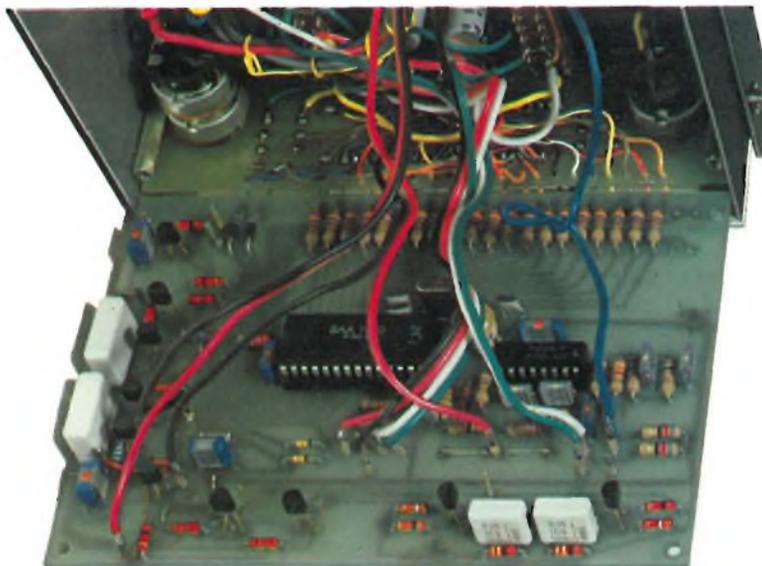


Fig. 2 - Schema elettrico della sezione AM. Anche tale parte impiega come la precedente un modulo AM già tarato.

Fig. 3 - Circuito elettrico inerente al codificatore stereo. La decodifica è svolta dall'integrato IC3 con l'aiuto di pochi componenti discreti.



Altra vista interna dell'autoradio descritto in questo articolo.

kHz ricevuto. Questo stesso alimenta l'anello modulatore, per la rigenerazione dei 38 Hz. Un terzo stadio divisore, opportunamente connesso, genera un segnale a 19 kHz, in fase con quello pilota che viene Multiplexato col segnale d'ingresso in un modulatore e fornisce una componente in corrente continua, proporzionale all'ampiezza della modulazione. Tale componente dopo aver subito il filtraggio viene applicata ad un circuito di commutazione che attiva sia l'interruttore Stereo, che il diodo Led LD3 (Stereo). I resistori R34 ed R35, ed i condensatori C48 e C49, forniscono il ritardo di deenfasi standard di 50 μ s. Il condensatore C46, fa parte del filtraggio del sensore di livello del commutatore Stereo. Il condensatore C44, serve ad aumentare lo sfasamento tra la sottoportante rigenerata di 38 kHz e quella originale che modula il segnale. La rete formata dal Trimmer R30, dal resistore R31 e dal condensatore C42, determina la frequenza dell'Oscillatore. R30, serve a centrare la frequenza la cui precisione può essere verificata applicando un frequenzimetro per l'allineamento tra il piedino 10 OUTPUT 19 kHz e massa. Il segnale proveniente dal rivelatore FM, viene applicato, al condensatore C43, vedi punto DE1. L'uscita dei due canali, la troviamo rispettivamente, sui condensatori C50 e C51 (canale Sinistro-canale Destro, vedi punti DE3 e DE2).

Amplificatore stereo

Come si nota in figura 4, dove viene illustrato lo schema elettrico completo dei due amplificatori, rispettivamente IC4 (TDA1011), amplificatore del canale Destro e IC5 (TDA1011) amplificatore del canale Sinistro, i segnali vengono applicati all'ingresso tramite i condensatori C22 (BFD) e C32 (BFS). I circuiti integrati IC4 e IC5, contengono un preamplificatore del segnale e un amplificatore di potenza, in grado di fornire in uscita, una potenza utile di 4 W circa. Le caratteristiche tecniche di questi circuiti, sono le seguenti:

ELENCO COMPONENTI

RESISTENZE

R1 = 18 Ω	R23 = 5 k Ω trim.
R2 = 1,2 k Ω	R24 = 330 k Ω
R3 = 330 Ω	R25 = 4,7 Ω
R4 = 12 k Ω	R26 = 5,6 k Ω
R5 = 5,6 k Ω	R27 = 4,7 Ω
R6 = 18 k Ω	R28 = 330 k Ω
R7 = 100 Ω	R29 = 5,6 k Ω
R8 = 220 Ω	R30 = 10 k Ω trim.
R9 = 220 k Ω	R31 = 15 k Ω
R10 = 560 Ω	R32 = 1 k Ω
R11 = 150 k Ω	R33 = 470 Ω
R12 = 22 Ω	R34 = 3,9 k Ω
R13 = 820 k Ω	R35 = 3,9 k Ω
R14 = 22 k Ω	P1A/P1B = Dop. Potenz. con Int. da 470+470 k Ω
R15 = 12 k Ω	P2 = Potenz. Lin. a 22 k Ω
R16 = 5,6 k Ω	
R17 = 1 k Ω	
R18 = 1 k Ω	
R19 = 330 Ω	
R20 = 470 k Ω trim.	
R21 = 330 Ω	
R22 = 100 k Ω	

CONDENSATORI

C1 = 20 nF
C2 = 20 nF
C3 = 47 nF
C4 = 470 pF
C5 = 330 pF
C6-C7 = 12 pF
C8 = 10 nF
C9 = 47 nF
C10 = 5 μ F
C11 = 47 nF
C12-C13 = 12 nF
C14-C15 = 0,22 μ F
C16 = 0,1 μ F
C17-C18 = 100 μ F
C19-C20 = 10 μ F
C21 = 0,1 μ F
C22 = 1 μ F

C23 = 100 pF
C24 = 0,1 μ F
C25 = 1,8 nF
C26 = 0,15 μ F
C27 = 10 μ F
C28 = 100 μ F
C29 = 1 μ F
C30 = 0,1 μ F
C31 = 680 μ F
C32 = 1 μ F
C33 = 100 pF
C34 = 0,1 μ F
C35 = 1,8 nF
C36 = 0,15 μ F
C37 = 10 μ F
C38 = 100 μ F
C39 = 1 μ F
C40 = 0,1 μ F
C41 = 680 μ F
C42 = 470 pF
C43 = 1 μ F
C44 = 50 nF
C45 = 0,5 μ F
C46 = 0,22 μ F
C47 = 0,22 μ F
C48 = 20 nF
C49 = 20 nF
C50 = 5 μ F
C51 = 5 μ F
Z1 = Zener 8,5 V 1 W
Z2 = Zener 8,5 V 1 W
D1 = Diodo al germanio OA85
T1 = BF241
T2 = BF241
T3 = BC338
IC1 = SN76620
IC2 = MC7805
IC3 = SN76115
IC4 = TDA1011
IC5 = TDA1011
MF1 = M.F. 10,7 MHz colore verde
MF2 = M.F. 455 kHz colore nera
MF3 = M.F. 455 kHz colore bianca
TS1 = Commutatore a tastiera 2 Posizioni 6 vie
TS2 = Commutatore a tastiera 2 Posizioni 4 vie
Modulo AM
Modulo FM
FC = Filtro ceramico 10,7 MHz-Stereo
APD/APS = Altoparlanti da 4 Ω 5 W
LD3 = Diodo Led 3 mm Rosso

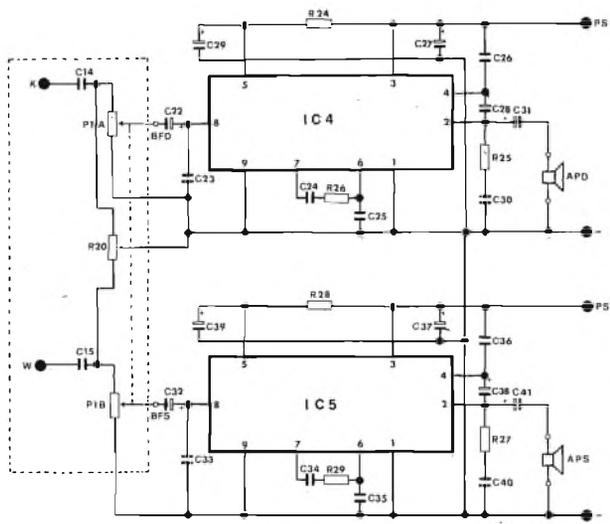


Fig. 4 - Schema elettrico dello stadio finale di BF stereo.

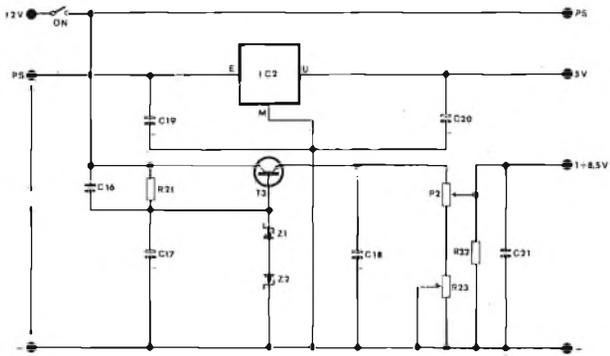


Fig. 5 - Schema elettrico della sezione alimentatrice intesa più che altro come riduttore stabilizzato di tensione.

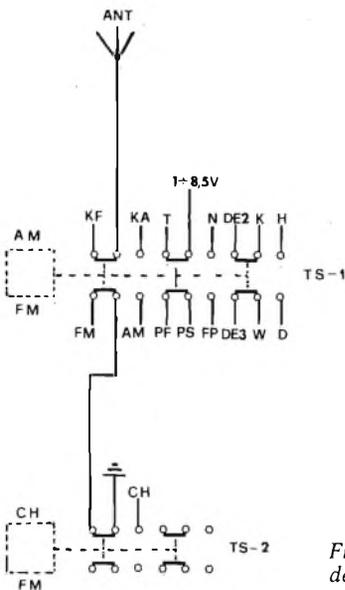


Fig. 6 - Schema elettrico delle commutazioni relative alla gamma ed alla lettura.

Supply voltage	12	16	V
Maximum power developed in R_L ($d = 10\%$):	3.8	6.2	W
Distortion at $P_o = 1$ W	0.4	0.35	%
Quiescent current:	13.5	16	mA
Supply mid-point voltage at pin 2:	6	8.1	V
Maximum worst-case dissipation with sine-wave drive:	2.3	4	V
Overall voltage gain:		50	dB
Input sensitivity for $P_o = 1$ W:		6.5	mV
Input impedance:		200	K
A-scale weighted S/N ratio at $P_o = 50$ mV; $R_s = 0$; $R_s = 8.2$ K ;		68	dB
		60	dB
100 Hz supply voltage ripple rejection:		37	dB
-3 dB frequency response (ref. 1 W at 1 kHz):		90-16000	Hz
Minimum area of 1.5 mm flat bright aluminium heatsink ($T_{amb} = 45$ °C)	10	30	cm ²

Gruppo alimentazione stabilizzata

In figura 5, viene dato il circuito elettrico relativo allo Alimentatore Stabilizzato. Come si può vedere il circuito integrato IC2 (MC7805), al cui ingresso viene applicata una tensione di 12 V (PS-E), fornisce in uscita una tensione stabilizzata, (+5 V), utile per alimentare il Lettore Digitale di Frequenza.

Sul collettore del transistor T3 è applicata l'intera tensione di +12 V. I diodi Zener Z1 e Z2 col resistore di carico R21, assicurano, all'uscita (Emettitore di T3), la massima tensione di regolazione di 8,5 V. Il potenziometro P2 (Sintonia), ha il compito di regolare tale tensione, da un minimo, che nel nostro caso viene stabilito dal trimmer R23 di 1 V, al massimo degli 8,5 V necessari per alimentare i diodi Varicap contenuti rispettivamente nel Modulo AM e nel Modulo FM. I +12 V per alimentare il generatore Duplex del Lettore Digitale di Frequenza, vengono prelevati sul punto PS. In figura 6, viene dato lo schema elettrico, relativo ai commutatori TS1 e TS2.

AVVISO AGLI ABBONATI

Il nostro ufficio abbonamenti riceve tuttora moduli di conto corrente relativi a versamenti effettuati nel mese di Gennaio 1980.

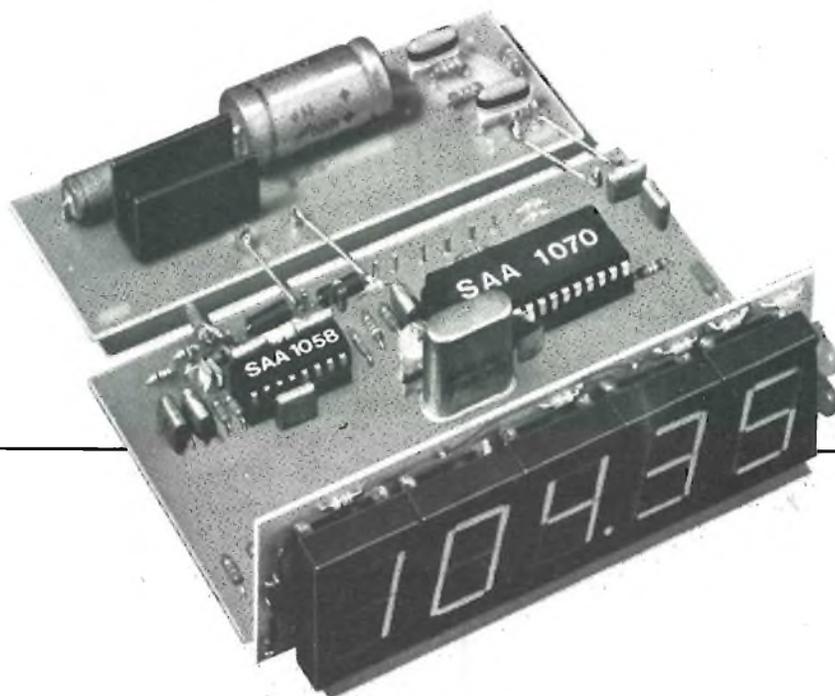
A causa di ciò alcuni abbonati devono sopportare ritardi, nel ricevimento delle riviste, indipendenti dalla nostra volontà.

Il nostro impegno per il 1980 è quello di assicurare agli abbonati la spedizione delle riviste JCE 15 giorni prima che le stesse appaiano in edicola.

Eventuali ritardi nel ricevimento dei primi numeri sono solo temporanei.

Cordialmente
JCE

Frequenzimetro Philips

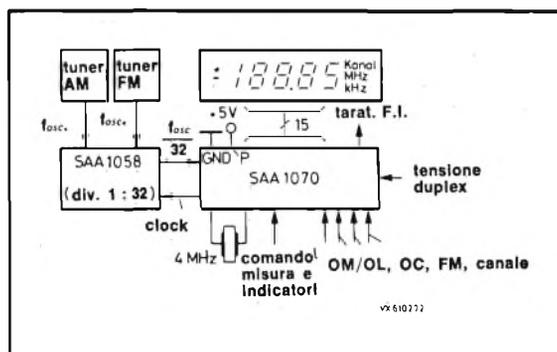


**per l'indicazione della frequenza
e del canale dell'emittente ricevuta nei ricevitori FM e
AM (onde lunghe, medie e corte)**

Il sistema è formato da
due soli circuiti integrati:

SAA 1058,
divisore r.f. programmabile
munito di preamplificatore
d'ingresso

SAA 1070,
contatore di frequenza
e pilota di 4 $\frac{1}{2}$ cifre LED



Schema a blocchi del sistema di misura di frequenza dei
segnali AM / FM di un radiorecettore

Caratteristiche:

- componenti periferici ridotti al minimo
- tensione di alimentazione unica
- irradiazione pressoché assente
- accoppiamento passivo al tuner
- valore della frequenza intermedia (F.I.) programmabile entro molti valori
- elevata risoluzione
- assenza di sfarfallio delle cifre

Il nastro magnetico

Seguiamo la serie di articoli sulla registrazione magnetica con la trattazione dello strato magnetico senza, però, trascurarne la storia.

di Dom. Serafini

In principio per la registrazione magnetica, venivano usati dei fili di acciaio al carbonio caratterizzati da una bassa coercività (30-50 Oe) e molto difficili da bobinare o maneggiare, inoltre erano molto soggetti alla corrosione atmosferica.

Più tardi s'incominciò a far uso di fili d'acciaio inossidabile, acciaio al tungsteno, ed altre leghe contenenti rame, cobalto, nichel e vanadio. Gli ultimi fili magnetici venivano costruiti d'acciaio inossidabile austenitico, questo acquistava una caratteristica magnetica utile solamente dopo un opportuno trattamento.

I fili venivano di solito costruiti col diametro di 0,1 mm e fatti operare ad una velocità media di 60,95 cm/sec.

La versione avanzata del «Telegrafono» impiegava fili magnetici del diametro di 2,5 mm. Verso il 1931 si provava con «nastri metallici» della larghezza di 6 mm sul *Blattnerfono* della BBC.

I «fili» magnetici coprirono un arco di 37 anni, i cosiddetti «nastri» secondo la moderna concezione furono costruiti da J.A. O'Neill basandosi sulle ricerche di W. Hedic, i cui risultati furono brevettati nel 1927.

Questi, però, rimasero un segreto per il resto del mondo per un lungo periodo, fino a quando i tedeschi nel 1935 li impiegarono per la prima volta.

Nel 1928 infatti il fisico F. Pfelemer riprese l'idea di O'Neill e ne sviluppò una versione perfezionata.

Nel 1938 la IG Farben riuscì a fabbricare il miglior nastro sino allora prodotto, si trattava di una base di carta su cui veniva depositato uno strato d'ossido (polvere magnetica) di ferro nero. Questo produceva un buon segnale, purtroppo molto difficile da cancellare. (*Figura 1*).

Il nastro della IG Farben fu scoperto nel 1945 (due mesi dopo la fine della guerra) da J. Herbert Orr della contropropaganda statunitense.

Ritornato in patria Orr cercò d'iniziare la fabbricazione di nastri magnetici, purtroppo la Scotch precedendolo lanciò sul mercato un prodotto ulteriormente migliorato.

Il materiale magnetico usato come rivestimento era formato da ossido di ferro rossastro e veniva preparato sele-

zionando particelle di appena un micron di lunghezza.

Nel 1953 i nastri a base di acetati di cellulose sostituirono quelli di carta, gli acetati erano da tempo noti come base per pellicole cinematografiche e quindi erano già collaudati.

Per un breve periodo la Audio Magnetics produsse anche nastri con base di cellofane, questi erano economici ma estremamente infiammabili e sensibili all'umidità.

La base di poliestere fece la sua comparsa nel 1954 con l'introduzione del Milar fatta da E.I. Du-Pont.

Nel frattempo si passa dal ferro puro all'ossido di ferro nero o magnetite e da questo all'ossido di ferro gamma prima di forma sferica e quindi aghiforme.

Per i primi tipi di polvere magnetica furono impiegate anche leghe di nichel-cobalto elettrodepositato, comunque la miglior sostanza magnetica si è rivelata quella prodotta da particelle aghiformi di ossido di ferro gamma.

La magnetite non ha trovato una larga applicazione in quanto è molto sensibile alle variazioni di temperatura.

In seguito si fecero esperimenti con polvere di ossido di cobalto-ferro, ferrite di bario, ossido di bario-ferro con titanio-cobalto, ferrite di piombo, ossido di cromo, ferrite di manganese, ferrite di nichel ed ultimamente ossidi corretti con cobalto, cromo-argento e biossido di cromo.

Bisogna precisare che la presenza di sostanze non-magnetiche aiuta a ridurre l'auto-smagnetizzazione.

Nel 1956 arriva il nastro video-magnetico, questo deve lavorare sotto una maggiore tensione, velocità e pressione.

Il nastro impiega un tipo speciale di ossido di ferro gamma sintetico di un colore rosso scuro con particelle aghiformi orientate trasversalmente o oblique (a differenza dei nastri audio-magnetici nei quali le particelle aghiformi sono orientate longitudinalmente).

In questi ultimi tempi per le registrazioni video si preferisce nastri ad «alta energia» come al biossido di cromo, ossidi al cobalto e cromo-argento. I primi presentano un alto rapporto s/d, questi, comunque, hanno una superficie dura pertanto causano l'usura precoce delle testine.

Nastri con misture di cobalto aiutano a ridurre l'usura

delle testine e guide pur conservando buone caratteristiche.

Un compromesso tra qualità ed usura, senza sacrificare il rendimento, è stato ottenuto con nastri di cromo-argento, questi, inoltre, presentano una superficie ben levigata e la caratteristica di mantenere le particelle d'ossido ben salde sulla base.

Caratteristiche del nastro magnetico

Molti considerano la testina magnetica il «cuore» di un registratore; in questo caso il nastro magnetico dovrebbe esserne il «sangue».

Questo deve possedere innumerevoli proprietà fisiche. Il suo compito principale oltre a quello di poter immagazzinare le informazioni elettro-magnetiche consegnate dalla testina, è quello di conservare queste informazioni per un periodo indefinito senza causare apprezzabili deterioramenti e avere la capacità di facile avvolgimento e svolgimento. Inoltre dovrebbe essere forte, sottile, poco influenzabile da elementi esterni e presentare una superficie levigata e uniforme.

Ora, la robustezza è associata con lo spessore e durezza, mentre la flessibilità è abbinata con la sottigliezza.

In più l'ossido dovrebbe avere uno spessore abbastanza grande da assorbire la massima energia elettro-magnetica e nello stesso tempo non essere troppo spesso da aumentare il volume di nastro sulla bobina e per evitare che questo influenzi gli altri strati. Anche il supporto dell'ossido non dovrebbe avere un elevato spessore; questo, comunque, non dovrebbe nemmeno essere troppo sottile, inoltre, essere insensibile all'umidità, non dipende con la temperatura e presentare dimensioni piuttosto stabili. Affinché si possa immagazzinare una elevata energia elettro-magnetica le particelle d'ossido dovrebbero essere in diretto contatto con la testina, ciò richiede che queste non devono essere troppo dure da logorare la testina o troppo soffici da staccarsi dal supporto.

Per un altro rapporto s/d il deposito d'ossido dovrebbe essere molto denso, mentre per una flessibilità e riduzione dell'usura l'ossido dovrebbe essere poco denso.

La superficie del nastro dovrebbe essere molto liscia ed uniforme, questo per evitare interruzioni fisiche tra testina e nastro e per ridurre il rumore di fondo.

Tutte queste specificazioni vengono garantite dalla combinazione di un adeguato supporto (base), un buon ossido e un opportuno processo di fabbricazione.

Le basi

Il nastro magnetico può, o meglio, poteva essere, del tipo omogeneo ed eterogeneo. Nel primo caso il materiale ferro-magnetico è racchiuso in sé cioè intrinseco, nel secondo caso questo viene depositato su di una base o supporto.

La base rappresenta il 70 ÷ 80% dello spessore totale del nastro e può essere carta (di solito del tipo Kraft) o alcuni tipi di plastica.

La carta, naturalmente, è meno costosa ed in alcuni casi addirittura più pratica delle sofisticate sostanze organi-

che specialmente quando si opera in ambienti con brusche variazioni di temperatura.

Bisogna tener conto, comunque, che la carta si strappa facilmente ed inoltre presenta una superficie aspra e non uniforme.

Pellicole o nastri di acetato di cellulosa rappresentano un buon compromesso, questi vengono fabbricati ad un basso costo e, a prodotto finito, presentano superfici ben levigate.

L'acetato è un supporto molto rigido, che si rompe in modo netto ed è piuttosto igroscopico, inoltre, come nelle pellicole cinematografiche, con l'invecchiarsi diventa fragile a causa dell'essiccamento. Nastri a base di acetati possono essere usati per circa 10 anni e sono molto resistenti alle tensioni meccaniche. Nastri da 6 mm, ad esempio, possono sopportare forze di 3 Kg senza presentare inconvenienti, considerando che la massima tensione esercitata dai registratori video varia dai 30 ai 45 grammi, ci possiamo rendere conto della sua robustezza.

La temperatura ideale per la conservazione di nastri a base di acetati dovrebbe essere assolutamente costante ed inoltre non dovrebbe oltrepassare i 30 °C e scendere al di sotto dei 28 °C. L'umidità relativa dovrebbe essere del 65% nel primo caso e del 45% nel secondo.

Le basse temperature agiscono come un processo d'invecchiamento, di conseguenza la formazione cristallina dell'acetato diventa fragile.

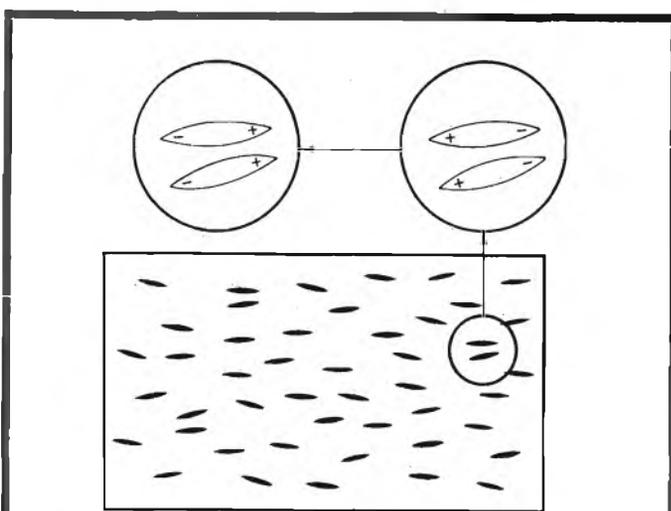


Fig. 1 - Funzionamento schematicizzato del principio della registrazione magnetica.

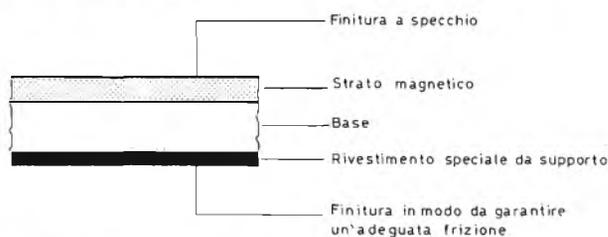


Fig. 2 - Composizione e logica di un nastro magnetico (visto in trasversale).

Uno dei principali vantaggi dell'acetato è che riducendo- ne lo spessore ad esempio, del 30%, la robustezza scende solo del 15%, pertanto permette la costruzione di nastri molto sottili il che si traduce in un migliore responso alle alte frequenze e segnali uniformi. Nastri molto spessi non vanno a contatto con la testina in modo adeguato causando variazioni di ampiezza e basso responso del segnale trasdotto.

In principio venivano usate cellulose «diacetate» in seguito sono state introdotte cellulose «triacetate».

Ultimamente la Kodak ha sviluppato un nuovo tipo di acetato conosciuto come «Durol», questo combina la robustezza del Milar con i vantaggi degli altri acetati.

Recentemente hanno fatto la comparsa anche i «cloruri polivinili» quasi simili al triacetato. La sensibilità all'umidità del triacetato è quasi la metà di quella del diacetato ed inoltre è molto più forte e flessibile.

Abbiamo anche supporti a base di plastiche viniliche e cellofane, queste comunque sono di minor importanza quindi passiamo oltre.

Il poliestere è un supporto molto resistente, elastico e più flessibile dell'acetato. Data l'elevata resistenza meccanica le basi di poliestere hanno uno spessore di 3/4 delle basi di acetato. Per quanto riguarda le proprietà termiche, queste sono di gran lunga migliori dell'acetato, la superficie, comunque, è piuttosto uniforme ma non come quella dell'acetato, inoltre è relativamente più costoso.

L'assorbimento d'umidità è praticamente trascurabile in confronto agli acetati ed inoltre ha un punto di «ammorbidimento» di 240-250 °C contro i 65-110 °C degli acetati. I supporti di poliestere vengono comunemente definiti di «lunga durata». Verso il 1959 vennero introdotti nastri di «doppia durata», questi erano di poliestere trattati in modo speciale o «pre-allungati». Normalmente questi hanno spessori dell'ordine di 0,02 mm e possono resistere a forze di oltre 8 Kg. A circa 4,5 Kg cominciano ad allungarsi con un residuo di soli 0,1% di riposo.

Il Milar o Terilene (un poliestere formato da tefalato di polietilene) è più costoso del normale poliestere comunque presenta una superficie notevolmente migliorata, una elevata robustezza, un'alta stabilità termica e la capacità di poter essere immagazzinato per un lungo periodo senza subire apprezzabili mutamenti.

Data la sua elevata resistenza meccanica è possibile costruire nastri dello spessore di soli 0,012 mm, in pratica il Milar possiede i vantaggi del poliestere senza averne i difetti.

Per la distinzione «ad occhio» dei vari tipi di supporto basta fare la prova «cantilever» o meglio «la prova della matita». Tagliando 25 cm di ogni nastro e ponendo i diversi spezzoni sopra una matita, vedremo l'acetato di cellulosa formare una V capovolta, mentre il poliestere ed il Milar formeranno una U capovolta indicando così la maggior flessibilità di quest'ultimi. Dato che la maggior par-

(segue)

CERCAPERSONE SUPERBEEP

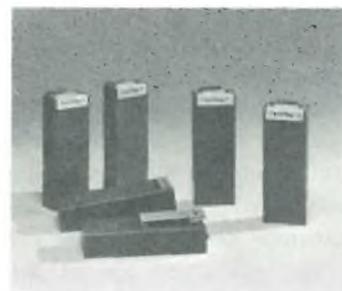
Caratteristiche tecniche:

Trasmittente

- Con 6 o 12 tasti di chiamata
- Frequenza di lavoro: 27 M z
- Potenza di uscita: 1,2 Watt/52 OHm
- Portata media: 1 Km
- Alimentazione: 220 V AC/6 Watt
- Fornito con antenna di trasmissione

Ricevitore

- Alimentazione con pile al mercurio
- Autonomia di 6 mesi
- Clip di attacco per taschino
- Peso grammi 110



Prezzo a richiesta

COMPUPHONE 728

Caratteristiche:

1. Combinatore con capacità di memorizzare fino a 100 numeri di 12 cifre.
2. Il display (visualizzatore) di 14 cifre, verde fluorescente, indica il numero telefonico formato e l'ora.

3. Chiamata automatica con codice numerico di 2 cifre (00-99).
4. Chiamata manuale pigiando i tasti; il numero impostato appare sul display.
5. Ripetizione istantanea del numero.
6. Orologio a 3 zone di tempo.
7. Cronometro.
8. Può essere programmato per l'uso in qualsiasi sistema telefonico nel mondo.
9. Batteria ricaricabile in caso di mancanza di corrente.

Prezzo L. 200.000 + IVA



ITALSTRUMENTI s.r.l.
TECNOLOGIE MODERNE

V.le del Caravaggio, 113 - ROMA
Tel. 06/51.10.262

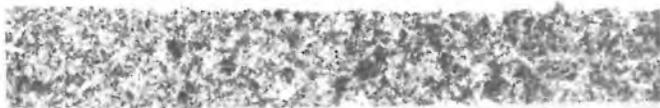


Fig. 3 - Spessore della superficie magnetica di un nastro ingrandito 2.000 volte.

te delle case costruttrici di nastri magnetici usano lo stesso materiale base (poliestere) l'unica differenza tra i vari tipi di nastri è rappresentata (oltre al rivestimento magnetico) dai leganti e lubrificanti impiegati. Il lubrificante impiegato per diminuire il coefficiente d'attrito di solito è costituito da silicone, questo insieme ai plastificanti (usati per addolcire il legante) ai fungicidi (per evitare la formazione di muffe), agenti anti-blumo (controllano alcune cause non ancora perfettamente chiarite) e alle tinte costituiscono gli «additivi».

Il legante ha due funzioni, la prima è di tenere le particelle ferro-magnetiche ferme sul supporto, la seconda di mantenerle insieme in modo denso senza provocarne il contatto elettrico.

Il legante non deve attaccare il materiale base o causare un incollamento tra i vari strati quando le bobine vengono riposte in ambienti relativamente caldi o umidi. La quantità del legante richiesto è molto critica, se questo è insufficiente lo strato magnetico tende a smottare, un eccesso invece, produce un nastro piuttosto «viscoso».

Associato al legante vi è l'aglutinante, questo non fa altro che assicurarci che le particelle magnetiche si tocchino.

Un tipico metodo per la costruzione di nastri magnetici è quello di combinare prima l'ossido di ferro con l'aglutinante e quindi lo si invia sotto alcuni cilindri rotativi in modo da rendere la pasta uniforme. Questo processo può durare alcuni giorni dopodiché, in una camera perfettamente pulita, priva di polvere, filacce o cenere, lo si ricopre con un leggero strato di legante e quindi si «stampa» il tutto sul supporto. (Figura 2).

Durante questo processo bisogna fare attenzione a non follare la pasta troppo a lungo per evitare che gli elementi cristallini ferro-magnetici si rompino (ciò causa la diafonia magnetica), o a non follarla brevemente. Inoltre i cilindri non dovrebbero girare troppo veloci e nello stesso tempo non essere troppo lenti per assicurare l'uniformità del prodotto.

La resistenza del legante, una volta asciugato, non raggiunge 0,01 mm di spessore con una tolleranza di $\pm 0,0003$ mm.

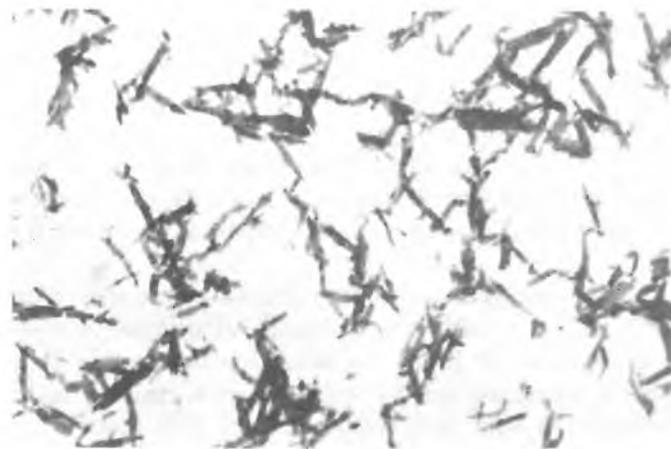


Fig. 4 - Le particelle magnetiche aghiformi di ossido di ferro gamma su di un nastro magnetico ingrandito 16.000 volte.



Fig. 5 - Confronto fra un nastro ad ossido di ferro gamma (a sinistra) con quello al biossido di cromo.

Lo strato magnetico

Se la base o supporto rappresenta le fondamenta del nastro magnetico, sicuramente il rivestimento d'ossido ne costituisce la struttura.

Da esso, infatti, dipendono tutte le caratteristiche elettriche pertanto è funzione integrale della registrazione magnetica.

L'ossido rappresenta il 15-20% dello spessore totale del nastro, questo non dovrebbe essere troppo spesso per evitare la sopraccitata diafonia magnetica (quando è avvolto gli strati si influenzano tra loro), per non ridurre il responso alle alte frequenze e per aumentarne la sensibilità. D'altra parte non dovrebbe essere troppo sottile per non sacrificarne l'uscita ed il responso alle basse frequenze.

Tener presente che per piccoli spessori ci riferiamo a strati magnetici di 0,004-0,005 mm, e di 0,009-0,010 mm per quelli grossi. (Figura 3).

Lo strato, inoltre, non dovrebbe essere troppo denso, ne poco denso, le particelle magnetiche dovrebbero essere adeguatamente orientate, avere una struttura perfettamente cristallina ed essere delle stesse dimensioni (nell'ordine di 0,1 x 0,8 micron). E' importante che durante il processo di follatura le particelle non si rompino. (Figura 4).

Gli ossidi magnetici dovrebbero presentare un'adeguata forza coercitiva ed avere un'alta induzione residua. Facendo un paragone tra nastri audio e quelli video trasversali ed elicoidali vediamo che i primi presentano una

coercitività di 230-240 Oe, i secondi 260-270 Oe mentre gli ultimi 500 Oe.

L'induzione residua nei nastri longitudinali si aggira intorno ai 800 gauss, in quelli trasversali 1.000 gauss, e 1.300 gauss in quelli elicoidali.

Lo strato dovrebbe essere molto uniforme, una discontinuità del contatto testina-nastro causa una perdita di segnale pari a:

$$dB = \frac{54,5 D}{\lambda}$$

dove D è il dislivello e λ la lunghezza d'onda del segnale

Come noto il materiale magnetico comunemente usato per nastri di media coercitività è l'ossido di ferro gamma ($\gamma \text{Fe}_2 \text{O}_3$).

Questo s'introduce nella forma $\alpha \text{Fe}_2 \text{O}_3$ ed in seguito, tramite un'ossidazione controllata, prende la forma magnetica di $\gamma \text{Fe}_2 \text{O}_3$.

L'ossido di ferro alfa ($\alpha \text{Fe}_2 \text{O}_3$), a sua volta, viene ricavato dalla magnetite (che venne impiegata nei primi nastri, in seguito abbandonata per la sua spiccata instabilità).

La magnetite ($\text{Fe}_3 \text{O}_4$) viene preparata riducendo ossido ferrico rosso o idrato di ossido ferrico giallo ad una temperatura di 400 °C.

Attualmente quasi tutti impiegano particelle d'ossido di ferro gamma aghiformi della lunghezza di 1 micron e larghezza di 0,2 micron, queste hanno un fattore Curie di circa 675 °C quindi piuttosto stabili ed inoltre presentano delle perdite per autodemagnetizzazione quasi trascurabili.

Ultimamente il Dr. P. Arthur della Du-Pont ha sviluppato uno strato magnetico di biossido di cromo (CrO_2) chiamato «Crolin». Questo rappresenta il nastro ad «alta energia» in quanto presenta particelle molto più piccole rispetto agli altri ossidi ed hanno una struttura perfettamente cristallina, ciò permette di ottenere nastri più sottili, molto uniformi, con un buon responso alle alte frequenze anche a basse velocità ed un migliore rapporto s/d. (Figura 5).

Uno degli svantaggi del biossido di cromo è che non è sensibile come i comuni ossidi. Normalmente i nastri ad alta energia richiedono segnali più ampi del 25% ed energia 2,5 volte quella richiesta da un comune nastro (Figura 6).

Il biossido di cromo, inoltre, è molto più difficile da cancellare pertanto prima d'impiegarlo è bene assicurarsi che il registratore sia in grado di «maneggiarlo». (Figura 7).

Le piccole particelle aghiformi hanno l'indubbio vantaggio di avere un basso rumore di fondo, queste vengono selezionate in modo d'avere una struttura cristallina ed essere delle stesse dimensioni.

Le particelle selezionate vengono quindi mischiate con colle adatte al tipo di base impiegato. Comunemente si usano cloruri vinili polimerici, acetato di cellulosa vinile o cellulosa etile.

Lo scopo è di ottenere un sottilissimo ma denso strato di

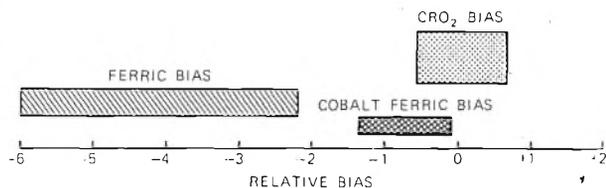


Fig. 6 - Indicazione dei tipici livelli di polarizzazione (bias) per i vari nastri magnetici per il miglior responso alle frequenze. Notasi come gli ossidi ferrici abbracciano una vasta gamma di polarizzazioni, in confronto ad una relativamente invariabile polarizzazione dei CR2. Ciò significa che i CR2 sono più universali (o compatibili).

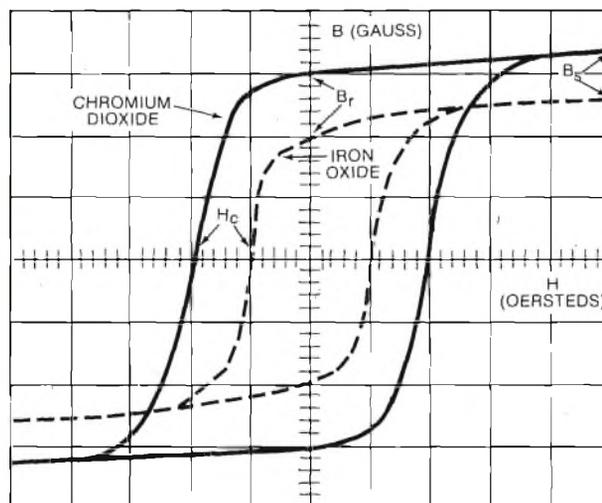


Fig. 7 - Isteresi magnetica di due tipi di nastri. B_r = rimanenza; B_s = livello di saturazione; H_c = coercività; Chromium Dioxide = biossido di cromo; Iron oxide = ossido ferrico.

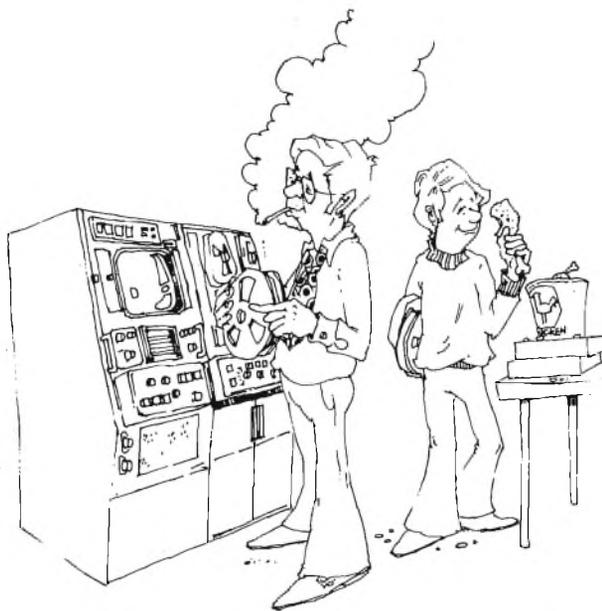
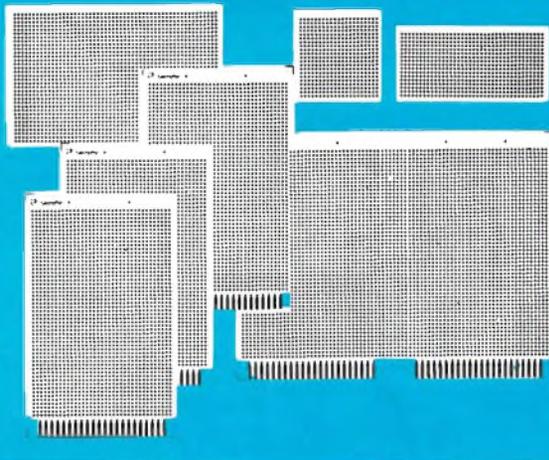


Fig. 8 - E' imperativo che sia nella sala di registrazione che in quella d'immagazzinaggio nastri, venga PROIBITO il consumo di qualsiasi forma di cibo, bevande e sigarette.

offerta lancio vendita per corrispondenza



tecnofor s.r.l.

27046 S. GIULETTA, FRAZ. MANZO (PAVIA) Via Emilia, 9 - tel. (0383) 89292

PIASTRE A FORATURA MODULARE PER PROVE DI LABORATORIO

N	modulare ps 254 da mm 100x160 con connettore dorato	cat. L. 3.876
N	modulare ps 254 da mm 100x160 con connettore stagno	cat. L. 3.306
N	modulare ps 254 da mm 100x160 con connettore solo rame	cat. L. 2.736
N	modulare ps 254 da mm 233,4x160 con connettore dorato	cat. L. 8.208
N	modulare ps 254 da mm 233,4x160 con connettore stagno	cat. L. 6.498
N	modulare ps 254 da mm 233,4x160 con connettore solo rame	cat. L. 5.928
F3	modulare ps 254 da mm 70x100	cat. L. 1.140
F3	modulare ps 254 da mm 100x120	cat. L. 2.394
F3	modulare ps 254 da mm 100x220	cat. L. 4.132
F3	modulare ps 254 da mm 120x250	cat. L. 5.136
F3	modulare ps 254 da mm 160x300	cat. L. 12.720
F3	modulare ps 254 da mm 160x360	cat. L. 14.250
F3	modulare ps 254 da mm 180x150	cat. L. 2.790

Tutti gli articoli sopra descritti vengono forniti su materiale di vetro epossidico tipo G 10, oppure FR4 autoestinguente, spessore mm 1,58, con foratura diam. 1,05 a passo 2,54, con piczuolette di saldatura rotonde del diam di mm 2,05 e con connettore a 22 poli. Spedizione del materiale ordinato entro 10 g. dalla data del ricevimento dell'ordine con precedenza agli ordini eseguiti con pagamento anticipato.

3. Richiedi per quantità minime di pezzi 100 si eseguono disegni e misure particolari.
Prezzi da concordare, esecuzione entro 20 g. dall'approvazione dell'ordine.

ORDINE MINIMO L. 20.000

- 1. PAGAMENTO ANTICIPATO SCONTO 3% + 1 modulare cm 7x10
- 2. Per ordini superiori a L. 45.000 ed effettuati con pagamento anticipato sconto 3% + N. 1 scheda europa 10x16 + N. 2 modulari da cm 7x10 in omaggio.
- 3. Per ordini superiori a L. 80.000 ed effettuati con pagamento anticipato, sconto 3% più N. 2 schede europa 10x16 + 5 modulari 7x10

L'ordine è valido solo se convalidato da Firma e dal N. di Codice Fiscale e da Partita IVA



tecnofor s.r.l.

27046 S. GIULETTA FRAZ. MANZO (PAVIA) Via Emilia, 9 - tel. (0383) 89292

Fornitura piastre per circuiti stampati per conto terzi. Preparazione programmi per foratura a c.a.

ossido o biossido con una distribuzione uniforme. Questo, inoltre, dovrebbe essere flessibile e con tali caratteristiche da non mostrare apprezzabili mutamenti dopo un continuo uso o un lungo immagazzinaggio (di solito le case assicurano 1.000 passaggi avv./svolg.).

Prima che lo strato d'ossido si asciughi sulla base lo si sottopone ad un campo magnetico il quale tende ad allineare le particelle aghiformi parallele tra loro con una direzione che dipende dall'uso del nastro.

E' stato provato che la sensibilità di un nastro «allineato» è di circa 6 dB maggiore di uno le cui particelle sono dirette a caso, inoltre migliora il rapporto s/d di 3 dB.

Una volta finito lo strato magnetico dovrebbe avere i seguenti requisiti: alta coercività, alta rimanenza, sensibilità elevata, buon responso, uscita indistorta, minimo rumore di fondo, minimo effetto eco, facile cancellazione ed infine, ma non di minore importanza, un basso costo.

La manutenzione del nastro video-magnetico

I moderni nastri magnetici possono immagazzinare informazioni per un periodo pressoché indefinito. Dette informazioni, altro non sono che orientazioni magnetiche, rimarranno immutate sino a quando non verranno alterate da un campo magnetico esterno.

Seppur il segnale magnetico di per se' non si deteriora facilmente, le proprietà fisiche del nastro sono molto suscettibili a qualsiasi cattiva manutenzione.

La maggior parte dei problemi incontrati nell'uso e nell'immagazzinaggio dei nastri video-magnetici, sono di natura fisica. Il nostro problema sarà quindi quello di preservarlo in modo da non causare danni alla registrazione. L'archivio o videonastroteca dovrebbe essere una stanza assolutamente priva di polvere, particelle e filacce. La pressione interna della camera dovrebbe essere mantenuta leggermente più alta di quella dell'area ricostante.

Questo eviterà l'infiltrazione della polvere dall'esterno attraverso le fessure. Il sistema di riscaldamento dovrebbe essere progettato in modo da avere un buon controllo sia del calore che dell'umidità.

Le variazioni di temperatura dovrebbero essere mantenute entro ± 5 °C di un valore prescelto e la umidità relativa dovrebbe essere costante o, al massimo con una tolleranza del 10%.

Il classico disegno delle videonastroteche ammette una temperatura intorno ai 22 °C ed una umidità di circa il 50%.

Le sigarette devono essere naturalmente bandite dal posto, anche se non è stato provato che il fumo danneggia il nastro, è cosa certa che la cenere ne è una nemica micidiale, lo stesso dicasi di cibarie e bevande.

A parte tutto ciò bisogna anche assicurarsi che le bobine archiviate non subiscano la minima alterazione del segnale immagazzinatovi, questo, comunque, non è di primaria importanza, difficilmente in normali stanze si incontrano campi magnetici abbastanza forti da agire come smagnetizzanti, inoltre è sufficiente che il nastro sia tenuto ad una distanza di soli 8 cm da una forte sorgente



Fig. 9 - Prima di essere immagazzinata la bobina di nastro magnetico dovrebbe essere riposta in una custodia.

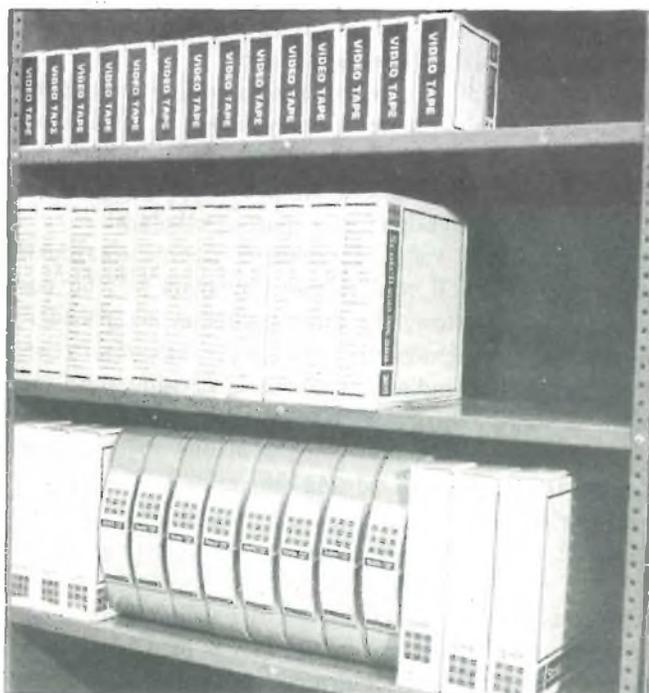


Fig. 10 - Tipico esempio di come immagazzinare i nastri magnetici.

magnetica per evitare il pericolo di cancellazione.

Il mozzo è la parte più forte della bobina quindi durante l'immagazzinamento dovrebbe sostenere il tutto. La bobina dovrebbe essere sempre riposta nel suo involucro prima di essere archiviata.

La maggior parte dei contenitori sono disegnati in modo da pendere sul mozzo riducendo così la pressione sugli anelli. Un altro motivo per usare la custodia è che questa protegge il nastro dalla polvere, filacce, cenere ecc.

L'involucro chiuso dovrebbe essere sistemato in modo che la bobina si trovi in posizione verticale. (Figura 10).

Per una ulteriore protezione prima di infilare la bobina nel suo contenitore è bene metterla in una busta di plastica e all'atto di prendere un contenitore immagazzinato per un lungo periodo è necessario pulirlo dalla polvere accumulatasi.

E' molto importante il modo con cui il nastro viene avvolto sulla bobina, questo non dovrebbe essere troppo teso (per evitare malformazioni della base) e non troppo

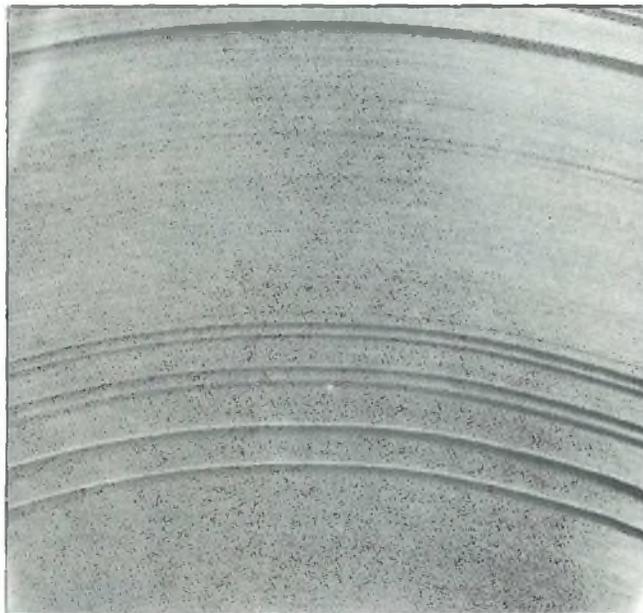


Fig. 11 - Bobina avvolta con una tensione incostante.

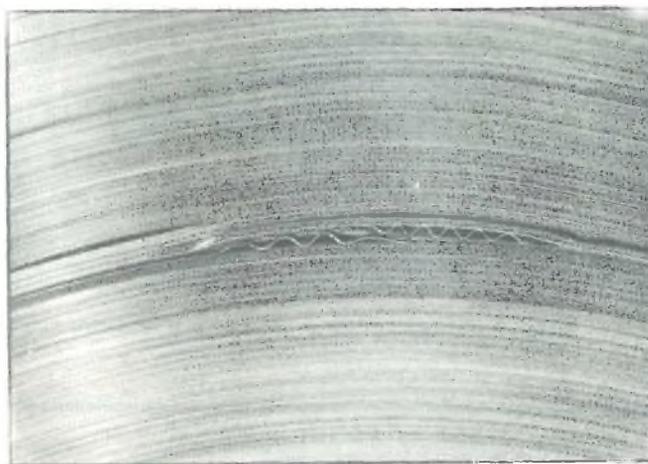


Fig. 12 - Bobina avvolta troppo lenta con conseguente danno causato dallo scorrimento tra vari strati.

lento. Quest'ultimo caso sembra essere più serio del primo, infatti può causare uno scorrimento tra i vari strati e provocare una serie di pieghe, le quali, si manifestano con rotture di quadri dovute al mancato contatto tra testina e nastro. (Figura 13).

Le stazioni televisive hanno spesso il problema della spedizione dei nastri magnetici. La principale considerazione riguarda ovviamente la protezione fisica della bobina. Un contenitore ideale dovrebbe permettere un movimento rotatorio della bobina in modo da minimizzare le possibili «strozzature» del nastro in caso di cadute o cattivo maneggio. (Figura 14).

L'involucro, inoltre, dovrebbe essere resistente all'acqua. Il terminale libero del nastro dovrebbe essere mantenuto fermo con del nastro adesivo che non lasci depositi una volta rimosso o tramite una briglia.

Un'altro problema importante è quello di evitare una smagnetizzazione accidentale. Prove di laboratorio hanno dimostrato che il massimo campo magnetico che non pro-

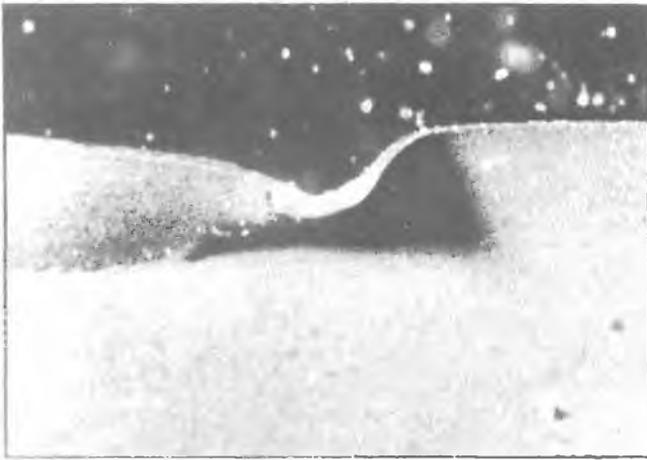


Fig. 13 - Vista microscopica del danno della sponda di un nastro magnetico avvolto troppo lento o con una tensione incostante.



Fig. 14 - Modo di maneggiare una pesante bobina di nastro magnetico.

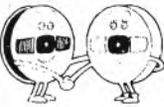
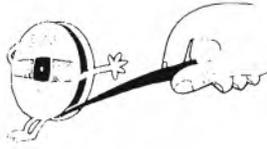
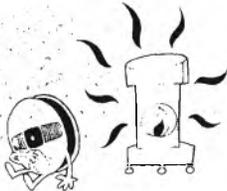
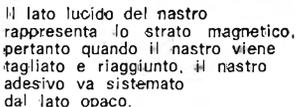
- 1) Mantenere il registratore nelle migliori condizioni.
 
- 2) Impiegare identiche bobine sia per l'avvolgimento che per lo svolgimento.
 
- 3) Non toccare il nastro con le mani, né svolgerlo a mano, evitando così le pieghe.
 
- 4) Evitare l'impiego del nastro in ambienti ad alta temperatura ed umidità.
 
- 5) Dopo l'uso riporre la bobina con nastro nell'apposita custodia.
 
- 6) Il lato lucido del nastro rappresenta lo strato magnetico, pertanto quando il nastro viene tagliato e riaggiunto, il nastro adesivo va sistemato dal lato opaco.
 

Fig. 15 - Alcune raccomandazioni offerte dalla SONY per la cura dei nastri magnetici.

duca un apprezzabile cancellazione è di circa 50 Oe.

Durante la spedizione è possibile che la bobina possa accostarsi a generatori, trasformatori, motori elettrici ecc., comunque questi son di solito ben schermati, ma anche se non lo fossero è sufficiente che il nastro si trovi ad una distanza di appena 8 cm che la smagnetizzazione è evitata. La bobina, durante il tragitto, può essere soggetta a variazioni di temperatura normale per almeno 24 ore, non è suggeribile ridurre «l'incubazione» con sistemi artificiali.

Per ridurre la diafonia tra gli strati e ristabilirne l'elasticità ogni tanto è necessario far «esercitare» il nastro svolgendolo e riavvolgendolo. Bisogna evitare di toccare il nastro con le mani, perché un'impronta digitale non è altro che un deposito di olii e sali i quali pur non attaccando direttamente il nastro, formano delle eccellenti aree di raccolta per polvere, cenere e filacce.

Questi depositi di sporco si trasmettono agli strati adiacenti ed in seguito, durante il «play-back», a tutto il nastro. Se ci si accorge che una bobina è sporca è bene pulirla con spazzole di cotone o tamponi impregnati di sostanze apposite, in vendita nei negozi specializzati.

Anche le bobine vuote dovrebbero essere ispezionate prima di avvolgerci il nastro, mai impiegare bobine con mozzi o anelli difettosi. Un altro problema da prendere nelle dovute considerazioni riguarda le calamità come incendi, alluvioni e radiazioni nucleari. Considerando che il punto di «auto-ignizione» delle sostanze poliesteri è di circa 1.000 °C, un incendio causerà alcune deformazioni o adesioni tra i vari strati ad una temperatura di 270 °C.

L'ammorbidimento sarà raggiunto verso i 350 °C, mentre 550 °C causano l'infragilimento del rivestimento ossido.

Come estintore si consiglia l'uso del CO₂ questo è pulito e non contiene sostanze nocive per il nastro.

In caso di alluvioni l'acqua non causa la distribuzione del nastro, al massimo produce curvature, se «ripescato» entro le 24 ore. In seguito bisogna farlo asciugare a temperatura ambiente e quindi riavvolgerlo. In alcuni casi l'umidità può causare più danni della sola acqua, questa infatti consente l'adesione tra i vari strati e distorsioni fisiche della base. Un rimedio contro alluvioni ed umidità è quello di fare uso di contenitori di plastica, anziché di carta, mentre per prevenire incendi o controllarli facilmente bisogna far in modo da non immagazzinare materiali combustibili.

Un alto assorbimento di radiazioni nucleari può causare difetti fisici sia nell'ossido che alla base riducendone la vita di almeno il 60%.

In generale, comunque, il nastro non viene influenzato da radiazioni al di sopra dei 100 megarep.



Assistenza TV e impianti di antenna

consulenza di Amadio Gozzi direttore CENIART

Chiunque voglia porre quesiti o richiedere fotocopie di schemi TV può rivolgersi al CENIART (Centro Nazionale Informazioni Assistenza Radio-TV). Le richieste, accompagnate dal relativo contributo (indicato dal tariffario) vanno indirizzate al: Ceniart - Via Ugo Bassi, 5 20052 Monza. Le risposte verranno fornite a stretto giro di posta. Quelle più interessanti saranno pubblicate nella presente rubrica.

Claudio Ventura Bologna

Vi mando uno schizzo che mostra la disposizione delle prese nell'impianto di antenna che ho montato nella mia abitazione. Però, con l'impianto attuale, la visione dei programmi è insoddisfacente. Vi pregherei di fornirmi dati tecnici che mi permettano di ottenere in uscita dei segnali migliori.

Il disegno che lei ci ha inviato (fig. 1/a) dimostra chiaramente come negli impianti che vengono installati nelle villette, quasi mai la distribuzione sia effettuata in maniera tecnicamente valida. Infatti, non sempre il proprietario, prima di effettuare la rifinitura dei muri, si consulta con un antennista per determinare quali siano i percorsi più vantaggiosi da seguire per la posa dei tubi di plastica destinati a contenere il cavo coassiale che porta i segnali dal centralino alle prese di utilizzazione. Si corre così il rischio di avere dei punti con segnali assai deboli ed altri che mandano il televisore in saturazione. In genere, a chi si accinge a costruire una villetta, noi consigliamo di far scendere i cavi a piovra, partendo da uno o al massimo due ripartitori posti subito dopo il centralino.

In figura 1/b cerchiamo di illustrare queste idee con uno schema pratico. Con questo razionale sistema, si ottengono segnali praticamente uguali. Le prese sono tutte terminali compresa quella posta in mansarda. Ogni presa terminale è chiusa sulla resistenza caratteristica del cavo. Ciò impedisce il formarsi di onde stazionarie lungo il cavo stesso e si evitano in tal modo instabilità di ricezione e possibilità di avere riflessioni nell'immagine.

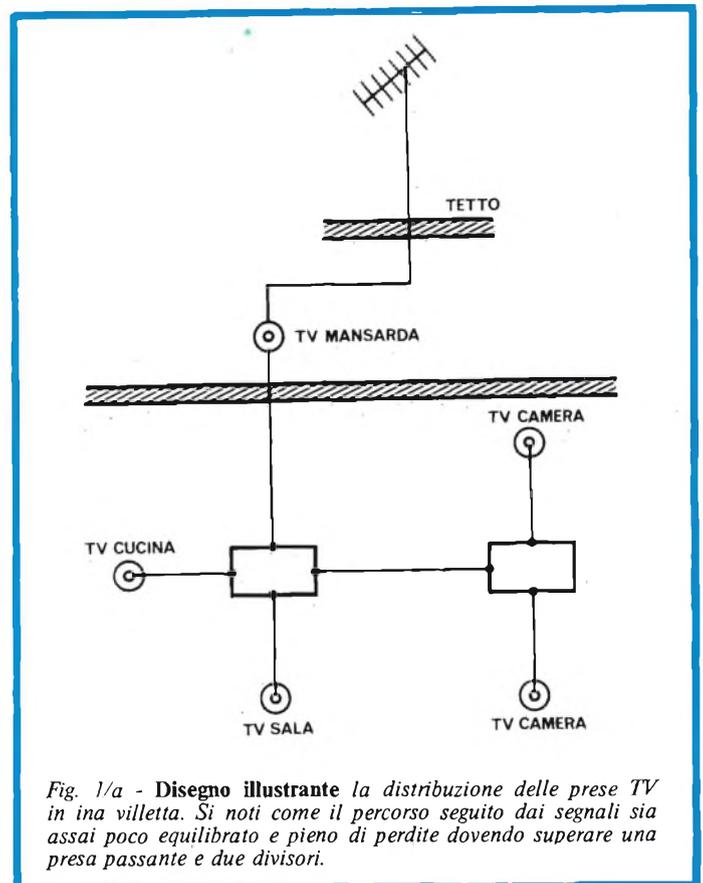


Fig. 1/a - Disegno illustrante la distribuzione delle prese TV in una villetta. Si noti come il percorso seguito dai segnali sia assai poco equilibrato e pieno di perdite dovendo superare una presa passante e due divisori.

Con lo schema da noi suggerito, si ha una ottimizzazione nel rendimento di ogni componente nell'impianto, e quindi una riduzione al minimo delle perdite. Il tutto si traduce in un risparmio di denaro in quanto è possibile impiegare un centralino di minor potenza.

Ritornando al suo caso di anomala distribuzione, tenuto conto che si hanno notevoli perdite dovute ai divisori (un DIV 3 e un DIV 2) consigliamo di abbondare nella amplificazione primaria (centralino) in maniera di poter annullare tali perdite. Raccomandiamo di impiegare cavo coassiale a bassa perdita. Un tipo molto diffuso è il C22 reperibile con facilità nei punti di vendita della GBC. Ad eccezione della presa in mansarda che è del tipo passante, tutte le altre sono terminali in quanto chiudono la discesa. Soltanto se la distanza dal divisore è minima (2 ÷ 4 m) si può evitare di chiudere a massa il cavo coassiale. Eventualmente il divisore di coda (DIV 2) può essere del tipo terminale e tutte le prese del tipo passante.

Veniamo ora alla scelta del centralino. È difficile poter dare dei consigli in merito, se non si conoscono le entità dei segnali presenti sulle antenne (1° - 2° - 3° programma RAI - Banda V UHF per le TV private). In genere, le grandi città sono servite bene sia dalle emittenti pubbliche che da quelle private. Con cinque prese da alimentare e con le perdite che fa supporre il tipo di distribuzione indicata nello schizzo che ci ha inviato, pensiamo che una amplificazione di 20 - 25 dB sia più che sufficiente. Non le sarà difficile, rivolgendosi alla GBC del luogo, avere consigli circa la marca e il tipo di centralino da acquistare. La GBC ha tecnici esperti in materia i quali possono indicarle il meglio a colpo sicuro.

L'importante è avere, sulla presa più lontana dal centralino un segnale dell'ordine di 1500- 2000 μV come minimo. Se nelle altre prese, in particolare quella disposta in mansarda, i segnali appaiono di entità eccessiva, basterà aumentare la resistenza di disaccoppiamento posta all'interno della presa stessa.

Per avere un'idea di come si comportano i segnali lungo la catena di distribuzione, ricordiamo che una presa passante comporta una perdita di segnale dell'ordine di 0,5 ÷ 1 dB a seconda dei tipi, un divisore perde dagli 0,5 ai 4 dB a seconda del numero delle uscite, il cavo coassiale perde in banda V circa 30 dB ogni 100 m (0,3 dB al metro), e che la presa utilizzatrice deve essere disaccoppiata dal cavo portante di almeno 20 dB. Sommando tutte queste perdite si ottiene il numero dei decibel che il centralino deve guadagnare per recuperare in pieno il segnale perduto.

Ciò vale, però soltanto per i canali amplificati singolarmente. Per quelli amplificati assieme (larga banda) il guadagno dell'amplificatore dovrà essere sensibilmente maggiore, tanto più alto quanto più è alto il numero dei canali da amplificare.

Claudio Spatafora Lecce

Vorrei che trattaste il problema della reperibilità dei semiconduttori (diodi, transistori, tiristori, ecc.). A riguardo posso dire di avere in testa una grande confusione. Possiedo numerosi manuali di corrispondenti, tuttavia non sempre riesco a risolvere i problemi di sostituzione. Innanzitutto perché sui televisori compaiono sempre nuove sigle,

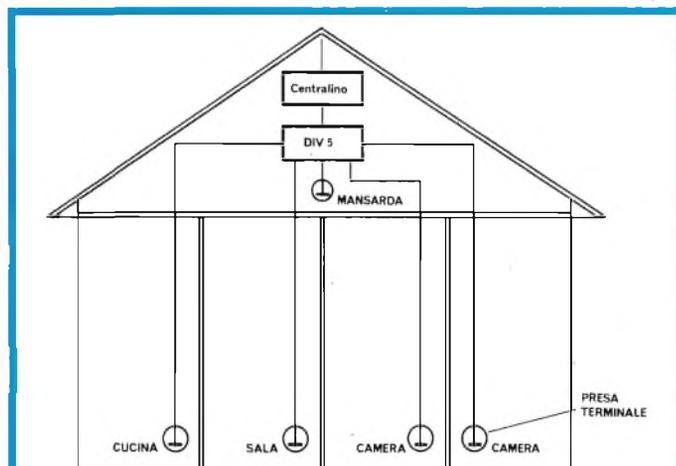


Fig. 1/b - A differenza di quanto avviene con lo schema di fig. 1/a, questo tipo di distribuzione dei segnali televisivi è molto più razionale ed equilibrata. Le perdite sono ridotte al minimo, ciò che permette di fare uso di centralino di minor potenza, e alle prese di utilizzazione sono presenti segnali praticamente uguali.

poi perché ogni Casa produttrice di semiconduttori impiega sigle proprie. Mi capita di sovente di ricercare in diversi negozi un semiconduttore che possiede una sigla strana e soltanto dopo molte ricerche accorgermi che lo potevo sostituire benissimo con uno dei molti esemplari che tengo in magazzino. Certo non si può negare il diritto delle Case di continuare nella ricerca tecnologica e produrre componenti sempre più raffinati. È certamente per questa ragione che sono stati immessi sul mercato molte decine di migliaia di tipi diversi. Non sarebbe adesso giunta l'ora di giungere ad una semplificazione della produzione? Penso che basterebbero poche centinaia di semiconduttori per soddisfare abbondantemente le necessità di qualsiasi progettista. Voi cosa ne pensate in proposito?

Avendo provate le sue stesse difficoltà non possiamo che essere d'accordo con quanto lei asserisce. Pensiamo che anche le Case che producono semiconduttori si siano poste questo problema non foss'altro per esigenze di razionalità produttiva. Qualcuna, anzi, ha già sviluppato una azione nel senso della semplificazione e riduzione dei tipi prodotti. Si tratta della ditta Sylvania la quale ha impostato la sua nuova produzione su un numero limitato (rispetto alle centinaia di migliaia di esemplari ora esistenti) di componenti.

Per numero limitato si intende una produzione di diodi, transistori, tiristori, circuiti integrati, ecc. relativa a qualche migliaio soltanto di tipi diversi i quali possono sostituire tutti i semiconduttori tutt'ora in commercio.

La Sylvania ha anche prodotto un Manuale che illustra questa produzione. Si tratta del Manuale denominato "Sylvania - ECG Semiconductors", il quale è in vendita presso tutti i punti della GBC.

Vediamo ora come è formato il Manuale e come va impiegato per una rapida ricerca dei componenti che interessa reperire. Una parte preponderante del volume consta di una specie di indice a due voci, da una parte la sigla del pezzo che interessa sostituire e dall'altra la sigla del corrispondente ECG.

Una volta ottenuta questa sigla, si passerà a consultare l'indice dei prodotti Sylvania (ECG appunto) il quale

To Be Replaced	ECG Replacement	To Be Replaced	ECG Replacement
AU102	121	AZ 083	5072A
AU103	127	AZ-085	5073A
AU104	127	AZ-088	5073A
AU105	127	AZ-090	139A
AU106	127	AZ-092	139A
AU107	127	AZ-094	140A
AU108	127	AZ-096	140A
AU110	127	AZ-098	140A
AU111	127	AZ3 3	5066A
AU112	127	AZ3 6	134A
AU113	127	AZ3 9	5067A
AU2012	42A	AZ4 3	5068A
AUY10	121	AZ4 7	5069A
AUY19	121	AZ5 1	135A
AUY20	121	AZ5 6	136A
AUY21	104	AZ6 2	137A
AUY-21	121	AZ6 8	5071A
AUY21A	121	AZ7	144A
AUY22	104	AZ7 5	138A
AUY22A	121	AZ8 2	5072A

a

116	33	72	R-Si-600 PRV, 1.0 Amp
117	33	70	R-Si-600 PRV, 1.0 Amp
118	35	78	R-Se-TV HiV, Fac, 7.5 k PRV
119	35	79	R-Se-TV Boost, 560 PRV
120	33	71	R-Se-TV Converge, 18 PRV
121	19	2	T-PNP, Ge-AF PO
121MP	19	2	Matched Pair of ECG121
122	43	172	SCR-200 VRM, 8.0 A
123	19	1	T-NPN, Si-AF Preamp, Dr, Vid Amp, Sync Sep
123A	19	4	T-NPN, Si-AF/RF Amp
123AP	19	19	T-NPN, Si-AF/RF Amp, CB Dr
124	19	7	T-NPN, Si-HiV AF PO
125	33	72	R-Si-1000 PRV, 2.5 A
126	19	4	T-PNP, Ge-RF/IF Amp, Osc, Mxr, AM/VHF
127	19	2	T-PNP, Ge-Defl Amp, AF PO
128	19	10	T-NPN, Si-AF Preamp, Dr, Vid Amp

b

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CBO}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EBO}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Collector Diss. P _D Watts	Freq. in MHz f _t	Typical Current Gain h _{FE}	Package and Basing	
									Case	Fig. No.
ECG124	NPN-Si, HV Audio Pwr Output, Line-Operated TV, Phono, Stereo	300	300	5	.400	20	30	100	TO-66	7
ECG126	PNP-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix, VHF Radio	25	25	1	.200	.200	250	60	TO-18	4
ECG127	PNP-Ge, Horiz & Vert Defl, Pwr Output	350	350 (CES)	2	10	56	1	15 min	TO-3	2
ECG128	NPN-Si, AF Pre-Amp, Driver, Output, Video Amp (Compl to ECG129)	100	80 (CER)	7	1	1	120	90	TO-39	10

c

TO-3

ECG

104	246	387
121	247	388
127	248	389
130	249	
162	250	
163A	251	
164	252	
165	280	
179	281	
180	283	
181	284	
219	285	
238	327	
243	328	
244	385	
245	386	

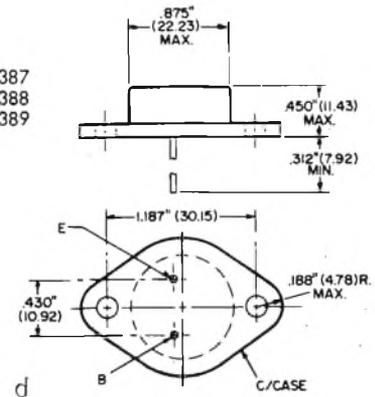


Fig. 2 - Ricerca dei semiconduttori ECG con l'uso del manuale appositamente approntato dalla Sylvania. a) Indice dei corrispondenti ECG. Al transistor AU 106 corrisponde l'ECG 127. b) Lista dei prodotti ECG con i primi dati sommari. La freccia indica di passare alla pag. 19 per la trattazione completa del componente. c) Dati elettrici completi dell'ECG 127. Le frecce a destra indicano il tipo di contenitore e la figura che lo rappresenta. d) Contenitore dell'ECG 127. Come si noterà, si tratta di un TO3, lo stesso del transistor sostituito, l'AU 106.

alla sigla indicata fornisce dati elettrici sommari del prodotto, oltre alla indicazione della figura che mostra la zoccolatura e alla pagina nella quale il semiconduttore stesso viene ampiamente trattato. Quindi, con due o tre brevi ricerche, non solo si ottiene la sigla del ricambio prodotto dalla Sylvania, ma ci si può anche accertare delle sue caratteristiche elettriche e dei dati di montaggio (contenitore, uscita piedini ecc.).

Per illustrare tutte queste operazioni, faremo un breve esempio: mettiamo di dover cercare un corrispondente ad un transistor di potenza del tipo dell'AUI06, il quale non sempre è reperibile nei negozi di elettronica. Osserveremo dapprima la guida dei corrispondenti ECG (figura 2). Costateremo che all'AU 106 corrisponde il tipo ECG 127 (pag. 269 del Manuale). A pagina 18 dello stesso, alla riga ECG 127 possiamo leggere i dati som-

mari del componente: PNP al Germanio-transistore di potenza impiegato negli stadi di uscita verticale e orizzontale BV_{CBO} 350 V - BV_{CEO} 350 V - BV_{EBO} 2 V - I_C max 10 A - Dissip. collet. 56 W max - Freq. taglio 1 MHz - Contenitore del tipo TO3 - Zoccolatura fig. 2.

Infine, a pagina 28 troviamo il disegno del contenitore e la disposizione degli elettrodi di uscita, i quali corrispondono in pieno al transistor AU 106 che volevamo sostituire.

**Domenico Arcadipane
Palermo**

Devo riparare un vecchio televisore a valvole. Si tratta di un Siemens Elettra modello 2352B il quale presenta

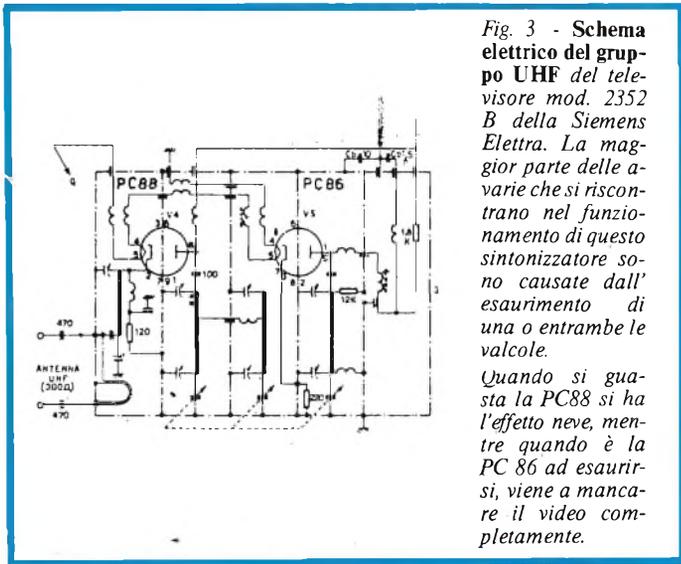


Fig. 3 - Schema elettrico del gruppo UHF del televisore mod. 2352 B della Siemens Elettra. La maggior parte delle avarie che si riscontrano nel funzionamento di questo sintonizzatore sono causate dall'esaurimento di una o di entrambe le valvole.

Quando si guasta la PC88 si ha l'effetto neve, mentre quando è la PC 86 ad esaurirsi, viene a mancare il video completamente.

altoparlante andrebbe disposto nelle vicinanze del fruitore, in quanto esso ha problemi di udito.

Alla prima domanda rispondiamo dicendole che il difetto da lei notato nel vecchio TV della Siemens Elettra rappresenta per noi tecnici TV un caso che potremo definire "classico". Se non fosse che il cliente non dispone di pezzi di ricambio, lo si potrebbe trattare anche per telefono. Il difetto che lei lamenta è certamente causato dall'esaurimento di una o di entrambe le valvole del gruppo UHF (PC 86 e PC 88, vedi schema di fig. 3). In particolare, quando si esaurisce la PC 88 che è quella posta nel circuito di ingresso, si verifica il fenomeno ben conosciuto dell'"effetto neve", mentre quando ad esaurirsi è la PC 86, scompare totalmente il video in quanto viene a mancare la funzione oscillatrice della valvola, senza la quale non si produce la media frequenza video. È consigliabile, per precauzione, che vengano sostituite entrambe le valvole per non correre il rischio di effettuare una riparazione incompleta.

Rispondendo alla seconda domanda, le suggeriamo di applicare il piccolo altoparlante supplementare al posto di uno dei due speaker di cui è dotato il televisore.

Ma perché servirsi di un altoparlante piccolo? Non è meglio impiegarne uno di diametro maggiore? Il suono riprodotto risulterà certamente migliore. Ve ne sono di molto economici posti dentro una cassetina. Li può trovare presso tutti i punti di vendita della G.B.C.

il seguente difetto: dopo circa dieci minuti di funzionamento, il 2° programma RAI (così come le TV private) sbiadisce fino a scomparire del tutto. Così non avviene per quanto riguarda la Rete 1 che rimane stabile.

2a domanda: vorrei sapere se al televisore in questione si può applicare un terzo altoparlante di piccolo diametro (0,1 - 0,2 W, 8 Ω) spiegandomi eventualmente quali accorgimenti mettere in pratica per l'applicazione. Detto

RIPARATORI TV !!! - ANTENNISTI !!!

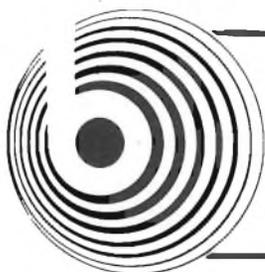
Avvaletevi del Servizio di documentazione e consulenza tecnica che Vi offre il **CENIART** (Centro Nazionale Informazioni Radio-TV). Le richieste, corredate del relativo contributo (uno per ogni servizio richiesto), vanno effettuate tramite lettera. A tutti verrà risposto a stretto giro di posta.

TARIFFE * (tra parentesi sono indicate le quote ridotte per gli abbonati JCE, previa indicazione del numero di abbonamento)

Fotocopia schema elettrico TV b/n	cad. L. 5.000 (4.000)
Fotocopia solo schema elettrico TV color	» L. 8.000 (6.000)
Consulenza tecnica su riparazioni TV e impianti antenne	» L. 10.000 (7.000)
Fotocopie pagine di riviste italiane e straniere L. 300 a foglio a cui va aggiunta la quota fissa di	» L. 5.000 (4.000)
Preventivi di spesa per fotocopie di Servizi Tecnici TV	» L. 2.500 (2.000)
Catalogo materiale in dotazione al Ceniart	» L. 2.500 (2.000)

* Va aggiunto un piccolo contributo spese postali per le spedizioni voluminose.

Scrivere o telefonare a **CENIART** Via Ugo Bassi, 5 - 20050 Monza (MI) - Telef. (039) 740.498



Bandridge

MARCA	EUROPHON
MODELLO	A 3000 - 12" 110°
SCHEMA EL.	n. 912
DIFETTO LAMENTATO	TV spento.

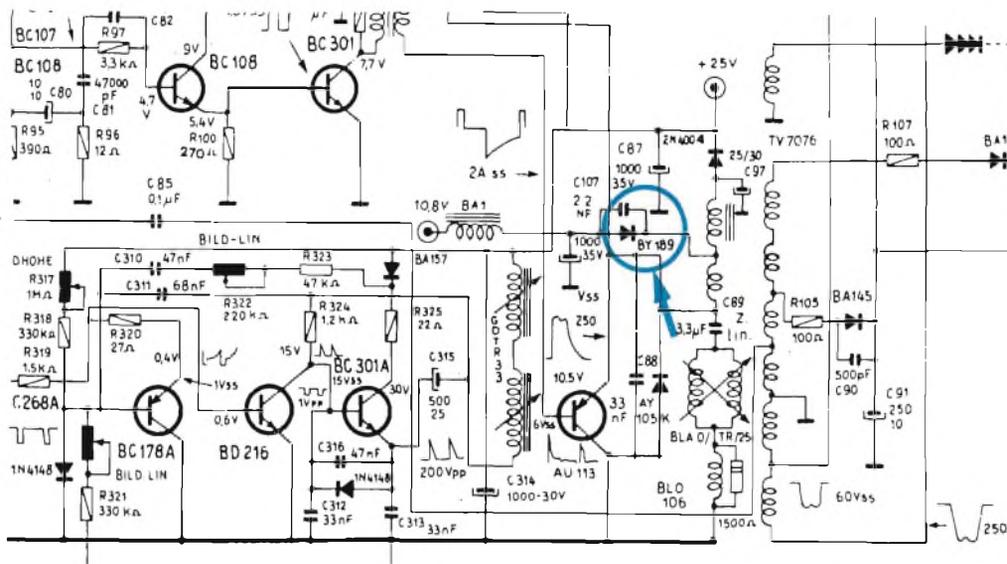
PROVE EFFETTUATE

Controlliamo prima di tutto i fusibili posti sul circuito di alimentazione per verificare che non ve ne sia qualcuno in cortocircuito oppure interrotto. Non è infrequente il caso in cui si interrompe il fusibile a causa di un brusco innalzamento della tensione di rete. I fusibili e l'interruttore risultano OK. Appliciamo ora il voltmetro in continua all'uscita del circuito di stabilizzazione della tensione di alimentazione (10,8 V). Questo valore nominale non viene rilevato dallo strumento il quale indica una tensione assai inferiore come quando si è in presenza di un cortocircuito parziale sul carico. Nella stragrande maggioranza degli interventi effettuati su questi tipi di apparecchi, tale diminuzione di tensione è causata da un eccessivo assorbimento nello stadio finale di riga. È proprio a questo circuito che noi volgiamo ora l'attenzione tanto più che quando ci capita di asportare il transistor finale (AU 113) la tensione di alimentazione riacquista il suo giusto valore di 10,8 V. Misuriamo con l'ohmetro l'AU 113 raffrontandolo con un esemplare nuovo e non riscontriamo differenze sensibili. Misuriamo pure i diodi presenti sul circuito EAT (AY 105 - BY 189 - 2N 4004 - BA 159 - TV 11 - BA 145), ma non li troviamo nè in corto nè isolati. Controlliamo anche i condensatori senza tuttavia riscontrare anomalie palesi. Un controllo oscillografico del funzionamento dell'oscillatore di riga (BC 107, BC 108, BC 301) non sembra rivelare inconvenienti rimarchevoli. La paura di avere incocciato nella classica "rogna" è assai forte. Tuttavia, prima di lasciarci cogliere da quel particolare stato di avvilito che segue la tipica frase "non so più dove sbattere la testa", rimisuriamo con cura i diodi, staccandoli ad uno ad uno dal circuito stampato. È con indiscrivibile sollievo che ci accorgiamo che la resistenza diretta del diodo di recupero BY 189 è di qualche migliaio di Ω invece che di poche decine di Ω come di regola. Sostituito il BY 189, lo stadio finale di riga riprende a funzionare regolarmente.

COMPONENTI DIFETTOSI

Un diodo di recupero BY 189 - 400 V - 3 A.

SCHEMA



SCHEDA RIPARAZIONE TV N. 102

MARCA	PHONOLA
MODELLO	TV 2422 - 24" B/N
SCHEMA EL.	Relativo al telaio TI 22
DIFETTO LAMENTATO	Dopo qualche minuto di funzionamento, si sposta la frequenza orizzontale.

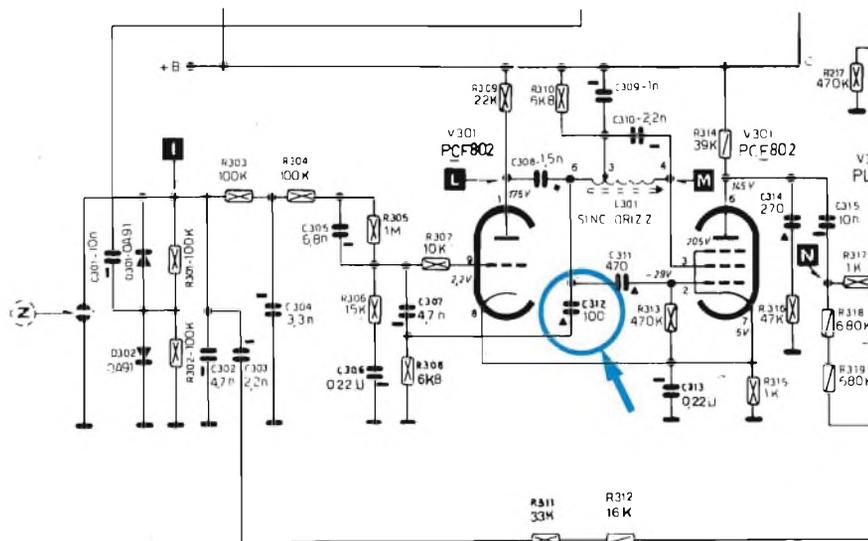
PROVE EFFETTUATE

È evidente che la prima prova da eseguire è quella relativa alla sostituzione della valvola, il triodo-pentodo PCF 802 (V 301 nello schema riportato sotto). L'operazione si rivela tuttavia inutile, in quanto il difetto si ripete dopo qualche minuto dall'accensione del televisore. Il problema da risolvere in via preliminare è quello di sapere se il guasto sia dovuto ad una deriva di frequenza dello stadio oscillatore oppure da una avaria al circuito CAFF (Controllo Automatico di Fase e Frequenza). Controlliamo prima il funzionamento di quest'ultimo misurando dapprima i due diodi che formano il discriminatore (D 301 e D 302) e verificando se giungono ad essi i due segnali di confronto: quello di sincronismo di riga dal transistor separatore TR 109 e quello prodotto per integrazione dell'impulso raccolto sul trasformatore di riga. Questi controlli li effettuiamo servendoci di un oscilloscopio di qualità: il tipo 470 A SL della Unaohm-Start il quale ha ottime doti di fedeltà di riproduzione e stabilità di sincronismo della forma d'onda. Una volta accertato che il CAFF non presenta anomalie evidenti, concentriamo l'attenzione sullo stadio oscillatore. Gli elementi che influiscono di più sulla frequenza di oscillazione sono i seguenti: resistenza di catodo R 315 da 1 kΩ, condensatore del circuito volano C 310 da 2,2 nF, i condensatori chiave C 308 (1,5 nF) - C 311 (470 pF) e il condensatore C 312 da 100 pF. Dopo qualche tentativo andato a vuoto riusciamo a individuare il componente difettoso: si tratta del condensatore C 312 da 100 pF. Lo sostituiamo con un 100 pF 5% in polistirolo. Questi tipi di condensatori, infatti, possiedono un'ottima stabilità di funzionamento e si prestano assai bene ad essere impiegati in circuiti dal funzionamento critico. Una volta regolata la bobina della frequenza di riga (L 301), chiudiamo l'apparecchio e lo teniamo per sicurezza in bruciatura per un giorno intero.

COMPONENTI DIFETTOSI

Condensatore in polistirolo da 100 pF 5% 500 V.

SCHEMA



MARCA	SINUDYNE
MODELLO	2958 Color
SCHEMA EL.	FFS-Chassis FCI 25-V
DIFETTO LAMENTATO	Fermo completamente

PROVE EFFETTUATE

Un primo rapido esame del telaio dell'apparecchio (qualità e disposizione dei componenti), nonché la lettura delle etichette che siglano i diversi moduli con le scritte in lingua tedesca, ci fanno capire che ci troviamo di fronte ad uno chassis importato. Si tratta infatti di un telaio prodotto dalla ditta Nordmende. Ci rivolgiamo perciò al servizio schemi per avere la documentazione tecnica di questo apparecchio.

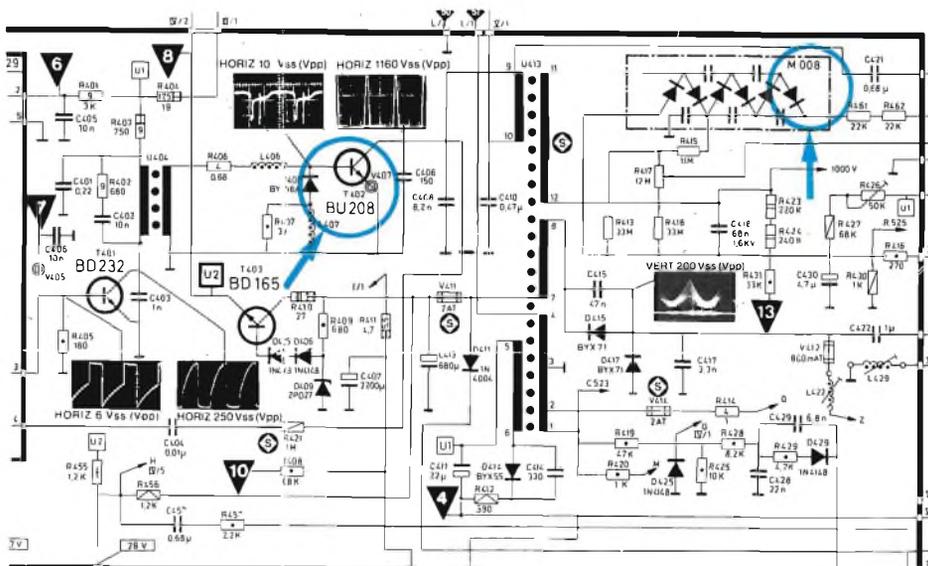
Tentiamo un primo approccio al problema misurando le tensioni di alimentazione sul circuito di rettificazione di rete. Non rileviamo anomalie che ci possano indicare la strada da seguire per arrivare alla causa del guasto.

Memori delle numerose riparazioni effettuate sui TV color e della numerosa casistica acquisita sulle cause dei difetti riscontrati, passiamo senza altro indugio a controllare l'efficienza del transistor finale di riga, il BU 208. L'esperienza non ci ha tradito: il transistor in questione appare in cortocircuito. Lo sostituiamo convinti di essere ad un passo dalla risoluzione del caso, ma anche dopo la sostituzione del semiconduttore, il televisore non funziona regolarmente: il raster non compare sullo schermo del cinescopio. Sul secondario del trasformatore EAT e precisamente sulla presa n. 11 che è collegata al triplicatore, non è rilevabile la scintilla quando ad essa avviciniamo la punta di un cacciavite. La scintilla ricompare soltanto se si stacca dal rocchetto il collegamento al triplicatore. Sospettiamo che quest'ultimo abbia un cortocircuito interno e probabilmente questa deve essere stata la causa dell'avaria al BU 208. Data la difficoltà di reperire il ricambio originale della Nordmende, ci siamo rivolti alla GBC in uno dei suoi numerosi punti di vendita. Consultando il catalogo relativo ai componenti per l'altra tensione, troviamo il triplicatore siglato MG 4844-00 il quale all'atto pratico risulta perfettamente intercambiabile con quello asportato dal telaio del TV. La sostituzione del pezzo risolve perfettamente il caso in esame e il TV riprende a funzionare con la massima regolarità.

COMPONENTI DIFETTOSI

Transistore BU 208 e triplicatore di tensione EAT Cat. GBC MG 4844-00.

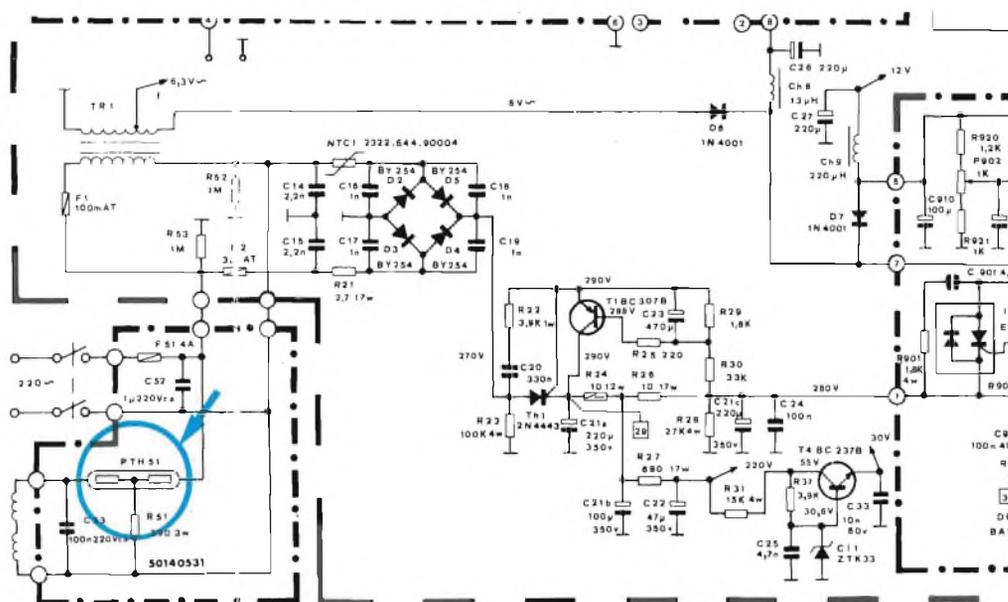
SCHEMA



SCHEDA RIPARAZIONE TV N. 104

MARCA	EMERSON
MODELLO	26 S 1 - TVC 12 canali telecomando
SCHEMA EL.	n. 53870770
DIFETTO LAMENTATO	Il bordo dello schermo è invaso da una fascia di colore bluastro.
PROVE EFFETTUATE	È istintivo, in questo caso particolare di inquinamento della tinta di fondo che dovrebbe rimanere di un colore grigio uniforme, di pensare che il guasto sia causato da una erronea regolazione del controllo di purezza, anche se non si riesce a capire come il difetto possa essere comparso all'improvviso, senza che sia intervenuta alcuna manomissione del televisore. In ogni caso, effettuiamo con cura la regolazione della purezza dei colori, in quattro tempi, come di prammatica. 1. Escludiamo i colori blu e verde onde ottenere una immagine completamente rossa sullo schermo. 2. Allentiamo i ganci laterali che fissano il giogo di deflessione e arretriamo quest'ultimo completamente. Al centro dello schermo comparirà una macchia rossa che vedremo di centrare nella 3ª operazione. 3. Ruotiamo contemporaneamente i due magnetini di purezza sino ad avere la macchia rossa perfettamente centrata sullo schermo. Ora non resta che avanzare di nuovo il giogo fino a quando l'intera superficie dello schermo non sia colorata di un rosso uniforme. 4. Reinseriamo gli altri due colori e regoliamo le tre dimensioni di griglia schermo del TRC fino ad avere una tinta di fondo perfettamente incolore (grigio uniforme). Dopo tutte queste operazioni, tuttavia, il difetto ai bordi non è ancora scomparso. Incominciamo a pensare che vi siano dei campi magnetici che agiscono sul cinescopio alterando in tal modo la distribuzione dei colori. Per questo motivo, pensiamo sia bene controllare il funzionamento della bobina di smagnetizzazione, demagnetizzando il cinescopio con una bobina esterna. Ottenuto in tal modo la eliminazione del difetto, controlliamo subito il circuito di alimentazione della bobina stessa. Risulta avariato il doppio termistore PTC posto in serie al toroide.
COMPONENTI DIFETTOSI	Termistore doppio PTC per smagnetizzazione sigla 480Y TDK 7013.

FOTO



I lettori ci scrivono

di P. Soati

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. D. RONCALLI - Perugia Disturbi dovuti all'effetto corona

La materia che interessa il lettore è stata trattata ampiamente in una relazione di E. Rosa e E. Brosio, in un articolo che è stato pubblicato nelle monografie edita dall'I.N. Galileo Ferraris di Torino.

Gli autori dell'articolo durante i loro esperimenti sono giunti alle seguenti conclusioni:

1°) E' stato confermato che lo spettro di rumore prodotto per effetto corona sui conduttori sottoposti a corrente alternata è composto da una componente continua che si estende anche al campo delle frequenze ultrasonore e da alcuni toni puri in corrispondenza della frequenza di rete, 50 Hz, e delle sue armoniche.

2°) Il tono puro prevalente è quello corrispondente alla seconda armonica della frequenza di rete, 100 Hz. Quello a 50 Hz in genere è trascurabile mentre quello a 200 Hz è sempre sensibilmente più basso del tono a 100 Hz.

3°) Le caratteristiche delle componenti dello spettro (pendenza della componente continua, differenze tra componente continua e componenti periodiche) variano con il tipo di conduttore e con il gradiente di tensione.

4°) La differenza tra componenti continue e componenti periodiche varia con il tipo di conduttore e con il gradiente, e tende a diminuire per i conduttori di maggiori dimensioni e a fascio e per gradienti di pratico interesse.

5°) La scala di ponderazione A è sufficientemente correlata con il livello di sensazione uditiva del rumore.

6°) La ripetibilità dei risultati in camera anecoica è buona sia nelle prove su conduttori asciutti che in quella su conduttori bagnati.

7°) Nel campo di gradienti di pratico interesse il rumore dei conduttori asciutti è sensibilmente inferiore a quello prodotto dai conduttori bagnati. Non si riscontra una sostanziale differenza di comportamento tra conduttori lisci (tubi) e conduttori cordati.

8°) Le prove hanno permesso di individuare leggi di variazione del livello sonoro, L_n , in funzione del gradiente massimo di tensione (g) e del diametro (d) e del numero dei subconduttori del fascio (n) secondo la formula:

$$L_n - L_{n_0} = 85 \log \frac{g}{g_0} + 45 \log \frac{d}{d_0} + 18 \log \frac{n}{n_0} \text{ dB} - A$$

9°) Le prove eseguite su conduttori invecchiati naturalmente o artificialmente, con sabbatura, hanno dimostrato che il livello di rumore è leggermente inferiore a quello prodotto da conduttori nuovi sia in condizioni di condurre asciutto che bagnato.

Per altro il limitato numero di prove eseguite non consente per ora di definire leggi sicure per conduttori invecchiati.

10°) E' stato verificato che alcuni trattamenti superficiali dei conduttori riducono drasticamente la componente continua del rumore, ma incrementano sensibilmente i toni puri.

11°) Le prove di radiodisturbo e di rumore effettuate contemporaneamente hanno messo in evidenza l'esistenza di una buona correlazione tra il livello sonoro in dB-A e la corrente di disturbo nel campo dei gradienti di tensione in cui la misura di livello sonoro non è influenzata dal rumore di fondo.

Sui radiodisturbi provocati da questo genere di emissioni le consiglio il volume del CISPR (pubblicazione n° 1) SPECIFICATION FOR CISPR RADIO INTERFERENCE MEASURING APPARATURES FOR THE FREQUENCY RANGE 0,15 ÷ 30 MHz (Edizione del 1961). D. PIROT-

TE - AUDIBLE NOISE PRODUCED BY ELECTRICAL POWER TRANSMISSION LINES AT VERY HIGH VOLTAGE (CIGRE 1972). P.P. BARBER, J.M. CRANMER, E.M. DEMBISKI, J.S.T. LOOMS, MEASUREMENTS OF ACUSTICS RADIO-NOISE FROM U.K. TRANSMISSION LINES (CIGRE 1972).

Sig. L. SCHIAFFINO - Genova Luci psichedeliche autonome

Presso i punti della GBC ITALIANA è reperibile una centralina di comando delle luci psichedeliche munita di microfono la quale, come Lei desidera, elimina la necessità di eseguire il collegamento tramite dei cavi con l'amplificatore. E' evidente che un dispositivo del genere può essere azionato tanto dalla musica del complesso quanto dalla stessa parola di chi effettua una conversazione. Infatti, il microfono capta tanto i suoni quanto i rumori e, mediante un circuito elettronico, comanda l'accensione alternativa delle lampade colorate che sono ad esso collegate, figura 1.

La centralina che è provvista di un regolatore della sensibilità ha una potenza massima di carico di 1000 W per canale ed è alimentata direttamente dalla rete.

Numero di codice GBC: ZQ/0026-10.

Per la suddetta centralina può anche utilizzare il kit di lampade a faretto costruito da tre lampade (rossa, verde, gialla) e da tre porta lampade e che ovviamente può essere utilizzato anche per altri modelli di centraline. Codice GBC: ZQ/0050-00 (lampada rossa ZQ/0001-10, verde ZQ/0001-20, gialla ZQ/0001-30), figura 2.



Fig. 1 - Centralina UNITRONIC per il comando di luci psichedeliche che non richiede il collegamento tramite cavo con l'amplificatore essendo provvista di microfono. (Codice GBC ZQ/0026-10).



Fig. 2 - Kit di lampade colorate (rossa, verde e gialla) per impianto di luci oschedeliche. (Codice GBC ZQ/0050-70).

Ing. D. ROSSI - Genova
Misuratore di disturbi e timer sovietici

Gli apparecchi di cui a suo tempo mi ha fatto avere la fotografia e che in effetti erano esposti alla Fiera di Milano dall'URSS portano le seguenti sigle:

I 2 = 2A (IB - 13M) il timer di figura 3 il quale può misurare intervalli di tempo compresi fra un centesimo di microsecondo e 300 microsecondi con una precisione del $\pm 0,001$ microsecondi e che è provvisto di camera Zorky.

Il misuratore di disturbi *IP-12-2M* consente misure sulla gamma compresa fra 150 kHz a 30 MHz, con possibilità di calibrazione per sensibilità da 0,1 μ V a 100 μ V (figura 4).

Siccome tali strumenti sono stati ormai sostituiti da altri, che portano sigle differenti e sono in grado di offrire prestazioni migliori, La prego di comunicarmi il suo indirizzo affinché mi sia possibile farle inviare dal MASHPRIBORINTORG opuscoli ed eventuali schemi.

Sig. D. GIORDANI - Roma
Sul Bit e sul Baud

Le apparecchiature elettroniche digitali sfruttano due soli valori delle grandezze elettriche, più spesso la tensione, e come è noto sono indicati con «0» e «1». Questi segnali che possono assumere uno dei valori sono detti «bit».

In altre parole possiamo dire che in qualsiasi sistema di trasmissione binario il bit rappresenta la più piccola unità di informazione.

Per evitare confusione nei vari sistemi di trasmissione è stato convenuto quanto segue:

Condizione di attività (1)	Condizione di passività (0)
segnale	spazio
corrente	manca la corrente
tensione positiva	tensione negativa
foratura (registratori a carta)	spazio (carta non forata)
binario «1»	binario «0»
modulazione	manca modulazione
bassa frequenza (trasmissione a spostamento di frequenza)	alta frequenza
fase non invertita (trasmissione a spostamento di fase)	inversione di fase
fase	opposizione di fase

Il *baud* è l'unità di velocità telegrafica. Esso rappresenta l'intervallo di tempo occupato dal segnale elementare in telegrafia. Mentre nel sistema Morse varia per le diverse lettere, per i sistemi di telescrivente

è costante.

I segnali telegrafici infatti sono caratterizzati da intervalli di tempo di durata uguale o più grande del più corto degli intervalli elementari. La velocità telegrafica pertanto è espressa come l'inverso del valore dell'intervallo elementare in secondi. Una velocità di un intervallo elementare per secondo è detta di 1 baud. Nel codice per telescrivente, ad esempio, ciascun carattere consiste di cinque unità più una unità «start» ed una unità e mezza «stop», in totale 7,5 unità.

Di conseguenza ciascun giro della gamma rappresenta la trasmissione di 7,5 unità. In questo caso la velocità di trasmissione sarà data da:

$$\frac{7,5 \text{ unità}}{T \text{ in secondi}} = \text{Baud}$$

in cui T rappresenta il tempo in secondi di un giro completo della gamma. Pertanto, per fare un esempio, se la gamma di trasmissione effettua 400 giri al minuto un giro evidentemente durerà:

$$\frac{60}{400} = 0,14''$$

La velocità di trasmissione della telescrivente in questo caso sarà di:

$$\frac{7,5}{0,14} = 50 \text{ baud}$$

Sig. MARESCALCHI R. - Napoli
Distorsione sulla locale

Non è raro il caso che i ricevitori a transistori di vecchia costruzione, come è per l'appunto quello in suo possesso, presentino dei fenomeni di distorsione in presenza di emittenti particolarmente forti, come la locale.

Questo inconveniente è dovuto al fatto che in essi manca un diodo smorzatore il quale agisce soltanto in presenza di segnali forti che superino cioè un dato livello. Penso quindi che tale inconveniente si verifichi anche nel suo ricevitore, se le cose stanno in questo modo. Le consiglio di in-



Fig. 3 - Timer I-2 2A (IB-13) per la misura di intervalli molto piccoli, di costruzione sovietica.

Fig. 4 - Apparecchiatura sovietica per la misura del livello dei rumori nelle gamme delle onde lunghe, medie e corte.

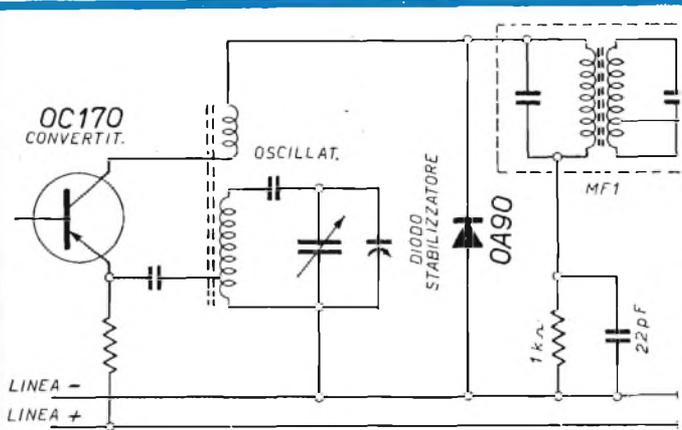


Fig. 5 - Come eliminare la distorsione della stazione locale nei ricevitori a transistori di vecchia costruzione.

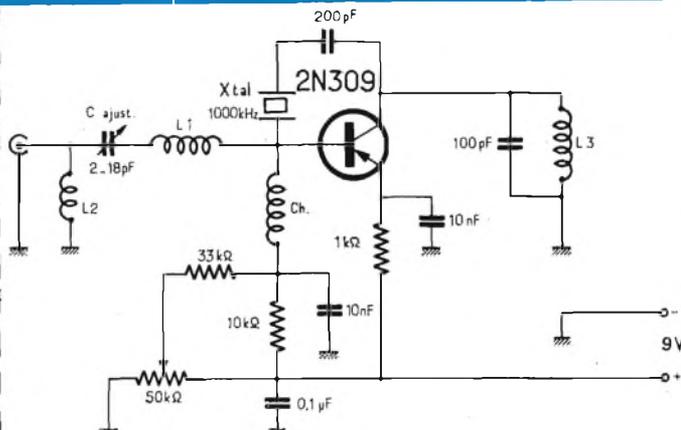


Fig. 6 - Generatore di armoniche per la gamma VHF 144 ÷ 146 MHz, con cristallo da 1 MHz.

serire, come mostra la figura 5 un diodo fra l'entrata del primo stadio di amplificazione a media frequenza e la massa, come mostra la figura.

Può usare un diodo qualsiasi come, ad esempio il tipo 0A90 o similare.

Sig. F. ATZORI - Sassari
Generatore di armoniche con quarzo da 1 kHz

La figura 6 si riferisce ad un semplicissimo generatore di armoniche utile per controllare i ricevitori nella gamma 144/146 MHz e nel quale si può impiegare un transistoro del tipo 2N309, od anche uno degli AF 115, AF 166 o AF 117 in suo possesso.

Come è possibile osservare in figura il circuito è costituito da un oscillatore di Pierce stabilizzato con un quarzo da 1 MHz. Il diodo PN, costituito dalla base e dall'emettitore, funge da generatore di armoniche delle quali in relazione al valore delle induttanze L_1 e L_2 sono messe in evidenza le 144^a, 145^a e 146^a.

Il potenziometro da 50 kΩ ha il compito di permettere la regolazione del potenziale di base ed il livello di uscita. Esso consente di ottenere altresì dei piccoli spostamenti di frequenza fino ad un massimo di 500 Hz.

Il valore dei componenti è segnato direttamente sullo schema, quello delle bobine, per la gamma dei 144 MHz, è il seguente:
 L_1 = 5 3/4 spire in aria di filo stagnato da 8/10, su un diametro di 10 mm, lunghezza 16 mm.

L_2 = A forma di spilla da capelli, fatta con 80 mm di filo stagnato da 10/10 mm, piegata.

L_3 = 120 spire di filo smaltato fine, avvolte alla rinfusa su un nucleo di 6 mm di diametro.

Ch = 40 spire di filo smaltato da 5/10 mm, in aria, diametro 4 mm, lunghezza 30 mm.

Il funzionamento dovrebbe essere immediato. Il controllo può essere effettuato ascoltando un'armonica qualsiasi su un ricevitore per onde, successivamente si passerà all'ascolto sulla frequenza di 145 MHz, regolando il condensatore variabile per la massima ampiezza. Un segnale della stessa intensità si dovrà trovare sulle frequenze di 144 MHz e 146 MHz.

Le altre armoniche laterali dovrebbero essere molto più deboli.

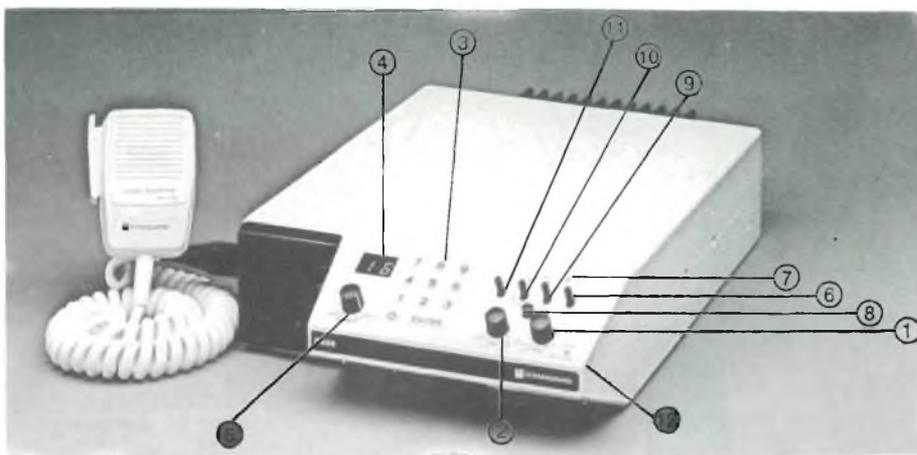


Fig. 7 - Rice-trasmittitore computerizzato per la gamma 156 ÷ 162 MHz.

Sig. L. PARENTI - Alessandria
Rice-trasmittitore VHF computerizzato

I rice-trasmittitori muniti di microprocessore, che ne consente la sintonia automatica, ormai non sono più una rarità, anzi sono entrati nell'uso comune. In questa stessa rivista recentemente è stato descritto un ricevitore del genere il CAPRICORN 4001.

In figura 7 ad esempio è riportata la foto del radiotelefono C888 COMPUTER, della NOV.EL. il quale può coprire la gamma 156 ÷ 162 MHz (ne esistono altre versioni per altre gamme) il quale è programmabile per 55 canali con memorizzazione di 10 canali a scelta, mediante l'impiego di un microprocessore.

La ricerca viene effettuata automaticamente sui canali di memoria con arresto sul canale occupato. La scansione è automatica sui canali memorizzati avviene nel tempo di 4". Facendo riferimento alla figura, riportiamo le varie funzioni e controlli relativi al pannello di comando:

1 = interruttore di accensione e regolazione di volume. 2 = controllo silenziamento ed esclusione del microprocessore, 3 = tastiera numerica per la programmazione dei canali, 4 = indicatore luminoso del canale selezionato, 5 = regolazione luminosità della tastiera e dell'indicatore di canali, 6 = commutatore potenza 1 W ÷

25 W, 7 = indicatore luminoso di potenza, 8 = interruttore in posizione ON per l'ascolto intermittente di un canale ed un altro prescelto, in posizione OFF ascolto normale, 9 = commutatore di priorità per un canale di emergenza oppure di un canale intermittente, 10 = ricerca automatica dei canali memorizzati. In posizione BUSY si arresta in ascolto sul canale occupato, in posizione FREE ascolto intermittente per 4", 11 = pulsante per l'inserimento e la ricerca di 10 canali in memoria, 12 = indicatore LED verde acceso, significa comunicazione in corso, LED rosso acceso, segnala che l'apparecchio è in trasmissione.



new

oscilloscopio doppia traccia G 4001 DT



banda passante 20 MHz

UNAOHM

della **START S.p.A.**
20068 PESCHIERA B. (MI)
VIA G. DI VITTORIO 45
TELEF. 5470424 / 425 / 426
TELEX: UNAHOM 310323



Uffici: 20136 Milano - Via Francesco Brioschi 33 - Tel. 8322852 (4 linee)
STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO ELETTRONICI

Linea antistatica per HI-FI

I danni provocati ai dischi dall'elettricità statica sono noti. La polvere che si accumula sulla superficie elettrizzata dal disco, oltre a disturbare l'ascolto, finisce per danneggiare in modo irreversibile sia l'incisione che la puntina. Per eliminare definitivamente questo inconveniente, la 3M Italia, lancia una linea di prodotti antistatici che evitano al disco di caricarsi elettricamente e quindi di attivare la polvere. Gli antistatici Schotch sono realizzati in materiale esclusivo 3M: il Velostat, una plastica elettroconduttiva in tutta la sua massa, che scarica a terra l'elettricità statica anche in presenza di umidità.

Della linea 3M è già noto il Dustguard, il copripiatto che neutralizza il campo elettrostatico intorno al disco.

Oggi la 3M presenta altri due prodotti: una speciale busta antistatica per il disco e un tappettino, sempre in Velostat e disponibile in varie misure, da applicare alla base del giradischi. Il tappeto funziona come veicolo di messa a terra: chi aziona il giradischi vi appoggia i piedi e scarica quindi l'elettricità statica del corpo senza trasmetterla al disco.

3M ITALIA - MILANO SAN FELICE

Batterie a lunga durata

I modelli 2736 e 3740 della Catalyst Research sono celle al litio-iodio con una capacità di durata di 10 anni.

Sono state studiate per le schede a circuito stampato e possono essere saldate ad onde.

Le celle sono ermeticamente sigillate con contenitori saldati col laser, per impedire qualsiasi fuga e hanno anche una bassissima velocità di autoscarica, minimizzando così le perdite di capacità a lungo termine.

La tensione nominale è di 2,8 V e la massima corrente è di 500 μ A.

Catalyst Research

Diffusori acustici a sospensione pneumatica

Si tratta di 3 diffusori della DNG.

L'HS30 ha una potenza di 30 W, 2 vie, altoparlanti woofer \varnothing 170 mm, tweeter a cupola rigida \varnothing 25 mm.

La risposta in frequenza è 40 - 20.000 Hz, l'efficienza 86 dB/m/W, l'impedenza nominale 8 Ω , la frequenza di crossover 5.000 Hz. Il pannello frontale è amovibile. Misura 45x26x22 cm e il prezzo con IVA è L. 50.000.

L'HS40 ha una potenza di 40 W e 3 vie. Altoparlante woofer \varnothing 200 mm, midrange \varnothing 125 mm, tweeter \varnothing 90 mm. La risposta in frequenza è 35 - 20.000 Hz, l'efficienza 86 dB/m/W, l'impedenza nominale 8 Ω . La frequenza di crossover 5.000 e 10.000 Hz. Dimensioni di 52x29x24 cm e prezzo netto con IVA di 65.000 lire. Infine l'HS50 a 3 vie offre una potenza di 50 W. Altoparlanti woofer \varnothing 250 mm, midrange \varnothing 130 mm, tweeter a cupola morbida \varnothing 25 mm.

La risposta in frequenza è 30 - 22.000 Hz, l'efficienza 88 dB/m/W, l'impedenza nominale 8 Ω , la frequenza di crossover 1.500 e 5.000 Hz. Con pannello frontale amovibile e dimensioni di 60x32x28 cm, costa L. 85.000 con IVA.

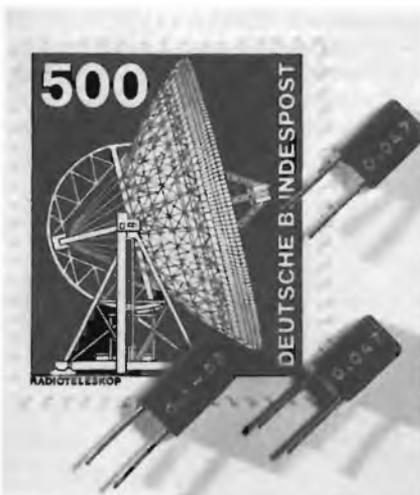
DNG - TORINO

Condensatori miniatura in poliestere

La Wima ha realizzato la serie MKS02 di condensatori in poliestere metallizzato con passo di 2,5 mm e valori di 0,01 fino a 0,1 mF.

La realizzazione di questa serie è stata resa possibile dalla disponibilità di film poliestere con uno spessore di 1,5 micron soltanto.

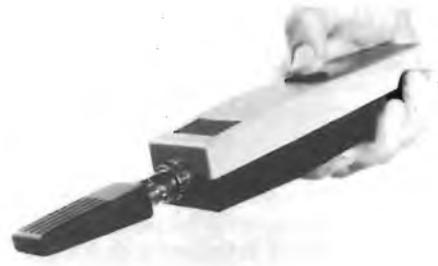
Wima
S.G.E. ITALIANA - MILANO



Condensatori in poliestere con passo di 2,5 mm.

Misuratore dell'umidità e della temperatura

La Kane-May Instrumentation annuncia uno strumento tascabile, il KM 5001, che permette di misurare sia l'umidità



Strumento per la misura della umidità e della temperatura, da tenere in mano.

relativa che la temperatura.

Questo strumento portatile digitale si può considerare un utensile di lavoro che consente di leggere su un unico visualizzatore sia l'umidità relativa che la temperatura ambiente. Il KM 5001 incontra particolarmente tutte le esigenze di misura richieste dall'utilizzatore unite al grande vantaggio delle dimensioni ridotte e dalla robustezza.

Oltre alla leggerezza (peso di soli 250 g) il DM 5001 offre le seguenti prestazioni: scale da 0 a 100% per l'umidità relativa e da -10 a + 95°C per le temperature; risoluzione pari allo 0,1%; precisione di \pm 2% per l'umidità e \pm 0,5°C per le temperature.

La visualizzazione è a mezzo di un display a 3 cifre luminose a LED, alte 7,6 mm.

Il DM 5001 ha un sensore collegabile all'apparecchio a connettore e si ha quindi la possibilità di scegliere il sensore più adatto alla misura dei diversi elementi in esame.

Kane-May
MAS AUTOMAZIONE - SEGRATE

Misuratore di rigidità dielettrica ed isolamento

La AVO annuncia un misuratore di rigidità dielettrica, il mod. RM215-F/3, particolarmente d'interesse per controllare l'osservanza alle norme antinfortunistiche per costruttori ed utilizzatori di apparati elettrici ed elettronici.

Trattasi di una unità portatile e compatta che può essere utilizzata sia per la misura della tensione di perforazione come della corrente di dispersione dei campioni sotto prova.

Alimentato da rete a 220 V/50 Hz, il mod. RM215-F/3 fornisce una tensione c.a. variabile in continuità tra 50 V e 4 KV. Lo strumento rileva la corrente che passa attraverso il pezzo sotto prova e può essere programmato per operare in modalità di misura della dispersione e della perforazione.

nuovi prodotti

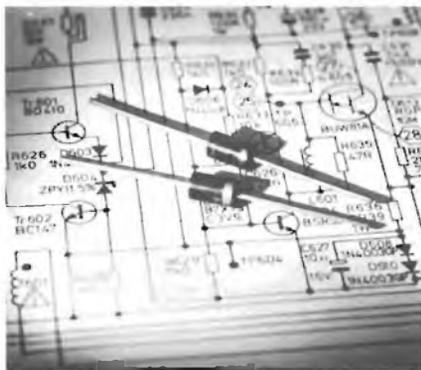
Amplificatore ibrido a larga banda

L'SH 225 della SGS-ATES è un modulo amplificatore a larga banda ad alto guadagno, progettato per l'impiego in sistemi CATV/MATV, in amplificatori di antenna e per applicazioni industriali general purpose nella gamma di frequenza da 5 a 900 MHz.

In grado di dissipare fino a 1 W e di fornire una potenza R.V.F. di picco di 100 mW, questo amplificatore funzionante a 24 V è caratterizzato da una corrente di alimentazione di 23 mA, da un guadagno di 26 dB a 200 MHz, da una piatezza del guadagno di ± 1 dB nell'intera banda di frequenza da 5 a 900 MHz. Nella stessa banda si hanno: VSWR di ingresso e di uscita di 2 dB, cifra di rumore di 5,5 dB, attenuazione di ritorno di 40 dB, tensione di uscita di 10 dB μ V con una distorsione I.M. (3 armonica) 60 dB sotto, impedenza di ingresso e di uscita pari a 75 Ω .

Il dispositivo può funzionare in un range di temperatura da -20 a +70°C.

SGS-ATES - AGRATE B.



Raddrizzatore da 5 A a commutazione rapida

Raddrizzatore al silicio soft-recovery da 5 A

La serie By 500 della General Instrument Europe è una gamma di raddrizzatori a rapida commutazione, capace di 5 A in conduzione diretta.

I dispositivi sono incapsulati in un involucro di resina con terminali assiali di 1,25 mm di diametro, tali da assicurare un'efficiente dissipazione del calore generato.

La General Instrument è riuscita ad ottenere una sostanziale riduzione delle perdite da commutazione, grazie all'introduzione di un nuovo processo di drogatura del silicio. Come conseguenza delle ot-

ttime prestazioni nella commutazione, vi è la possibilità, in molti casi, di sostituire i raddrizzatori a contenitori metallici (TO220, SOD38, ecc.).

La caratteristica di recupero inverso soft di questo raddrizzatore lo rende ideale per quelle applicazioni che richiedono bassi livelli d'interferenza, riducendo così al minimo il numero dei componenti e, in certi casi, eliminando l'esigenza di una rete di filtro.

La serie BY 500 è disponibile per tensioni inverse da 100 a 800 V, mentre i tempi di recupero inverso sono di soli 200 ns.

Le principali applicazioni di questo dispositivo sono nei seguenti prodotti: alimentatori di potenza switch mode, inverters, convertitori statici, choppers, TV scanning, ultrasonic system, controlli di velocità di motori a corrente continua, raddrizzatori a bassi livelli di interferenza RF.

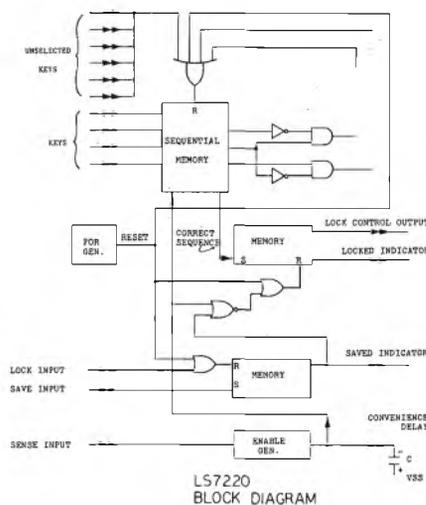
General Instrument
C.P. CLARE ELETTRONICA - MILANO

Terza generazione di convertitori tensione/frequenza

La Raytheon Semiconductors ha annunciato la disponibilità di una terza generazione di convertitori tensione-frequenza.

Il modello RC 4153 è un VFC molto veloce che spinge la precisione dei dispositivi lineari LSI a livello dei convertitori con risoluzione a 12 bit.

L'RC4153 incorpora un diodo zener di riferimento, realizzato con la tecnologia dell'impianto di ioni, ed un amplificatore operazionale a larga banda e di alto guadagno.



Schema a blocchi funzionale del convertitore RC 4153.

Le sue caratteristiche principali sono la eccezionale linearità, che garantisce un errore minore dello 0,01% a 10 kHz, e la possibilità di operare ad oltre 250 kHz.

Il coefficiente di temperatura totale del guadagno è minore di 150 ppm/°C includendo i contributi dello zener di riferimento, del generatore di impulsi e del generatore di corrente.

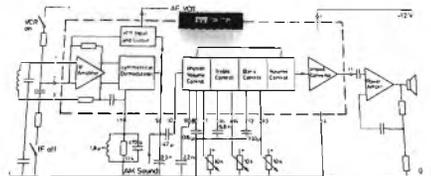
Versatile e di basso costo, l'RC 4153 è un dispositivo di elevata precisione che consente di ottenere in uscita una serie di impulsi proporzionali in frequenza al segnale analogico di ingresso, su una gamma dinamica superiore a 100 dB.

Le caratteristiche dell'RC 4153 lo rendono particolarmente adatto per la realizzazione di convertitori di precisione tensione-frequenza e frequenza-tensione, di modulatori di larghezza di impulso, di generatori programmabili di impulsi, e nella conversione e codifica di segnali.

Raytheon Semiconductors

IC per canale audio

Il circuito integrato bipolare TDA 1235 controllato in continua dalla ITT Semiconductors, per la realizzazione del canale audio, comprende un amplificatore IF sim-



Canale audio realizzato con un circuito integrato bipolare controllato in continua.

metrico con eccellenti proprietà come limitatore, un demodulatore a coincidenza simmetrico, un circuito per il controllo del volume che presenta le caratteristiche di Fletcher-Munson, un controllo per i bassi e gli alti, e un convertitore di impedenza di uscita per il pilotaggio diretto dell'amplificatore di potenza.

I controlli del volume, dei bassi e degli alti sono pilotati in continua, così che occorrono solo dei semplici potenziometri lineari, per realizzare un progetto circuitale semplicissimo.

Il circuito integrato è anche dotato di I/O pre registratore video.

ITT Semiconductors
ITT - S. DONATO MILANESE

abbonarsi* conviene sempre!

* Per i versamenti ritagliate il modulo C/C postale, riprodotto in questa pagina, compilatelo, indicando anche il mese da cui l'abbonamento dovrà decorrere.

PROPOSTE	TARIFFE
A) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE	L. 18.000 anziché L. 21.600 (estero L. 25.000)
B) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anziché L. 24.000 (estero L. 28.000)
C) Abbonamento 1980 a ELEKTOR	L. 19.000 anziché L. 24.000 (estero L. 27.000)
D) Abbonamento 1980 a MILLECANALI	L. 20.000 anziché L. 24.000 (estero L. 30.000)
E) Abbonamento 1980 a MN (Millecanali Notizie)	L. 22.000 anziché L. 26.000 (estero L. 32.000)
F) Abbonamento 1980 a MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)	L. 42.000 anziché L. 50.000 (estero L. 60.000)
G) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anziché L. 45.600 (estero L. 51.000)
H) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anziché L. 45.600 (estero L. 46.600)
I) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + MILLECANALI	L. 36.000 anziché L. 45.600 (estero L. 47.000)
L) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR	L. 36.500 anziché L. 48.000 (estero L. 53.000)
M) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI	L. 37.500 anziché L. 48.000 (estero L. 50.000)
N) Abbonamento 1980 a ELEKTOR + MILLECANALI	L. 37.000 anziché L. 48.000 (estero L. 51.000)
O) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR	L. 53.500 anziché L. 69.600 (estero L. 75.000)
P) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI	L. 54.500 anziché L. 69.600 (estero L. 80.000)
Q) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 55.500 anziché L. 69.600 (estero L. 82.000)
R) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 54.500 anziché L. 69.600 (estero L. 79.000)
S) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR + MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)	L. 72.500 anziché L. 119.600 (estero L. 138.000)

CONTI CORRENTI POSTALI
RICEVUTA
di un versamento di L.

Lire

sul C/C N. **315275**

intestato a **Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.**

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

eseguito da
residente in

addl.

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

L'UFFICIALE POSTALE

Cartellino
del bollettario

Bollo a data

data progress.

CONTI CORRENTI POSTALI
Certificato di accreditalam. di L.

Lire

sul C/C N. **315275**

intestato a **Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.**

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

eseguito da
residente in

addl.

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

L'UFFICIALE POSTALE

Bollo a data
N. del bollettario ch 9

data progress. numero conto

Mod. 68-8-b/s AUT. cod. 127902

>000000003152756<

Minifrequenzimetro da laboratorio "SOAR"

TS/2135-00

- Di piccole dimensioni ma di grandi prestazioni
- Permette di misurare e leggere la frequenza con grande precisione
- Custodia in metallo
- 4 digit - Display LED



FC-841

Specifiche Tecniche

Campo di frequenza	10 Hz ÷ 60 MHz direttamente
Precisione	± 1 digit
Risoluzione	10 kHz / 10 Hz
Sensibilità	60 mV - 20 V
Misure di periodi	10 ms - 1 sec

Impedenza d'ingresso	1 MΩ - 30 pF direttamente
Gamma delle temperature di lavoro	da 0 °C a +40 °C
Alimentazione	6 V o 12 V con pile - oppure con alimentatore esterno
Dimensioni	120 x 100 x 32



 **SOAR**
corporation

MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana



MULTIMETRO DIGITALE "SOAR"

Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0 ~ 0,2-2-20-200-1.000 V
	Tensioni c.a.	0 ~ 0,2-2-20-200-600 V
	Correnti c.c.	0 ~ 0,2-2-20 mA 0 ~ 200-1.000 mA
	Correnti c.a.	0 ~ 0,2-2-20 mA 0 ~ 200-1.000 mA
Precisione	Tensioni c.c.	± 0,25% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 0,5% Fondo scala
Risoluzione	Correnti c.c.	± 0,8% Fondo scala
	Correnti c.a.	± 0,8% Fondo scala
	Resistenze	± 0,3%7 Fondo scala
	Tensioni c.c.	1mV-10mV-100mV-1V
Impedenza d'ingresso	Tensioni c.a.	1mV-10mV-100mV-1V
	Correnti c.c.	1µA-10µA-100µA-1mA
Alimentazione	Correnti c.a.	1µA-10µA-100µA-1mA
	Resistenze	100mΩ-1Ω-10Ω-100Ω-10kΩ
Alimentazione	9 V - Durata: se del tipo zinco-carbone	200 h~
Dimensioni	155 x 95 x 45	

TS/2120-00

- Visualizzazione diretta sul display delle scale e delle portate operative



- Polarità automatica
- Indicazione di fuori portata
- 3,1/2 digit - Display a cristalli liquidi



MEASURING INSTRUMENTS

ME-523

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA **G.B.C.** italiana