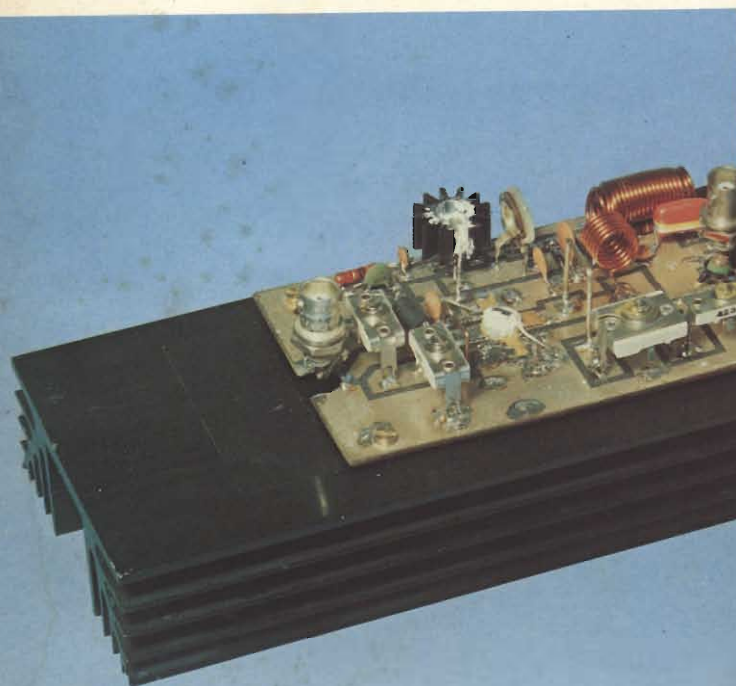


RADIO TV HIFI ELETTRONICA

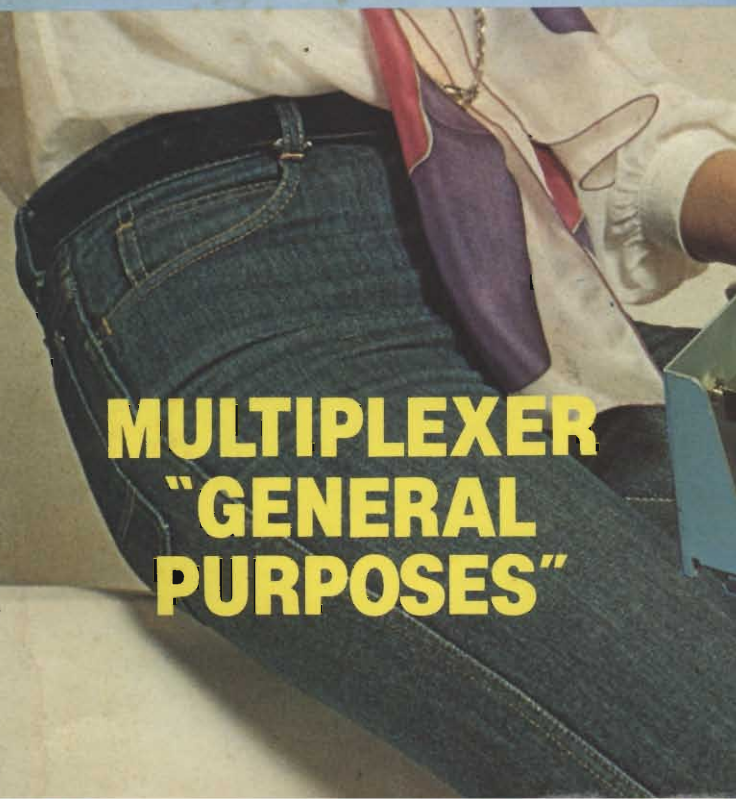
SETTEMBRE 1981

L. 2.500

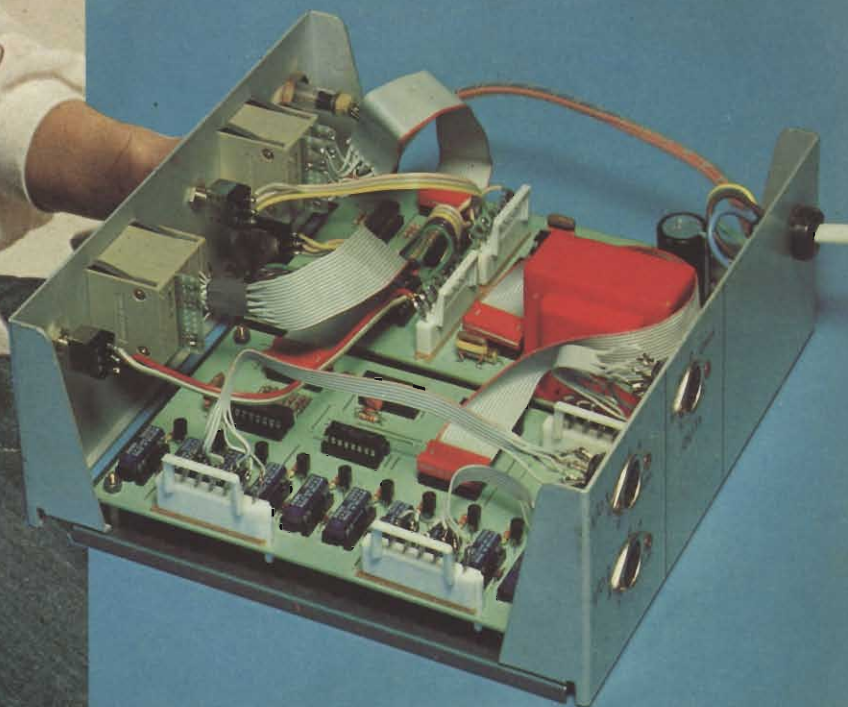
- Filtri cross-over passivi per altoparlanti
- Dispositivi di controllo per luci psichedeliche
- Amplificatore di potenza stereo per auto da 50 + 50 W
- Uso delle memorie programmabili per sola lettura
- Digitale-Microcomputer
- Indicatore digitale da pannello a tre cifre led
- Miscelatore di frequenze a doppio bilanciamento



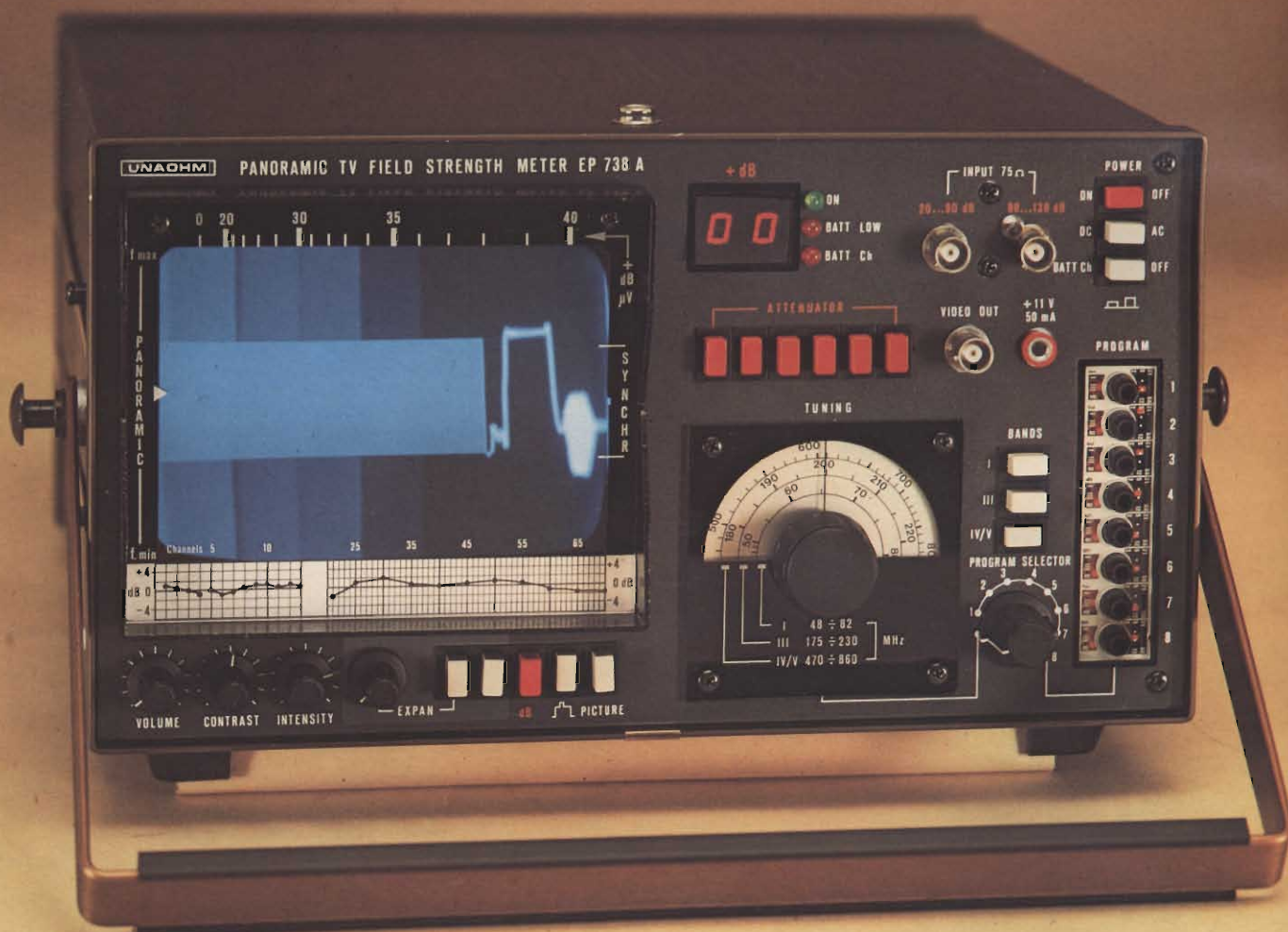
**TRASMETTITORE
SOLID STATE
DA 25W
PER 144 MHz**



**MULTIPLEXER
"GENERAL
PURPOSES"**



MISURATORE DI CAMPO EP 738



- Campo di misura da 26 a 130 dB/ μ V
- Analizzatore di spettro
- Visione dell'impulso di sincronismo
- Tastiera supplementare a otto canali
- Carica batteria e alloggiamento per batteria incorporati

UNAOHM

START S.p.A.

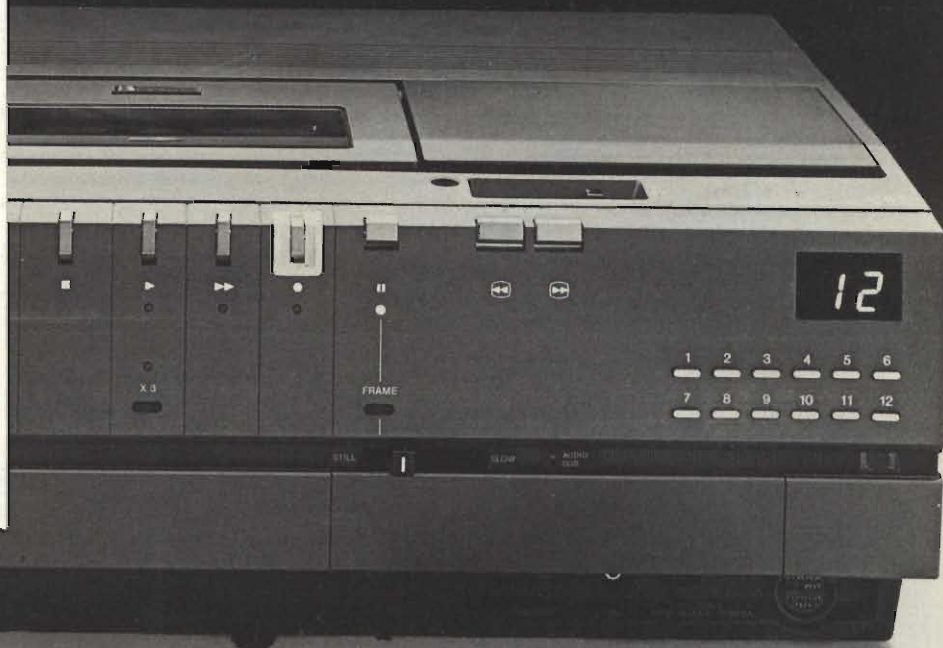
Uff. Commerciale : Via F. Brioschi, 33 - 20136 MILANO
Tel. 02/8322852-3-4-5

Stabilimento : Via Di Vittorio, 45 - 20068 PESCHIERA BORROMEO (MI)
Tel. 02/5470424-5-6-7 - Telex: UNAOHM 313323

Y "MOVIOLA"

Ti presento il complesso HI-FI MICROLINE. È ottimo e costa poco. Anzi, 5.000 lire meno di poco...

MICRO LINE



I videoregistratori Sony Betamax venduti in tutto il mondo hanno superato i due milioni: il più alto numero di videoregistratori mai prodotti da qualsiasi altra marca. Merito dell'eccezionale tecnologia Sony. Particolarmente evidenziata dal modello SL-C7 "Moviola": dotato di "picture search" ricerca visiva dell'immagine registrata, rallenti, accelerazione, frame stop, timer di 14 giorni su 4 canali. Con Sony SL-C7 è possibile anche il collegamento a videotelecamera a colori e il doppiaggio audio.

Il telecomando a distanza trasforma un comune televisore in un televisore telecomandato.



Se poi volete registrare nello stesso momento in cui girate, anche in esterni, c'è il sistema di videoregistrazione portatile Sony: telecamera a colori HVC-2000P e videoregistratore portatile SL-3000 E. Una troupe intera da portare a tracolla.

**GARANTITO DA
2 MILIONI
DI SUCCESSI.**

Tu giri e lui registra. E, la sera stessa, lo vedi in TV a colori.



SONY®
BETAMAX: IL PIÙ VENDUTO NEL MONDO.

ALTOPARLANTI

RCF

qualità, robustezza,
perfezione



RCF

42029 S. Maurizio (Reggio Emilia) via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 40141

commissionario generale per l'estero: Jori s.p.a. - 42100 Reggio Emilia piazza Vittoria, 1 - tel. (0522) 485245 - telex 530337 Jorre I



1949-1979

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

DIRETTORE TECNICO
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

CAPO REDATTORE
Sergio Cirimbelli

REDAZIONE
Daniele Fumagalli
Marta Menegardo
Tullio Lacchini

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Filippo Pipitone
Angelo Cattaneo
Lorenzo Barrile

CONTABILITA'
Roberto Ostelli
Maria Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Patrizia Ghioni
Rosella Cirimbelli
Luigi De Cao

CORRISPONDENTE DA ROMA
Gianni Brazzoli

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

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 495004 - 495352
495529 - 482548
Telex 316213 REINA I

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

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

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

Stampa: P.I.L.E. CART.
Vallà di Riese Pio X (Treviso)

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

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

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

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

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



Sommario

NEWSLETTER	6
HI-FI REALIZATION	
Filtri cross-over passivi per altoparlanti - II parte	15
Dispositivi di controllo per luci psichedeliche	25
MARKET	
Amplificatore di potenza stereo per auto da 50 + 50 W	34
TOP PROJECT	
Multiplexer "General Purposes"	38
Amplificatore solid state da 25 W per i 144 MHz	54
μ COMPUTER	
Uso delle memorie programmabili per sola lettura	67
Digitale-Microcomputer	75
CONTROL CIRCUITS	
Controllo di potenza mediante commutatori a sfioramento	86
KIT	
Indicatore digitale da pannello a tre cifre led	99
LOW-FREQUENCY	
Miscelatore di frequenze a doppio bilanciamento - II parte	103
NUOVI PRODOTTI	108

Televisione: le conviene allearsi con l'industria telefonica o della carta?

La guerra da tempo in atto fra televisione e mondo editoriale, con l'apparizione dei nuovi mezzi tecnologici, sembra volersi intensificare. Negli Stati Uniti l'Associazione degli editori del Texas è insorta contro il progetto di American Telephone & Telegraph di sperimentare un servizio informazioni sugli abbonati commerciali (le cosiddette pagine gialle) mediante l'utilizzo del televisore anziché con il supporto cartaceo. L'associazione degli editori di giornali ha accusato la Southwestern Bell, la consociata della potente ATT, di conseguenza sleale riuscendo a bloccarne l'iniziativa. Il progetto era già stato esaminato dalla apposita commissione incaricata di rilasciare il nulla osta senza obiezioni. La stessa commissione è ora ritornata sulla sua decisione. La nuova disputa rende ancora più complessa la situazione nella quale si dibattono le telecomunicazioni americane. Con il prossimo marzo la ATT potrà operare anche nei settori non soggetti a regolamentazione amministrativa e legislativa, come invece in forza di un vecchio decreto ha dovuto fare fino ad oggi. Ma l'avvenimento di portata storica nelle telecomunicazioni d'oltre mare viene ostacolato da molte parti, preoccupate che la ATT utilizzi gli introiti del servizio telefonico gestito in concessione (monopolizza l'80% del traffico degli States) per sovvenzionare le nuove attività di telecomunicazioni e di trasmissione dati e così facendo avere la meglio sulla concretezza, nutrita ed aggressiva ma senza spalle altrettanto coperte a parte pochissimi casi.

L'azione della Associazione degli editori di giornali del Texas contro il progetto di Electronic Information Service della ATT (una iniziativa del genere è stata invece varata in Francia senza grossi problemi), ha prontamente trovato consensi ed imitatori. Si sono ad esempio dichiarati favorevoli alla tesi della Associazione la Datapoint (costruire sistemi di informatica) e la Tandy Corp. (il costruttore dei personal computer TRS-80). Nel Massachusetts la locale Associazione degli editori ha minacciato in giudizio il servizio di notiziario telefonico "Dialit" della New England Bell (un'altra consociata della ATT) il cui contenuto arrecherebbe concorrenza sleale ai quotidiani.

Dello scontro fra industria telefonica e della carta, in mezzo alla quale si trova l'industria televisiva ancora incerta se attaccarsi più al carro della prima o della seconda, è stato interessato lo stesso Congresso.

Trattative fra Bosch e Matsushita per una fabbrica di VCR

Trattative sono in corso tra la Matsushita e la Robert Bosch in vista della costituzione di una joint-venture a parti eguali per operare sul mercato europeo dei prodotti video. La joint-venture dovrebbe realizzare in Germania un impianto attrezzato in primo luogo per la produzione di videoregistratori conformi allo standard della casa giapponese. Fra i due gruppi esistono già dei rapporti commerciali. La Blaupunkt, una società congiuntamente posseduta da Bosch e Siemens, da tempo distribuisce registratori fabbricati dalla Matsushita sotto il marchio Panasonic.

14 milioni di VTR nel 1985

Quest'anno il consumo di videoregistratori a cassetta supererà il tetto dei sei milioni di pezzi rispetto ai circa 4 milioni del 1980.

Nel 1985 il mercato raggiungerà i 14 milioni di apparecchi, pari ad una media annua di sviluppo del 30%. La parte europea viene per il 1980 valutata dalla Machintosh in 1,3 milioni di unità rispetto agli 800 mila degli USA e ai 915 mila del Giappone.

Accordo RCA-Columbia Pictures per videodischi

Una joint-venture posseduta in parti eguali da RCA e Columbia Pictures è stata costituita per la vendita su scala internazionale dei programmi su videodisco delle due case. In particolare essa distribuirà film della Columbia e programmi musicali della RCA nonchè prodotti di altre organizzazioni anche se non compatibili con l'hardware della RCA, il Selectavision, le cui vendite sono iniziate negli USA nello scorso marzo mentre in Europa prenderanno avvio nel 1983. Le vendite di questo apparecchio, (vedere grafico) a partenza, procederebbero piuttosto a rilento. Nei primi tre mesi ne sarebbero stati collocati circa 30 mila. La RCA prevede di riuscire a rispettare il target dei 200.000 pezzi in calendario per quest'anno con una massiccia campagna promozionale pronta a scattare nelle prossime settimane in vista delle feste di fine anno.

Nel primo semestre di gestione, chiuso il 30 aprile scorso, la Sony ha registrato un fatturato di 509,78 miliardi di yens (ogni yens vale qualcosa più di 5 lire) e profitti per 31,58 miliardi di yens. Il primo aggregato evidenzia una progressione del 16,9% mentre per il secondo c'è stata una flessione del 9,4%.

L'assestamento era nella logica economica giacchè nei primi sei mesi dell'esercizio fiscale 1979/80 la società aveva realizzato, rispetto allo stesso periodo del precedente esercizio, un miglioramento negli utili netti del 342%, un livello insolitamente elevato. All'estero, nel corso della prima parte del corrente esercizio, la Sony ha realizzato il 67,5% delle sue vendite consolidate con un miglioramento del 20,1%. Misurate in valuta nazionale le vendite registrano variazioni che vanno dal 42% in Germania al 64% in Francia. Per quanto riguarda i prodotti, i videoregistratori hanno messo a segno un incremento del 75% nelle vendite in quantità e del 46,1% in valore. Questi apparecchi concorrono a formare il 26,3% del fatturato consolidato ovvero 142,3 miliardi di yens circa.

Rappresenta oggi la singola categoria produttiva più importante del gruppo nipponico dopo che i televisori hanno accusato una diminuzione del 2,2%, facendo scendere l'incidenza rispetto alle vendite totali al 23,6%.

Nel primo semestre la Sony ha effettuato investimenti per il controvalore di 170 miliardi di lire che saliranno a più di 350 miliardi di lire ad esercizio ultimato.

Lo sforzo maggiore sarà per i videoregistratori la cui produzione mensile salirà con l'autunno a 200 mila pezzi. Per stare dietro alla domanda mondiale la Sony sta valutando la possibilità di costruire impianti negli USA e in Gran Bretagna.

Una industria giapponese, la Victor Company, (JVC) e tre società europee (la AEG-Telefunken, la Thorn-EMI e la Thomson-Brandt) si assoceranno in una joint-venture europea per la produzione di apparecchi elettronici per il mercato consumo.

La joint-venture, nella quale ciascun partner avrà una interessenza finanziaria del 25%, avrà sede in Olanda, scelta per la "neutralità" rispetto ai quattro paesi in questione e per le agevolazioni fiscali che la sua legislazione riconosce alle società. La joint-venture si dedicherà sia alla produzione che alla commercializzazione. Produrrà videoregistratori a cassette (in Germania), videodischi (in Gran Bretagna) e telecamere (in Francia). I videoregistratori a cassette saranno i primi apparecchi a venire industrializzati; la loro produzione dovrebbe prendere avvio nella seconda metà del 1982.

Attualmente solamente Philips (a Vienna e quanto prima anche in Germania) e Grundig (a Norimberga) costruiscono videoregistratori in Europa. La joint-venture inoltre si dedicherà alla vendita degli apparecchi costruiti dal partner giapponese secondo lo standard VHS.

Alla domanda di questi videoregistratori, sostiene la JVC, l'attuale capacità produttiva non riesce a tenere dietro.

La Francia ha però dichiarato di non volere partecipare all'intesa, almeno nei termini illustrati.

Per adesso a livello di laboratorio i tecnici della Philips hanno messo a punto un libro elettronico o parlante per l'insegnamento delle lingue.

Si tratta di un sistema composto da un lettore ottico, un processor per l'analisi dei segnali e da un sintetizzatore vocale.

L'applicazione è quella tipicamente pedagogica.

Il sistema abbina il supporto cartaceo a quello meccanico-elettronico.

In occasione dell'ultimo salone parigino dei componenti elettronici una rete videotex del tipo Tèlètel è stata utilizzata dal settimanale "Electronique Actualités" per diffondere quotidianamente informazioni sulla manifestazione ed aspetti economici e tecnici ad essa collaterali. La dimostrazione consisteva nella consultazione di una piccola banca di dati e nella visualizzazione ciclica di un bollettino di informazioni secondo due edizioni giornaliere. La banca di dati comprendeva 150 pagine di informazioni ciascuna di 1.000 caratteri mentre il bollettino contava una trentina di pagine di notizie. La rete era gestita al centro da un sistema Videopac 300 sviluppato dalla società Steria utilizzando un Mini 6 da 256 Kbytes.

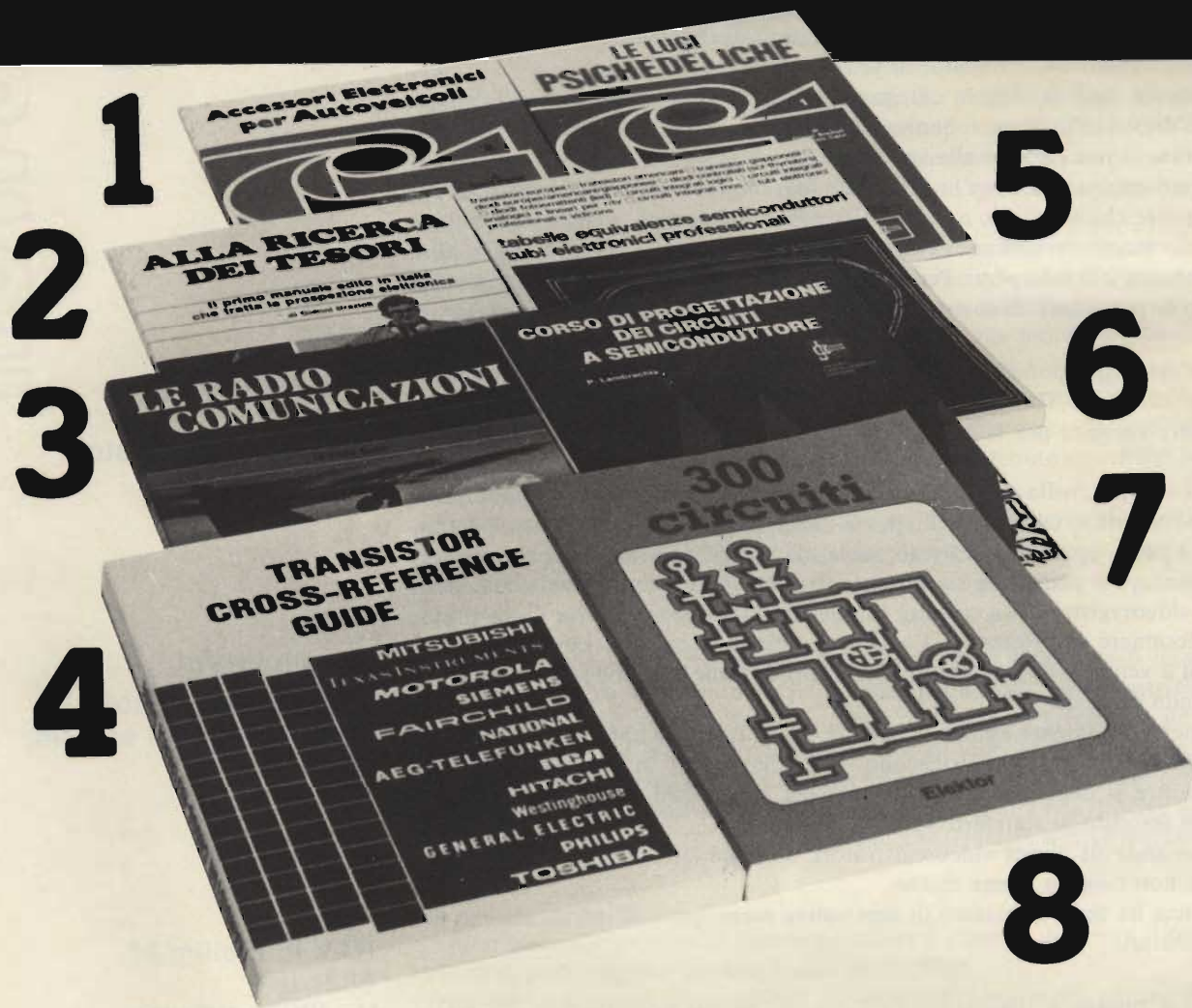
**Sony:
200 mila VTR
al mese**

**Una joint-venture
europea
per i videoregistratori
VSH**

**Un libro parlante
della Philips**

**Esperimento
Videotex
a Parigi**

LIBRERIA ELI



1. Accessori elettronici per autoveicoli
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) Cod. 8003

2. Alla ricerca dei tesori
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) Cod. 8001

3. Le radiocomunicazioni
L. 7.500 (Abb. L. 6.750) Cod. 7001

4. Transistor cross-reference guide
L. 8.000 (Abb. L. 7.200) Cod. 6007

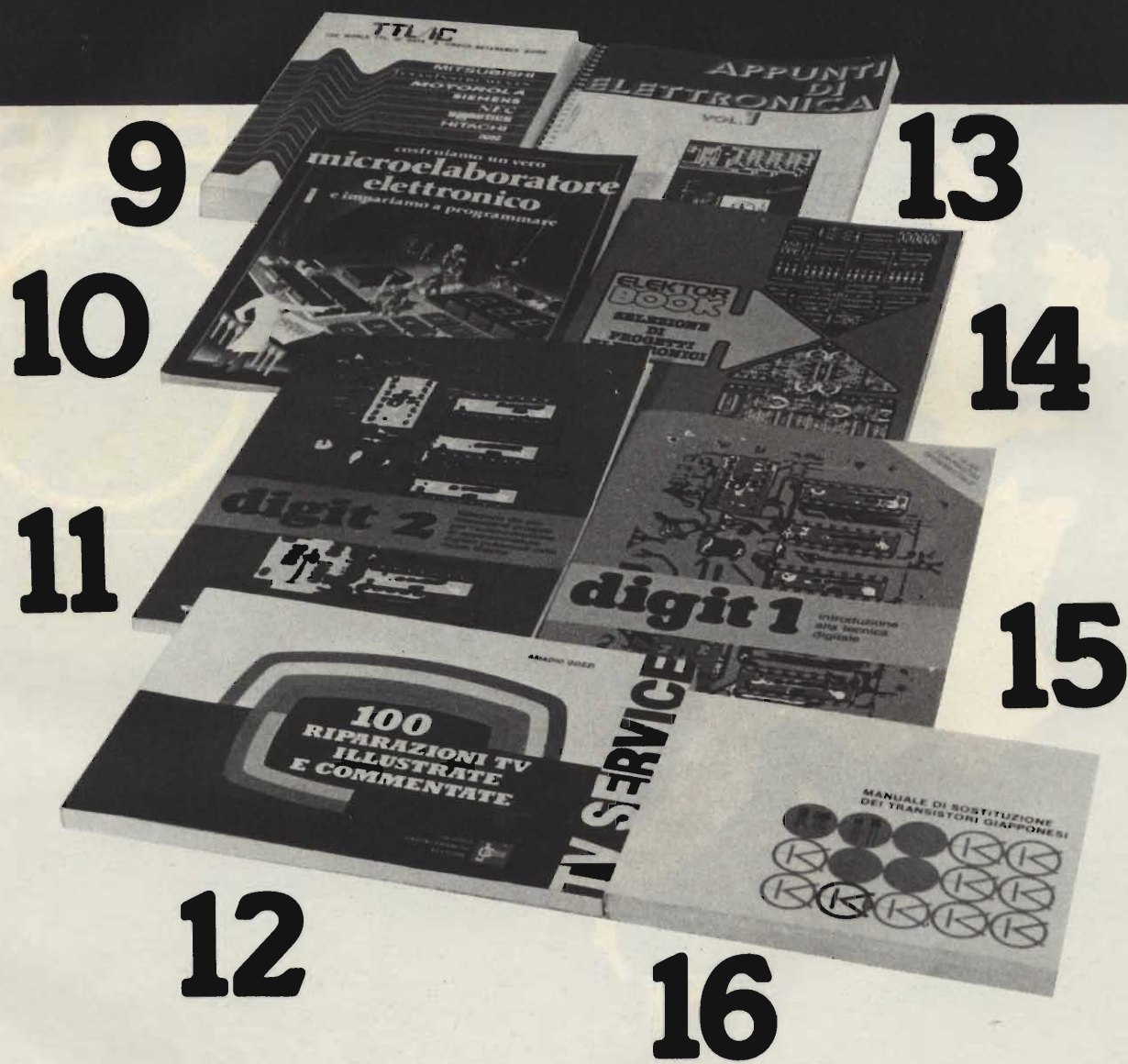
5. Le luci psichedeliche
L. 4.500 (Abb. L. 4.050) Cod. 8002

6. Tabelle equivalenze semiconduttori tubi professionali
L. 5.000 (Abb. L. 4.500) Cod. 6006

7. Corso di progettazione dei circuiti a semiconduttore
L. 8.400 (Abb. L. 7.560) Cod. 2002

8. 300 circuiti
L. 12.500 (Abb. L. 11.250) Cod. 6009

ELETRONICA



9. Guida mondiale dei circuiti Integrati TTL
L. 20.000 (Abb. L. 18.000) Cod. 6010

10. Costruiamo un vero microelaboratore elettronico
L. 4.000 (Abb. L. 3.600) Cod. 3000

11. Digit 2
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) Cod. 6011

12. 100 riparazioni TV illustrate e commentate
L. 10.000 (Abb. L. 9.000) Cod. 7000

13. Appunti di elettronica
L. 8.000 (Abb. L. 7.200) Cod. 2300

14. Selezione di progetti elettronici
L. 9.000 (Abb. L. 8.100) Cod. 6008

15. Digit 1
L. 7.000 (Abb. L. 6.300) Cod. 2000
Digit 1 con plastra sperimentale
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) Cod. 2001

16. Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi
L. 5.000 (Abb. L. 4.500) Cod. 6005

Esposizioni Internazionali dell'Automazione

...1979 Parigi "MESUCORA"... 1980 Dusseldorf "INTERKAMA"

1981 MILANO - B.I.A.S.

Solo il BIAS nel 1981 in Europa presenta l'Automazione e la Microelettronica



studio martinetti

Fiera di Milano 6-10 ottobre 1981

17° Convegno Mostra Internazionale
dell'Automazione Strumentazione e Microelettronica

- Sistemi e Strumentazione per l'Automazione la regolazione ed il controllo dei processi, sensori e rilevatori
- Apparecchiature e Strumentazione per laboratorio
- Componentistica, sottoassiemi, periferiche ed unità di elaborazione

Segreteria della Mostra
Viale Premuda 2
20129 Milano
tel. 796096/421/635

in concomitanza con la 7° RICH e MAC '81

LONDRA - Sulla scorta delle previsioni del passato, quasi sempre esatte, gli esperti sostengono che negli anni '80 la maggior quota di mercato i produttori di apparecchiature elettroniche dovranno cercarsela fra coloro che usano il computer per hobby, oppure per far giocare i figli o comunque che lo usano in attività come il gioco ed il passatempo.

Non è molto chiaro se questo trend potrà valere per tutte le aree di diffusione delle tecnologie informatiche, oppure se verrà soltanto per quei paesi, come gli USA ed il Giappone, dove esiste una cultura elettronica sufficientemente diffusa.

Alcuni dati, indubbiamente, confortano i sostenitori di questa opinione, primo fra tutti il successo ottenuto dalle macchine Sinclair e di altre case (si pensi al PET della Commodore) che prime si sono rivolte al mercato dei cosiddetti hobbisti. Un altro dato indiretto ma significativo è il numero di società che si impegnano in questo settore e con dovizia di mezzi e di investimenti.

Sembra davvero improbabile che le maggiori società si gettino su questo mercato senza essere sicure, ragionevolmente, che i profitti siano garantiti. Diamo uno sguardo a questi prodotti e anche all'evoluzione della tecnologia.

Gli anni scorsi i produttori concentravano i loro sforzi maggiori per stabilire le comunicazioni fra luoghi lontani; con la proliferazione dei dispositivi, però, è nata l'esigenza di comunicazione fra persone che lavorano nello stesso luogo, a breve distanza. Sono nate allora le reti micro che hanno reso possibile questa comunicazione a breve distanza e che hanno dato un impulso decisivo allo stesso mercato del passatempo creando la possibilità di giochi all'interno di una stessa abitazione.

Queste reti di micro operano a velocità piuttosto basse; fra i prodotti compresi in quest'area occorre ricordare il sistema Nester che serve a collegare gli Apples ed i CP/Net.

Vi sono poi delle reti più sofisticate che consentono la comunicazione in un ambiente denso di dispositivi diversi; in questo caso saranno piuttosto le industrie ad avvalersi di questi dispositivi e reti anche se non è esclusa una certa diffusione fra gli hobbisti. Faranno parte di questa area di prodotti la rete Ethernet ed altre ancora più sofisticate come la Xionics Xibus/Xinet, un sistema general purpose per unificare i diversi dispositivi per l'elaborazione dei dati compresi in un dato ambiente.

A tutti questi sistemi o reti più o meno sofisticate vanno aggiunti software, stazioni di servizio e altre periferiche di vario tipo.

La sfida, dunque è aperta. Le offerte che vengono dalle società produttrici sono allettanti e anche affascinanti; bisognerà vedere come l'utente reagirà a questa massiccia invasione dell'elettronica e bisognerà anche vedere se l'industria produttrice sarà in grado di fare una politica dei prezzi che incentivi l'acquisto.

Infine, non bisogna sottovalutare la difficoltà o meno di usare un certo dispositivo o un sistema: non sarebbe la prima volta che si resta bloccati di fronte ad una macchina, vuoi per una sorta di inconscio timore o semplicemente perchè il terreno non è stato ben preparato.

La Sharp Corporation, ha annunciato di avere registrato nell'anno terminato il 31 marzo scorso utili netti per 16,289 miliardi di yen su vendite per 501,42 miliardi.

Sempre secondo i dati forniti dalla Sharp, il tasso di incremento degli utili è stato del 30%, mentre quello delle vendite è stato del 26,9%.

Secondo le previsioni della società questi saggi di crescita non dovrebbero però ripetersi quest'anno dato che, secondo le stime, gli utili dovrebbero crescere solo del 10,5% (a 18 miliardi) mentre le vendite dovrebbero aumentare del 19,7% (a 600 miliardi).

Nel rapporto inviato agli azionisti il presidente del consiglio di amministrazione del secondo gruppo elettrotecnico tedesco ha anticipato che anche per quest'anno si prevedono ritmi di crescita inferiori al 1980.

Nei primi cinque mesi le vendite della AEG-Telefunken sono cresciute molto bene all'estero mentre hanno registrato un andamento insoddisfacente all'interno.

Nel 1980 la società ha registrato una perdita di DM 278 milioni ed ha realizzato all'estero il 42% del fatturato complessivo.

**Negli anni
ottanta
mercato retto
dall'hobby-
computer**

newsletter

**Il bilancio della
Sharp**

**Ancora un esercizio
in sordina
per la AEG-Telefunken**

Elettricità dal sole: soluzione Varian

La Varian Associates di Palo Alto, California, ha sviluppato in via sperimentale due moduli di celle solari ad effetto fotovoltaico che raggiungono un nuovo massimo di efficienza nella conversione della luce solare in elettricità.

Il primo modulo, realizzato con 12 celle di Arseniuro di Alluminio-Gallio, raggiunge il 16,4% di efficienza producendo regolarmente 100 watts di potenza in corrente continua ad una concentrazione solare pari a 400.

Il secondo modulo usa 10 celle di Arseniuro di Alluminio-Gallio e 10 di Silicio. Il fascio solare con una concentrazione pari a 477 è stato diviso nei rispettivi spettri blu e rosso; il rosso è concentrato sulle celle di Silicio, il blu su quelle di AlGaAs. L'efficienza del modulo a fascio diviso è pari a 20,5% che è più alta del 71% di ogni altro modulo a concentrazione a cella singola. La potenza prodotta è di 45 watts. Entrambi i moduli sono prototipi e non sono ancora disponibili in commercio.

La Marconi Italiana per il Videotel

La Marconi Italiana ha fornito alla Sip il sistema di elaborazione dati GEC 4000 per l'avvio della sperimentazione del servizio Videotel che consentirà agli utenti di collegare, attraverso una linea telefonica, il proprio apparecchio televisivo a banche dati situate in Italia o all'estero.

Come noto, questo servizio, metterà a disposizione degli utenti una grande quantità di informazioni di pubblico interesse, che potranno essere scelte e lette in ogni momento su un terminale video oppure sul normale televisore di casa opportunamente modificato.

Il sistema GEC 4000 è animato da un software altamente versatile e molto semplice da aggiornare. Il sistema è stato appositamente studiato per integrarsi con il software Prestel messo a punto dal British Telecom. L'assieme GEC 4000/Prestel è già da tempo in normale servizio pubblico (oltre che in Gran Bretagna), in Germania, Olanda, Belgio, USA, Hong Kong, e sta per essere scelto anche da altre amministrazioni PPTT.

L'attività nel campo del sistema Viewdata viene ad aggiungersi alle altre importanti attività di informatica abbinate alle telecomunicazioni recentemente impostate dalla Marconi Italiana.

Il futuro della Autovox legato alle autoradio

“Dopo la politica seguita dalla Motorola (l'ex-azionista di maggioranza) di vendita massiccia con bassissimo margine di reddito e trascurando l'assistenza, noi puntiamo oggi ad un piano di ridimensionamento della produzione e ad un potenziamento della rete distributiva e di assistenza, cercando di affermare la nostra indagine su una fascia alta del mercato, che renda possibile tornare a vendere con margini di contribuzione adeguati”: così si è espresso il presidente della Autovox, Giorgio Potsios, in sede di illustrazione del piano triennale 81-83. L'elaborazione del piano di rilancio della Autovox, controllata da una finanziaria svizzera (la Genfinco) dietro alla quale stanno interessi italiani, prende in esame anche il problema della commercializzazione all'estero e già ora si intravedono alcuni segni di disgelo rispetto alla situazione del passato. Il segmento sul quale la Autovox, che si è anche distinta per alcune proposte di ristrutturazione dell'elettronica civile italiana, punta maggiormente le sue chances è quello delle autoradio.

JVC: la produzione di videoregistratori verso 1,5 milioni di pezzi

Più di 20 milioni di yens saranno spesi dalla Victor Company of Japan (JVC) nel corrente esercizio, che chiuderà il 30 aprile 1982, per aumentare la produzione annua di videoregistratori a cassette a 1,5 milioni di pezzi. Trattasi di una capacità doppia rispetto a quella del trascorso esercizio durante il quale la JVC ha realizzato, con la vendita di questi apparecchi, più di 194 miliardi di yens (ogni yens vale 5,2 lire circa), con un aumento del 59% rispetto al precedente periodo. Grazie al buon andamento dei videoregistratori, il cui assorbimento è stato particolarmente forte in Europa, la JVC ha aumentato il suo fatturato consolidato a 432,3 miliardi di yens (+34%) e gli utili netti a 18,67 miliardi (+74,9%). All'estero la società ha realizzato il 59% delle sue vendite complessive in luogo del 50% dell'esercizio precedente. Nel corrente esercizio la Victor prevede di elevare il fatturato consolidato a 540 miliardi di yens e gli utili a 23 miliardi, con un incremento in entrambi i casi del 23%.

PASCAL

IMPARIAMO IL PASCAL

Compattezza, concisione, chiarezza e notevoli potenzialità scientifiche, oltre a prestarsi ottimamente per calcoli gestionali e ad essere usato anche con i microcomputer, sono le caratteristiche che decretano il successo del PASCAL come linguaggio di programmazione. Non vi era però finora un testo che insegnasse a tutti a programmare in PASCAL: o perché i libri esistenti sono troppo concisi, o troppo semplici, oppure perché richiedono la conoscenza di altri linguaggi di programmazione, o, non ultimo, perché in inglese.

Queste sono proprio le lacune che colma il libro: un libro di divulgazione, incentrato sull'auto-apprendimento, che non tedia con accademismi non funzionali al lettore riportandolo "a scuola". I capitoli sono il più possibile organici, in modo che la loro consultazione sia semplice ed agevole. Un riassunto di quanto si apprenderà è posto all'inizio e non in fondo al capitolo, perché il lettore possa subito avere un metro valutativo con cui verificare passo-passo il suo apprendimento. E poi, ci sono consigli, problemi, esercizi affinché il libro sia "usato" e non letto, perché occorre sapere come si usa un'istruzione piuttosto che conoscerne le differenze semantiche tra linguaggio e linguaggio. Con un lavoro graduale, partendo senza alcuna conoscenza di programmazione, dopo circa due settimane dovreste conoscere abbastanza bene il PASCAL. Un buon risultato, no?!

IMPARIAMO IL PASCAL

Pagine 162 Prezzo Lit. 10.000

EDIZIONE ITALIANA

FLAVIO WALDNER

GRUPPO EDITORIALE JACKSON



Per ordinare il volume utilizzate l'apposito tagliando
d'ordine inserito in fondo alla rivista.
Formato 15 x 21
Codice 501A

SOMMARIO

- | | |
|--|--|
| 0. Da non trascurare | 8. Gli statements logici |
| 1. Come si descrive la sintassi del linguaggio | 9. I dati strutturati - Generalità |
| 2. Come si scrive in PASCAL | 10. Il tipo array |
| 3. Il programma e le dichiarazioni in generale | 11. Il tipo record |
| 4. Le dichiarazioni ed i tipi standard | 12. Il tipo set |
| 5. I tipi speciali e subrange | 13. Il tipo file |
| 6. Gli statements di assegnazione | 14. Il tipo pointer |
| 7. Gli statements di ripetizione | 15. Le procedure e le funzioni |
| | 16. Procedure ricorrenti input ed output |
| | 17. I diagrammi di struttura |



GRUPPO EDITORIALE JACKSON

DIVISIONE LIBRI

PHILIPS METTE LE COSE IN CHIARO (con gli amplificatori a larga banda)

DAY ADV 81

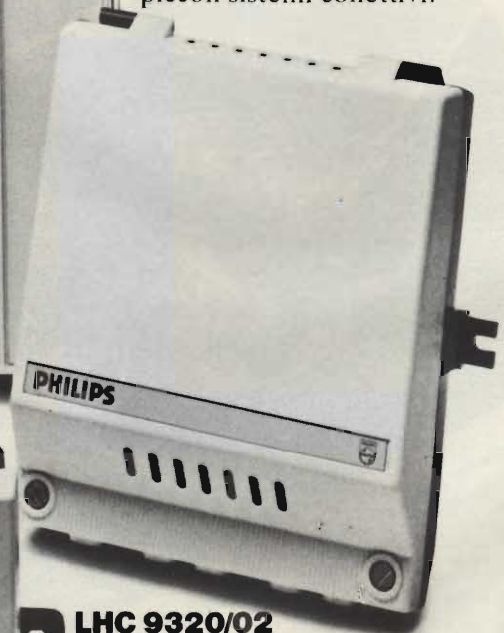
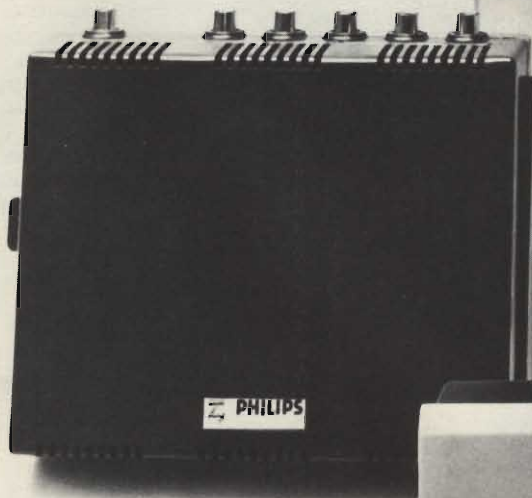
LHC 9308/.. **Amplificatori L.B.** **Multingresso 40dB/118dB/uV**

Amplificatori multingresso particolarmente adatti per la realizzazione di sistemi di grandi dimensioni:

- flessibilità degli ingressi
- regolazione di guadagno
- basso livello di intermodulazione, sono le principali caratteristiche di questa serie di amplificatori.

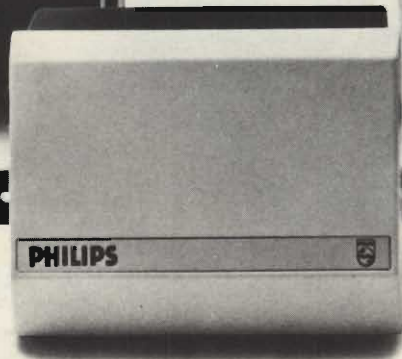
LHC 9304/01 **Amplificatore L.B.** **Multingresso 28 dB**

Amplificatore a 4 ingressi 28 dB/105 dB/uV, per la realizzazione di piccoli sistemi collettivi.



LHC 9305/16 **Amplificatore L.B.** **Multingresso 32 dB**

Amplificatore 5 ingressi 32 dB/114/dB/uV, per la realizzazione di medi impianti collettivi.



LHC 9320/02 **Amplificatore L.B.** **Estensore d'impianto 20dB**

Da utilizzare per alimentare 2 o più televisori all'interno di una stessa abitazione.



PHILIPS

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

Filtri cross-over passivi per altoparlanti

di E. Botti - Parte II

Riprendiamo il discorso interrotto nella puntata precedente passando all'esame dei circuiti ausiliari e della realizzazione pratica del filtro.

Linearizzazione dell'impedenza degli altoparlanti

Nel calcolo dei filtri si è supposto che l'impedenza dell'altoparlante sia costante al variare della frequenza. In effetti ciò è ben lontano dall'esame vero. Si noti a questo proposito la curva di impedenza di *figura 1* relativa ad un mid-range a cono. Possiamo notare due caratteristiche principali: un picco di aumento di impedenza a frequenze basse dovute alla risonanza meccanica dell'altoparlante, quindi un aumento a frequenze elevate dovuto all'induttanza della bobina mobile.

Queste caratteristiche sono comuni a tutti gli altoparlanti. Un filtro calcolato per un ben definito valore di impedenza non può funzionare correttamente con carichi ad impedenza variabile quale quella di *figura 1*: infatti, in questo caso, la risposta in frequenza della tensione ai capi dell'altoparlante sarebbe ben lontana da quella che noi ci eravamo proposti di ottenere. Questo si traduce immediatamente in una variazione non voluta del suono riprodotto. Per evitare ciò si devono porre ai morsetti degli altoparlanti opportune reti che vedremo in seguito.

La prima operazione da fare è di misurare l'impedenza del dispositivo. Lo schema necessario è quello illustrato in *figura 2*. Non è, quello che descriverò, l'unico modo di misurare le impedenze degli altoparlanti; ma, con gli strumenti normalmente a disposizione, mi è sembrato il più pratico, il voltmetro in C.A. è bene sia piuttosto preciso (eventualmente un digitale) in quanto dalla precisione delle misure ne deriva la precisione del filtro completo. Se la tensione di uscita dal generatore di segnali sinusoidali è sufficientemente costante al variare della frequenza (entro circa 0,1 dB) si può misurare una volta per tutte V_1 ; dopodichè il voltmetro misurerà la sola tensione V_2 . Il modulo dell'impedenza Z è dato da:

$$Z = R \cdot \frac{V_2}{V_1 - V_2}$$

La resistenza R dovrà essere di valore circa uguale all'impedenza nominale dell'altoparlante (8,2 Ω se altoparlante è da 8 Ω e 4,7 se sarà da 4 Ω). Tale valore non è comunque critico. La curva della Z si otterrà per punti.

La misura del picco di risonanza dovrà essere fatta in modo piuttosto accurato.

Nota: per altoparlanti che necessitano di cassa acustica

(woofer e alcuni mid-range a cono) la misura dell'impedenza va fatta con l'altoparlante in cassa.

Una volta tracciato il grafico si procederà al calcolo delle reti linearizzatrici.

Per "spianare" il picco di risonanza occorre una rete che abbia un'impedenza minima in corrispondenza della frequenza di risonanza tale che il suo parallelo con l'impedenza massima dell'altoparlante alla risonanza sia uguale alla sua impedenza minima. Ciò si realizza con un circuito risonante serie il cui schema è illustrato in *figura 3*. Il Q , o fattore di merito di questo circuito, deve essere circa uguale a quello dell'altoparlante in modo che la curva del suo modulo di impedenza sia speculare a quello del picco di risonanza del

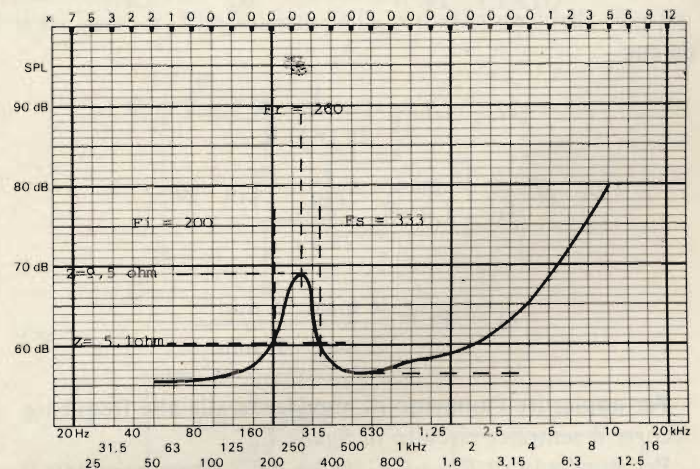


Fig. 1 - Curva d'impedenza di mid-range a cono $Z_{cc} \pm 2,83 \Omega$.

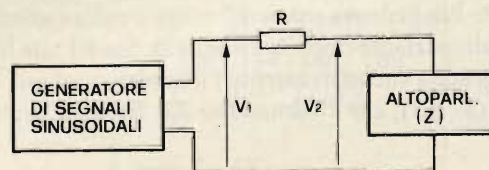


Fig. 2 - Circuito per la misura del modulo dell'impedenza.

trasduttore. Dal grafico di tale picco si può facilmente determinare il fattore di merito Q dell'altoparlante.

La formula è:

$$1) \quad Q = \frac{F_r}{F_s - F_i} \cdot \sqrt{\frac{R_{cc}}{Z_{max}}}$$

dove F_s e F_i sono, rispettivamente, la frequenza superiore e quella inferiore a F_r che danno un valore di impedenza pari a $Z = \sqrt{R_{cc} \cdot Z_{max}}$ ed R_{cc} è la resistenza "in continua" dell'altoparlante misurabile con un semplice tester. F_r è la frequenza di risonanza. Se non si sono commessi errori di misura, deve risultare $F_r = \sqrt{F_s \cdot F_i}$.

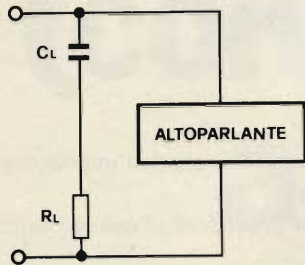


Fig. 3 - Rete RLC che linearizza l'impedenza alla risonanza.

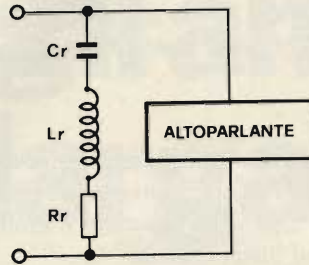


Fig. 4 - Rete che linearizza l'aumento di impedenza dell'altoparlante alle frequenze elevate.

Calcolata Q, F_r e Z_{min} , che è l'impedenza minima che assume l'altoparlante nella gamma di frequenze che interessa, si può calcolare C_r , L_r e R_r tramite le formule:

$$F_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r} \cdot 2\pi} \quad Q = \frac{1}{R_z} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

da cui:

$$2) \quad C_r = \frac{1}{2\pi f_r Q R}$$

$$3) \quad L_r = \frac{QR}{2\pi F_r}$$

$$4) \quad R_r = \frac{Z_{max} \cdot Z_{min}}{Z_{max} - Z_{min}}$$

Per appiattire l'aumento di impedenza alle alte frequenze occorre il semplice circuito di figura 4.

Per il calcolo di R_h e C_h , mi ha dato discreti risultati il sistema (empirico) che mi accingo a descrivere.

Dal diagramma che dà l'impedenza in funzione della frequenza si determina il punto (dopo la frequenza di risonanza) per il quale l'impedenza sale a 1,5 volte il valore minimo che assume l'altoparlante dopo la risonanza. Sia F_1 tale frequenza. Si determina successivamente l'impedenza ad una frequenza pari a $(5 \cdot F_1)$, che chiameremo Z_1 . R_h sarà dato da:

$$5) \quad R_h = \frac{Z_1 \cdot Z_{min}}{Z_1 - Z_{min}}$$

in modo che il suo parallelo con l'impedenza dell'altoparlante

in tale punto sia pari a Z_{min} . C sarà allora dato da:

$$6) \quad C_h = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot F_1}$$

Nel caso del tweeter, se la frequenza ($5 \cdot F_1$) è troppo elevata (oltre i 20 kHz) si può calcolare R_1 mediante la formula:

$$R_1 = 1,5 \cdot Z_{min}$$

Il circuito RLC che appiattisce il picco di risonanza non è necessario per il woofer. Infatti in tali zone di frequenze il filtro cross-over è come se non ci fosse in quanto deve lasciare passare inalterato il segnale proveniente dall'amplificatore. L'impedenza in serie al woofer è quindi molto bassa e la tensione ai suoi capi non varia anche se varia la sua impedenza. Non si hanno perciò variazioni di risposte in frequenza con o senza la cella RLC.

Esempi di calcolo

Vogliamo linearizzare l'altoparlante con impedenza data. Cominciamo con l'appiattire il picco di risonanza.

Calcoliamo il Q tramite la (1)

$$Q = \frac{265}{333-200} \cdot \sqrt{\frac{2,83}{9,6}} = 1$$

$Z_{min} = 3,5 \Omega$ da cui dalla (4)

$$R_r = \frac{9,5 \cdot 3,5}{9,5 - 3,5} = 5,5$$

e, dalle (2) e (3)

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot 265 \cdot 1,5,5} = 109 \mu F$$

$$L_r = \frac{1 \cdot 5,5}{2\pi \cdot 265} = 3,3 \text{ mH}$$

Per linearizzare l'aumento alle alte frequenze, osserviamo

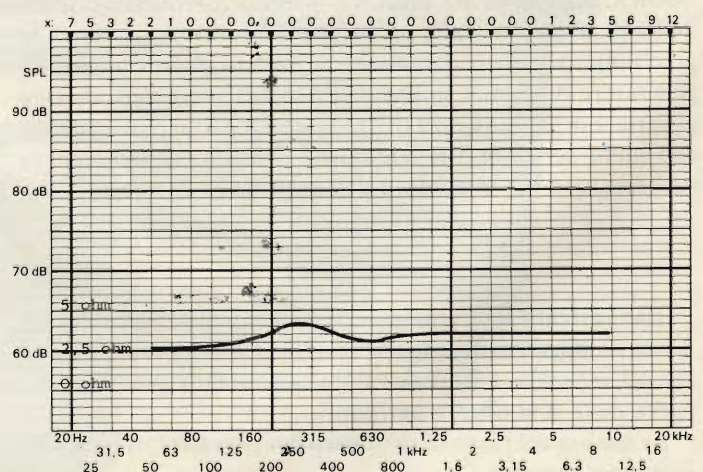


Fig. 5 - Modulo dell'impedenza mid-range con rete linearizzatrice.

che il punto a $3,5 \cdot 1,5 = 5,1 \Omega$ si trova a circa 2,1 kHz.

Moltiplicando tale valore per 5 si ottiene circa 10 kHz dove si ha un'impedenza pari a 15Ω . Posso ora calcolare R_h tramite la (5)

$$R_h = \frac{15 \cdot 3,5}{15 - 3,5} = 4,5 \Omega$$

da cui tramite la (6) calcolo C_h

$$C_h = \frac{1}{2\pi \cdot 2100,45} = 16,8 \mu F$$

NOTE IMPORTANTI

Con questi valori di componenti per la rete correttiva si ottiene un'andamento dell'impedenza quale quella illustrata in figura 5, che è molto più lineare della curva di figura 1.

Si può notare però che l'impedenza scende a valori piuttosto bassi (circa 3Ω). Se l'altoparlante viene fatto lavorare con filtri a 6 dB/ottava non ci sono problemi; ma se si opta per il 12 dB/ottava l'impedenza totale del sistema di altoparlanti con i rispettivi filtri cross-over può diventare piuttosto bassa, soprattutto nella zona d'incrocio tra mid-range e tweeter: può infatti raggiungere i $2,5 \Omega$. Questo valore, per alcuni amplificatori, può non essere molto consigliabile anche se è a frequenze per le quali la potenza media del segnale non è mai troppo alta. Per ovviare a questo, se ci si trova di fronte ad altoparlanti con impedenza relativamente bassa come quella dell'esempio, conviene usare, nei calcoli, R_{min} non esattamente uguale al valore minimo che assume l'altoparlante, ma ad un valore un poco superiore. In questo modo la linearità dell'impedenza peggiorerà leggermente, ma non in maniera preoccupante mentre l'impedenza generale del sistema andrà al di sopra dei 3Ω che può essere considerato un valore di sicurezza.

In figura 2 e nelle successive dove è indicato il blocco, "generatore di segnali sinusoidali" si intende un generatore seguito da un amplificatore di bassa frequenza a bassa impedenza d'uscita in modo da considerare costante il segnale d'uscita al variare dell'impedenza di carico.

Esso potrà essere costituito da un amplificatore a circuito integrato da circa 5 - 10 W avendo però la precauzione di controllare che la tensione d'uscita sia costante al variare della frequenza, agendo eventualmente sul potenziometro d'ingresso.

Partitore a impedenza costante

Molto spesso i vari altoparlanti che costituiscono il sistema di una cassa acustica, non hanno la medesima efficienza: la stessa tensione ai terminali determina pressioni sonore diverse tra un altoparlante di un tipo e uno di un altro. La sola differenza di impedenza può determinare differenze di pressione sonora a parità di tensione in morsetti. Se, per esempio, applichiamo 1 V a un altoparlante da 8Ω otterremo una potenza elettrica pari a $W = \frac{V^2}{R} = 1 : 8 = 0,125 W$.

Se l'altoparlante ha invece un'impedenza di 4Ω si avrà $W = 1 : 4 = 0,250 W$.

Se gli altoparlanti hanno la stessa efficienza, dal secondo otterremo una pressione sonora di 3 dB superiore a quella del primo. Per riequilibrare il sistema di altoparlanti occorrono

dei partitori che riducano la tensione entrante in un trasduttore con impedenza minore e/o con efficienza maggiore. Poiché i filtri che abbiamo calcolato precedentemente sono in funzione dell'impedenza di carico, occorre fare in modo che tale impedenza non vari anche agendo sull'attenuatore. Occorrono quindi partitori e impedenza costante. Se R_1 è l'impedenza dell'altoparlante e A_v è il rapporto tra la tensione entrante nel partitore e la tensione uscente, abbiamo (vedi schema di figura 6)

$$A_v = \frac{V_2}{V_1}$$

$$7) \quad R_2 = \frac{R_1 \cdot A_v}{1 - A_v}$$

$$8) \quad R_1 = R_1 - \frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1}$$

-Se, per esempio vogliamo fare in modo di avere un commutatore che parta da A_v (dB) = 0 dB e, a passi di 1,5 dB attenui fino ad A_v (dB) = -6 dB, dovremo fare i seguenti calcoli: A_v (dB) = $20 \log A_v$, e quindi $A_v = \text{inv log } A_v$ (dB)/20 = 10 (calcolo semplice se si dispone di una calcolatrice scientifica). Conosciuto A_v si ricava prima R_2 e poi R_1 .

Questa tecnica di partizione della tensione da inviare all'altoparlante si può applicare solo per mid-range e tweeter; non per il woofer. Infatti quest'ultimo deve lavorare con una impedenza, vista dai suoi morsetti, più bassa possibile in modo da essere ottimamente smorzato.

La resistenza necessaria al partitore darebbe luogo a bassi fattori di smorzamento. Per fattore di smorzamento si intende il rapporto tra l'impedenza dell'altoparlante e quella vista dai

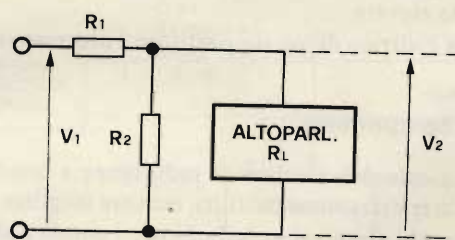


Fig. 6 -

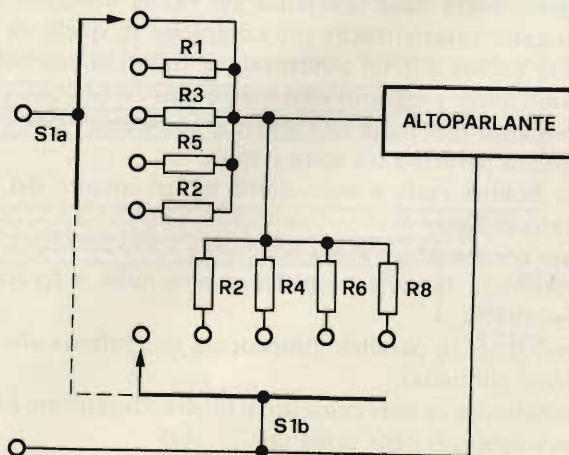


Fig. 7 - Schema elettrico di partitore ad impedenza costante.

suoi morsetti. Esso deve essere almeno maggiore di 10, altrimenti l'oscillazione del cono a seguito di un segnale elettrico continuerebbe per un certo periodo di tempo anche dopo che il segnale è cessato. Questa situazione avviene per frequenze vicino alla risonanza dell'altoparlante.

Mid-range e tweeter devono funzionare, contrariamente al woofer, per frequenze sempre al di sopra della propria frequenza di risonanza, e quindi non hanno problemi di questo tipo.

Per questo motivo è utile scegliere un woofer o con efficienza minore o con impedenza maggiore di mid-range e tweeter, per esempio woofer da 8 Ω e gli altri da 4 Ω in modo che, a parità di tensione nei morsetti, la potenza inviata agli altoparlanti per medi ed acuti sia maggiore, con un apparente aumento di efficienza.

Questa maggiore potenza sonora può essere poi facilmente diminuita dal partitore qui descritto. In alcuni casi (ambienti molto assorbenti) sarà invece necessario non attenuare il segnale che arriva a mid e tweeter per riequilibrare la gamma sonora altrimenti carente nella parte acuta.

Esempi di calcolo

L'impedenza dell'altoparlante sia 4 Ω .

Attenuazione Attenuazione

Av (dB)	Av	R2	R1
0	1	∞	0
-1,5	0,84	21	0,64
-3	0,707	9,6	1,17
-4,5	0,595	5,8	1,62
-6	0,5	4	2

dove R2 è ottenuto tramite la (7), R1 tramite la (8).

Le resistenze potranno essere del tipo a filo da 3 ÷ 5 W, valore di tutta sicurezza anche per amplificatori di potenza relativamente elevata.

Lo schema elettrico di questo partitore è illustrato in figura 7.

Scelta dei componenti

Una volta calcolati i valori di induttanze e condensatori necessari alla realizzazione dei filtri, occorre scegliere il tipo di tali componenti. Come si sa le bobine e i condensatori reali sono ben lontani dall'essere perfetti.

A prescindere dalle tolleranze sul valore nominale, essi manifestano caratteristiche più complesse di quelle di una semplice bobina o di un condensatore. Infatti in una bobina possiamo avere i seguenti effetti parassiti:

- 1) resistenza non nulla alla corrente continua;
- 2) capacità parassite tra spira e spira.

Una bobina reale è equivalente ad un circuito del tipo illustrato in figura 8.

In un condensatore abbiamo:

- 1) resistenza in serie (impedenza non nulla a frequenza infinita);
- 2) resistenza in parallelo (impedenza non infinita alla corrente continua);
- 3) induttanza in serie causata dai fili di collegamento e dagli avvolgimenti delle armature.

Il circuito equivalente di un condensatore reale è dunque quello di figura 9. Nel nostro caso di tutti questi effetti parassi-

ti sono importanti solo quelli relativi alle resistenze in serie R_s . Questo perché essi devono lavorare su carichi relativamente bassi (impedenza dell'altoparlante) che rendono trascurabili gli effetti dovuti a R_p , C_p e L_s .

La caduta di tensione su R_s dà luogo ad una diminuzione di potenza inviata al carico e a un comportamento del filtro diverso da quello da noi calcolato. Per esempio, supponiamo di avere un condensatore da 10 microfarad con una R_s di 1 Ω che alimenta un altoparlante da 5 Ω . La frequenza di taglio da noi calcolata era pari a 3183 Hz mentre quella reale, dato che la resistenza in serie al condensatore è di $5 + 1 = 6 \Omega$, diventa 2652 Hz.

Nel caso del 12 dB/ottava, oltre a questi effetti, abbiamo anche una variazione del fattore di merito Q del filtro.

Occorre quindi utilizzare C ed L con il più basso valore di R_s possibile.

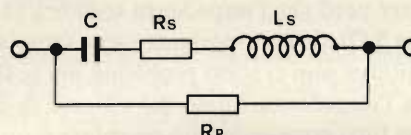


Fig. 8 - Circuito equivalente di una induttanza reale.

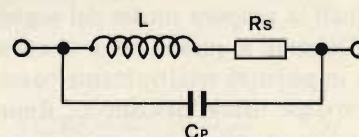


Fig. 9 - Circuito equivalente di capacità reale.

Bobine

Le bobine si dovranno costruire. Per ottenere bassi valori di R_s occorrerà utilizzare fili di grosso diametro ed, eventualmente, nuclei di materiale ferromagnetico all'interno dell'avvolgimento in modo da aumentare l'induttanza a parità di numero di spire, e quindi di diminuire la lunghezza del filo necessario. Anziché usare formule, spesso di difficile applicazione, ho realizzato delle tabelle che, per bobine costruite in determinati modi, danno il numero di spire necessario ad ottenere un certo valore di induttanza.

La tabella I e la tabella II si riferiscono a bobine costruite nel modo indicato in figura 10. Le prime, costituite da un nucleo di ferrite di 1 cm. di diametro e 5 cm. di lunghezza sono per bobine di valore basso e medio. Le seconde, realizzate con il nucleo di ferrite da 1 cm. di diametro e 10 cm di lunghezza sono per bobine di induttanza medio alta. I nuclei in ferrite sono del tipo normalmente utilizzato nelle radio a modulazione di ampiezza. Il filo impiegato è del tipo smaltato da 0,8 mm. di diametro. Le bobine piccole saranno realizzate avvolgendo un primo strato di 40 spire ben strette e compatte ed eventualmente un secondo strato di 30 spire sovrapposto al precedente. Tra uno strato e l'altro è bene avvolgere nastro isolante in modo da bloccare l'avvolgimento inferiore. Le bobine realizzate con la ferrite da 10 cm. avranno un primo strato di 90 spire al massimo, un secondo di 80 ed un terzo di 70 spire realizzate come nel caso precedente. Non si devono

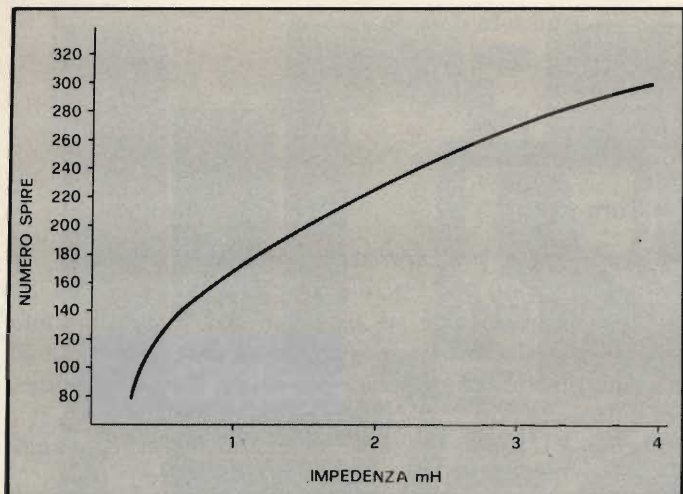


Tabella I

usare nuclei toroidali (cioè che si chiudono su se stessi) perchè così facendo il valore dell'induttanza potrebbe, per correnti relativamente elevate, variare in funzione della stessa corrente a causa della saturazione magnetica del nucleo.

Questo non avviene per le ferriti rettilinee. Dal grafico di tab. I o II una volta conosciuto il valore dell'induttanza, si ricava il numero di spire necessario alla sua realizzazione. Questo numero dovrà essere preso come indicativo in quanto il valore dell'induttanza dipende anche dal tipo di ferrite e dal modo con cui si è realizzata la bobina. Quindi si avvolgerà circa il 10% di spire in più e si collegherà la bobina ad un circuito del tipo di figura 11 con R1 di valore pari a circa 50 Rs, dove Rs è la resistenza serie dell'induttanza che può essere misurata con un ohmetro in grado di effettuare misure in decimi di ohm.

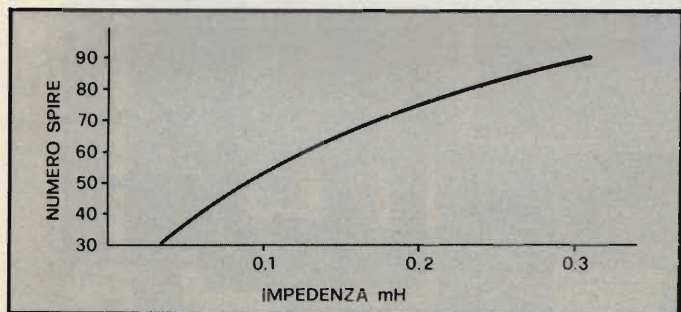


Tabella II

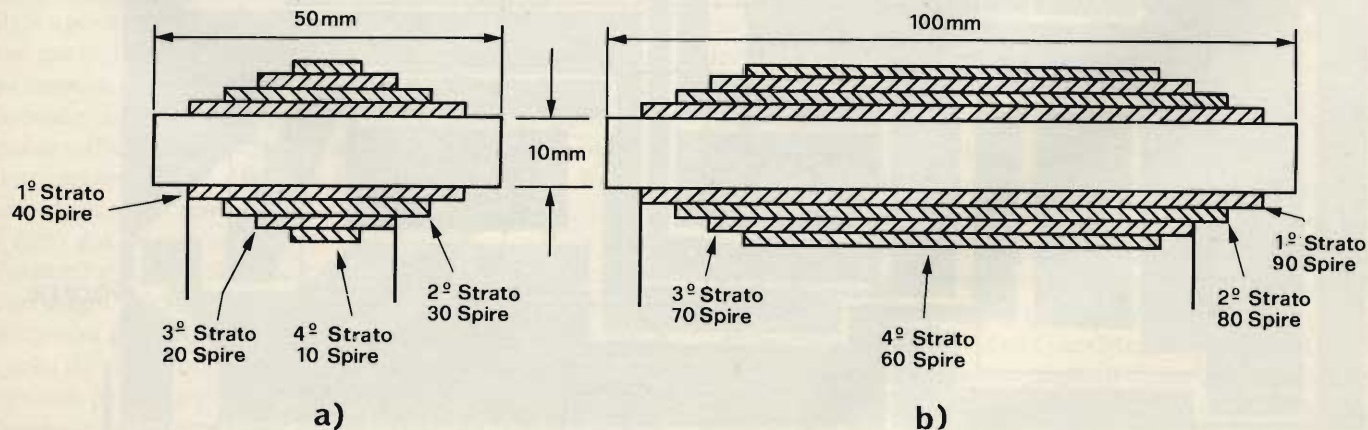


Fig. 10 - Costruzione delle bobine (sezione a) relativa al grafico di Tabella 2, b) relativa al grafico di Tabella 1.

Sapendo che poi, se L è il valore dell'induttanza che ci serve, la frequenza a -3dB è data da $F = R1 : (2\pi \cdot L)$ si svolgeranno le spire fino a che, per tale frequenza, si ha $V_{out} = 0,707 V_{in}$. A questo punto si fisserà la bobina.

Naturalmente, per chi dispone di un misuratore di induttanze, basterà servirsi dello strumento svolgendo le spire fino a quando non indichi il valore di L da noi voluto.

Capacità

I condensatori devono avere un basso valore di Rs. I migliori in questo senso sono quelli a carta, in poliestere ecc; i peggiori sono gli elettrolitici. In quest'ultimo caso, dato che la tensione ai quali sono sottoposti è alternata, occorre collegarli in serie con i poli contrapposti (+ -, - +).

Questo peggiora ulteriormente le cose per quanto riguarda Rs che raddoppia. I due condensatori che si collegheranno in serie per formarne uno non polarizzato dovranno essere di capacità uguale. Il condensatore risultante avrà capacità pari alla metà di un condensatore della serie. Per C non superiore a 10 o 20 µF si possono usare i tipi non elettrolitici in quanto sono abbastanza facilmente reperibili i tipi da 4,7 o 10 µF, che metteranno in parallelo fino a formare la capacità necessaria. Per capacità superiore la questione si fa più dispendiosa in quanto tali condensatori non sono proprio economici, anzi. Si dovranno quindi utilizzare i tipi elettrolitici scegliendo fra quelli che danno il minor valore di Rs. Tale resistenza è misurabile con il circuito di figura 11 R1 dovrà essere compresa tra 3,3 e 4,7 Ω. Si andrà a una frequenza molto maggiore di quella di taglio del circuito. Rs sarà data da:

$$R_s = \frac{R1 \cdot V_2}{V_{in} - V_2}$$

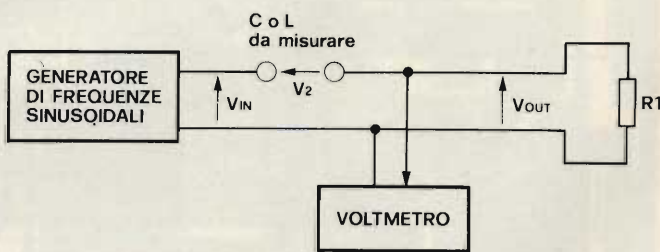


Fig. 11 - Circuito per la misura di induttanza e capacità.

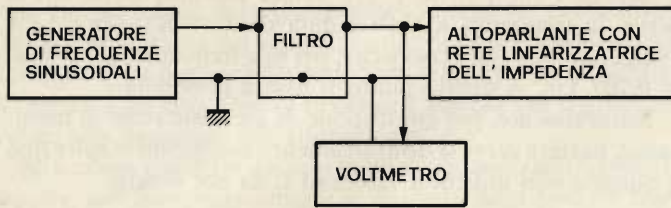


Fig. 12 - Schema necessario per la taratura finale dei filtri.

La misura reale delle capacità, non potendoci fidare dei valori nominali, si effettuerà con lo stesso circuito utilizzato precedentemente.

R1 dovrà essere però di valore pari a circa 50 o 100 volte R_s .

La capacità sarà data da:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R1 \cdot Ft}$$

dove F_t è la frequenza a -3dB.

Taratura

- Circuiti $R L C$ per linearizzare il picco di risonanza.

C_r in questo caso può essere sempre di tipo elettrolitico. La sua R_s , misurata come già descritto, sarà tenuta in conto sottraendola alla R_r . La resistenza sarà data da $R_r - R_s$. Si sceglierà il valore commerciale più vicino. Non è necessario, per questo circuito, una precisione molto elevata.

- Circuito $R C$ per linearizzare l'aumento di impedenza alle alte frequenze.

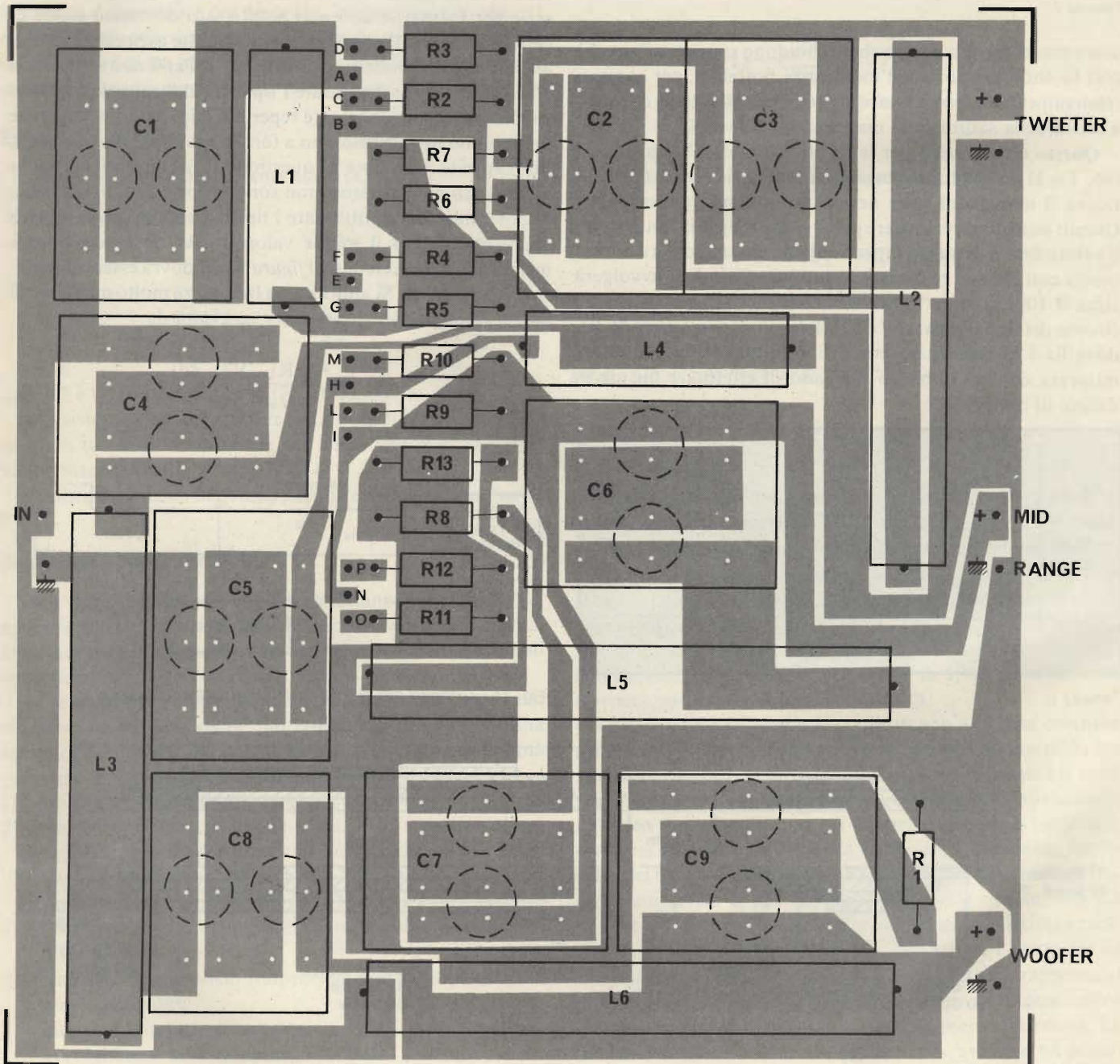


Fig. 13 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di figura 14 relativo al filtro di fig. 15.

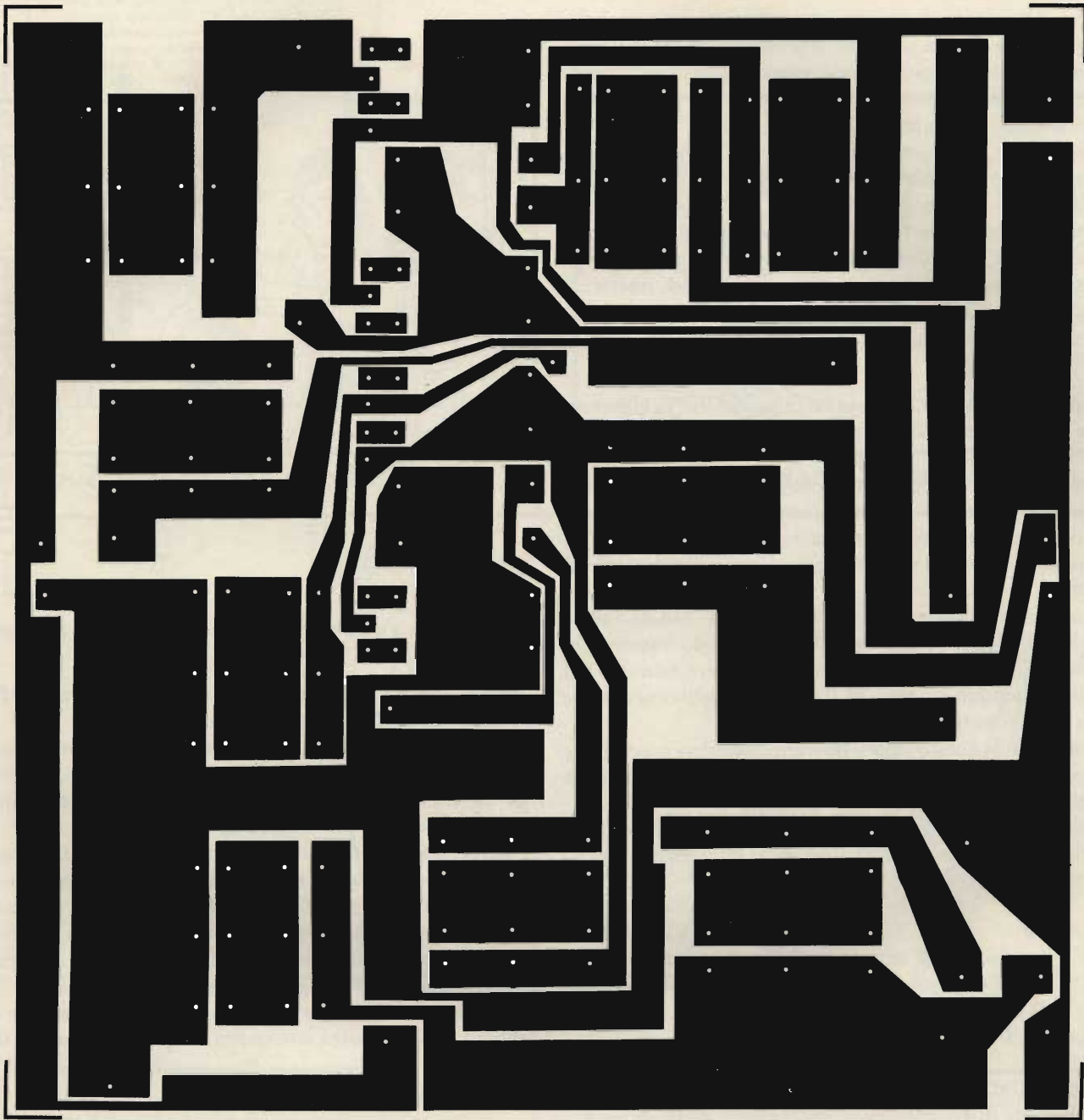


Fig. 14 - Circuito stampato lato rame in scala 1:1.

Ch può sempre essere di tipo elettrolitico, misurando la sua R_s e agendo come nel caso precedente.

Per controllare se il tutto funziona bene si collegherà l'altoparlante in parallelo alle reti lineatizzatrici e si misurerà l'impedenza con il circuito di *figura 2*. La curva ottenuta deve essere sufficientemente lineare (entro $\pm 0,5 \Omega$) nella gamma di funzionamento che interessa l'altoparlante. Al di fuori di questa gli scarti possono anche essere superiori (es. $\pm 1 \Omega$).
- Filtri a 6 dB/ottava.

Passa alto: la misura assoluta della capacità, in questo caso, può essere evitata. Con il circuito di *figura 12* si misura la frequenza per la quale l'uscita scende di 3 dB. Se essa non è quella da noi voluta si possono aggiungere o togliere condensatori in parallelo in modo da ottenere la frequenza di taglio desiderata. È sempre meglio usare condensatori non elettrolitici. Se ciò non è possibile si utilizzeranno elettrolitici con

tensione di lavoro piuttosto alta (minimo 50 V). Le capacità che si metteranno in parallelo per ottenere il valore necessario devono essere di tipo simile, in modo che le R_s non siano troppo diverse da una capacità all'altra del parallelo. Non si devono quindi mettere condensatori elettrolitici in parallelo a non elettrolitici.

- *Passa basso*: in questo caso, dopo aver costruito le bobine come precedentemente descritto, si svolgeranno o si avvolgeranno alcune spire fino a ottenere la frequenza a -3dB voluta. Poi si sigillerà definitivamente la bobina. Il circuito da utilizzare per le misure è sempre quello di *figura 12*

- *Passa banda*: i calcoli teorici e che determinano i valori di C e L del filtro passa banda non tengono conto del valore di R_s , cioè della resistenza serie parassite. Quindi, in generale, una volta in possesso di C ed L necessari, i valori di F_{ti} e F_{th} non saranno coincidenti a quelli da noi voluti.

Si può migliorare la situazione ripetendo tutti i calcoli considerando anche R_s che si aggiungerà all'impedenza dell'altoparlante. Un metodo più veloce è invece quello di agire direttamente su L e su C tenendo conto che:

- 1) aumentando C diminuisce F_{ti} ;
- 2) diminuendo C aumenta F_{ti} ;
- 3) aumentando L diminuisce F_{th} ;
- 4) diminuendo L aumenta F_{th} .

Si tenga presente però che una variazione di C fa variare soprattutto F_{ti} , ma influisce anche, in misura minore, su F_{th} ; lo stesso succede agendo su L . Occorrerà quindi ripetere il procedimento di taratura più volte.

12 dB/ottava

Dopo aver misurato, con una certa precisione, le induttanze e le capacità necessarie alla realizzazione dei filtri, spesso, misurando la risposta in frequenza ai capi dell'altoparlante si ottengono curve che si discostano un poco da quelle teoriche.

Questo è dovuto a vari fattori quali le inevitabili imprecisioni occorse nelle varie misure e la non idealità degli elementi del circuito. Occorrerà quasi sempre ritoccare alcuni elementi del filtro.

- *Passa alto*: si farà in modo che la frequenza a -3dB sia uguale a quella di progetto aggiungendo o togliendo capacità in parallelo a C . La frequenza d'incrocio, in genere, non sarà più a -1dB; comunque scarti di $\pm 0,5$ dB non debbono destare grosse preoccupazioni.

- *Passa basso*: in questo caso si dovranno svolgere o avvolgere alcune spire della L fino a che la frequenza a -3dB sia quella da noi voluta.

Ecco ora uno specchietto riassuntivo delle operazioni necessarie per il calcolo e la costruzione dei filtri cross-over qui descritti.

6 dB/ottava

- | | |
|---|---------------------------------------|
| 1) misura dell'impedenza dell'altoparlante | 12 dB/ottava |
| 2) calcolo e costruzione dei circuiti linearizzatori. | |
| 3) misura dell'impedenza linearizzata. | |
| 4) calcolo di C o L del filtro | 4) calcolo di C e L del filtro |
| 5) scelta di C o costruzione di L | 5) scelta di C e costruzione di L |
| 6) taratura | 6) misura di C e di L |
| | 7) taratura |

Realizzazione pratica

Il cross-over potrà essere costruito su una basetta di circuito stampato o in altra maniera senza grandi difficoltà. Potrà essere posto nella cassa stessa o, più semplicemente, in una cassetta separata dalla quale potranno venir fuori i comandi degli attenuatori. Una cosa di cui bisogna tenere conto nel progetto del C.S. è la seguente: le bobine non devono essere troppo ravvicinate tra loro, meglio se disposte a 90° l'una dall'altra, per evitare interazioni e variazioni delle caratteristiche dovute alla vicinanza di un nucleo di ferrite all'avvolgimento di un'altra bobina. Esse dovranno essere anche piuttosto lontane dai magneti degli altoparlanti. A titolo di esempio in *figura 13* e *14* è disegnato lo stampato di un filtro cross-over a 12 dB/ottava e 3 vie il cui schema elettrico è in *figura 15*.

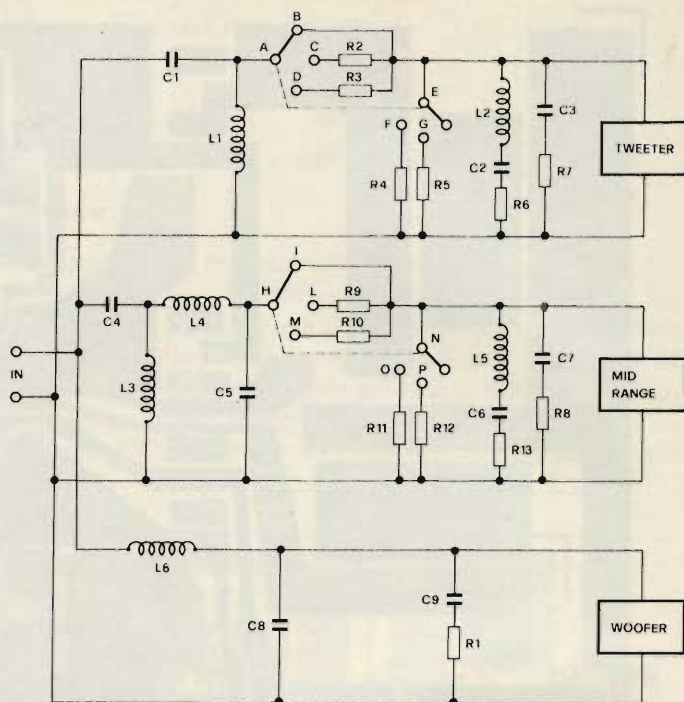


Fig. 15 - Schema elettrico di un filtro cross-over a 3 vie 12 dB/ottava.

Per evitare vibrazioni indesiderate dei componenti del filtro è bene fissare tali componenti con colla.

Lo stampato di *figura 14* è, in un certo senso, universale in quanto prevede, nelle allocazioni dei condensatori, la possibilità di utilizzare sia tipi non polarizzati che elettrolitici a seconda di quello che si ritiene più opportuno.

Tali condensatori potranno anche essere messi in parallelo fino ad un massimo di tre per ottenere il valore desiderato. Gli altoparlanti devono essere collegati in maniera da risultare in fase tra loro. I terminali positivi, contrassegnati in genere con un punto rosso o con una croce, dovranno essere collegati ai punti "caldi" dei filtri, gli altri terminali a massa.

Questo per evitare di avere sfasamenti di 180° che cancellerebbero tutta la nostra attenzione alla circuitazione dei filtri.

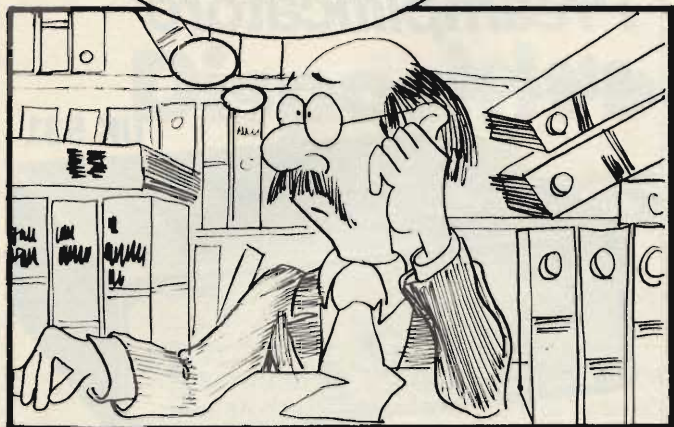
Note conclusive

Con questo articolo spero di aver messo tutti gli interessati in condizione di costruire filtri per altoparlanti che non hanno nulla da invidiare (anzi) alla maggior parte dei filtri cross-over delle casse commerciali. La trattazione è stata fatta volutamente in forma generale perchè sia più facilmente adattabile a ogni tipo di altoparlante. L'unico appunto che si può fare a questi filtri è quello di considerare ideali gli altoparlanti, mentre alcune case commerciali (ma solo le migliori) elaborano filtri capaci di linearizzare le risposte in frequenza degli altoparlanti ad esse collegate che sarebbe, altrimenti, poco lineare. Comunque, utilizzando altoparlanti di buone caratteristiche e facendoli lavorare all'interno della loro gamma di funzionamento ottimale si possono ottenere buoni risultati.

Vi sono varie marche (soprattutto italiane) che offrono altoparlanti di ottime caratteristiche ad un prezzo abbordabile. Il costo totale della cassa autocostruita sarà comunque sempre molto al di sotto di quella di una cassa commerciale di caratteristiche simili.

Dove posso trovare un amplificatore operativo quadruplo con tensione d'offset di 2mV? Quale sistema di sviluppo può supportare la CPU 8085? Chi produce una RAM dinamica di 16 K con tempo di accesso inferiore a 300 nA? Che note di applicazione esistono per i convertitori A/D veloci?

In che tipo di contenitore è presentato questo circuito integrato?



Ci si può rassegnare subito.....

..... cercare invano 25 ore al giorno



..... consultare semplicemente

IC-Master 1981

- Per la prima volta in **due volumi**
Volume 1: Circuiti digitali - Microprocessori - Sistemi di sviluppo - Schede a microcomputer.
Volume 2: Memorie a semiconduttori - Circuiti di interfaccia - Circuiti analogici
- Circa **50.000 IC** in **3.200 pagine**; il 15% di contenuto in più rispetto all'edizione 1980.
- Per la prima volta **4 supplementi trimestrali gratuiti** per aggiornare l'IC Master
- Inoltre: indice numerico - elenco delle **equivalenze** - IC militari - **note di applicazione** - indirizzi completi di **produttori e distributori**
- L'edizione 1980 dell'IC Master è stata venduta in tutto il mondo in oltre 65.000 copie

Prezzo per entrambi i volumi: **Lit. 125.000** (IVA e spese di spedizione incluse). I volumi non possono essere inviati separatamente.

Per le ordinazioni utilizzate il seguente coupon:

Tagliando d'ordine da inviare a SE/9/81
GRUPPO EDITORIALE JACKSON s.r.l. - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano
 Inviatemi una copia (due volumi + 4 aggiornamenti) dell'IC Master 1981

Nome

Cognome

Via

Città Cap

Codice Fiscale (per le aziende)

Allego assegno di L. 125.000
 Non si effettuano spedizioni contro assegno - I versamenti possono essere effettuati anche tramite vaglia postale o utilizzando il ccp n° 11666203 intestato a Gruppo Editoriale Jackson - Milano



GRUPPO EDITORIALE JACKSON
 PUBBLICAZIONI TECNICHE PROFESSIONALI.

SERVIZIO ASSISTENZA TECNICA TV

Messa a punto e riparazione
dei televisori in B/N e a colori.

Traduzione del
Prof. AMEDEO PIPERNO
Opera in due volumi di
complessive pagg. 238
Edizione in broccatura

Non esiste una riparazione di televisori senza problemi!

Per l'Autore la localizzazione del difetto prende le mosse dal blocco di funzioni. Partendo di qui si possono intraprendere i vari controlli singoli. Nelle tabelle di ricerca

sono rappresentati in modo chiaro ed evidente le cause dei guasti e le loro manifestazioni.

Chi vuole riparare televisori troverà in questo manuale teoria e pratica adatti al laboratorio collegati l'una all'altra in modo semplice ed immediato. Le spiegazioni si adattano perfettamente a tutti i modelli dei televisori, anche a quelli, e questo è molto importante, dell'ultima generazione, vale a dire del tipo modulare.

CONTENUTO DEL PRIMO VOLUME:

Cinque buoni consigli per la riparazione dei televisori - Ricerca dei guasti nei televisori in bianco e nero - Ricerca dei guasti nei televisori a colori - La ricerca dei guasti nel selettore dei canali - Ricerca dei guasti nell'amplificazione F. I. - Ricerca dei guasti nella rivelazione video - Ricerca di guasti nell'amplificatore video - Ricerca dei guasti nella regolazione controllata (A.G.C.) - Ricerca dei guasti al cinescopio in bianco e nero - Ricerca guasti al cinescopio a colori - Ricerca dei guasti nel separatore dei sincronismi - Ricerca dei guasti nel dispositivo di sincronismo di riga - Ricerca guasti nell'oscillatore di riga - Ricerca guasti nello stadio finale di riga - Ricerca dei guasti nella sincronizzazione del quadro (verticale) - Ricerca guasti nell'oscillatore di quadro - Ricerca guasti nello stadio finale di quadro - Ricerca guasti nella parte suono.

Prezzo di vendita L. 18.000

CONTENUTO DEL SECONDO VOLUME:

Ricerca dei guasti nella parte colore - Ricerca dei guasti nell'amplificatore del segnale di crominanza - Ricerca dei guasti nel decodificatore PAL - Ricerca dei guasti nei demodulatori sincroni - Ricerca dei guasti cattore del burst - Ricerca dei guasti nel soppressore del colore (Killer) - Ricerca dei guasti nell'oscillatore della sottoportante di riferimento - Ricerca dei guasti nella commutazione PAL - Tabella della ricerca dei guasti.

Prezzo di vendita L. 16.000

Cedola di commissione libraria da spedire alla CASA EDITRICE C.E.L.I. - Via Gandino, 1 - 40137 BOLOGNA, compilata in ogni sua parte, in busta debitamente affrancata:



SE/9/81

Vogliate inviarmi il volume:

Servizio Assistenza Tecnica TV 1° 2°
a mezzo pacco postale, contrassegno:

Sig.

Via

Città

Provincia

Codice Fiscale



Preamplificatore stereo

UK 531



Preamplificatore di alta fedeltà, fa parte della serie "microline" che comprende un intero impianto HI-FI di ingombro ridottissimo ma di resa eccellente. Regolazione

dei toni alti e bassi, ingressi per giradischi, radiosintonizzatore, registratore a nastro od a cassetta, con possibilità di registrazione.

Alimentazione: 220 V c.a. 50-60 Hz
Guadagno: 9 dB
Regolazione toni: ± 15 dB
Rapporto S/N: 70 dB
Tensione uscita: 250 mV 10,5 V max!
Sensibilità ingresso phono: 3 mV/47 k Ω
Sensibilità ingresso Tuner: 100 mV/45 k Ω
Sensibilità ingresso TAPE: 100 mV/45 k Ω
Distorsione phono: 0,3%
Distorsione tuner e tape: 0,1%
Uscita tape: 10 mV

L. 41.500 in kit
L. 48.000 montato
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC



Amplificatore stereo di potenza

UK 537



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

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

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

L. 44.000 in kit
L. 52.500 montato
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Dispositivo di controllo per luci psichedeliche

di Glen Jordan

L'impiego delle luci psichedeliche ha destato interesse, soprattutto negli ambienti frequentati da giovani. Il principio di funzionamento si basa sull'impiego di particolari tipi di circuiti, che reagiscono nei confronti di suoni di varia frequenza, determinando l'accensione di luci di un colore prestabilito ogni qualvolta il suono presenta appunto la frequenza specifica. Numerosi sistemi consentono di ottenere questi risultati, e l'articolo che segue espone alcuni moderni perfezionamenti.

Una forma piuttosto bizzarra di controllo dell'energia elettrica, ma probabilmente di un certo interesse, consiste nel funzionamento degli impianti a luci "psichedeliche", nei quali il colore e l'intensità della luce dipendono dalle caratteristiche di un suono complesso.

In sostanza, negli impianti di luce "psichedelica", alcuni modulatori controllati dal suono trasformano i suoni a frequenza bassa, media o acuta in impulsi corrispondenti di luce. Di conseguenza, si riesce in tal modo ad aggiungere una nuova dimensione "visiva" al ritmo musicale.

Questo risultato viene ottenuto prelevando il segnale che si sviluppa ai capi del circuito degli altoparlanti, ed applicandolo ad un sistema di filtri, la cui uscita rende disponibile degli impulsi che corrispondono allo spettro sonoro, costituito da frequenze basse, medie ed elevate, e da qualsiasi combinazione di questi tre canali.

Questi impulsi vengono in seguito fatti passare attraverso un circuito di interfaccia, e quindi sfruttati per determinare la conduzione in appositi "triac", che - a loro volta - commutano delle lampade, o ne controllano comunque il funzionamento.

Commutazione a tensione zero

Come abbiamo stabilito, le luci vengono attivate e disattivate impiegando un "triac", anziché due tiristori collegati tra loro in opposizione di fase, nel qual caso si riesce a controllare i cicli positivi e negativi della tensione alternata di alimentazione.

Ricapitolando questo concetto fondamentale, aggiungeremo che, mentre il tiristore implica la disponibilità di una tensione positiva tra "gate" e catodo, ed entra in conduzione soltanto quando l'anodo presenta un potenziale positivo rispetto al catodo, i "triac" entrano in conduzione quando la polarità della tensione di "gate" è la stessa della tensione il cui valore si trova tra quelli presenti nei punti tp2 e tp1 (terminale principale 2 e 1), vale a dire positiva durante il semiperiodo positivo, e negativo durante il semiperiodo negativo.

In aggiunta, un "triac" entra in conduzione quando il potenziale di "gate" è negativo rispetto al punto tp1, qualunque sia la polarità della tensione presente nel punto tp2.

È quest'ultimo fattore che si avvale delle tecniche impiegate nei circuiti che vengono discussi in questo articolo.

I "triac" usati per ottenere un controllo di fase producono notevoli interferenze nelle frequenze radio, dovute alla variazione a gradini della corrente che li percorre. Il segnale di rumore che in questo modo viene prodotto si diffonde infatti per effetto della conduzione, attraverso l'intero impianto elettrico, oppure per irradiazione.

La soppressione delle interferenze nelle frequenze radio diventa quindi più difficile e costosa con l'aumentare dell'assorbimento da parte del carico.

La commutazione incontrollata di luci "psichedeliche", che vengono accese e spente alternativamente, determina un effetto analogo, ed introduce rumori aggiuntivi nei suoni che vengono riprodotti dagli altoparlanti.

Una semplice soluzione per questo problema consiste nel

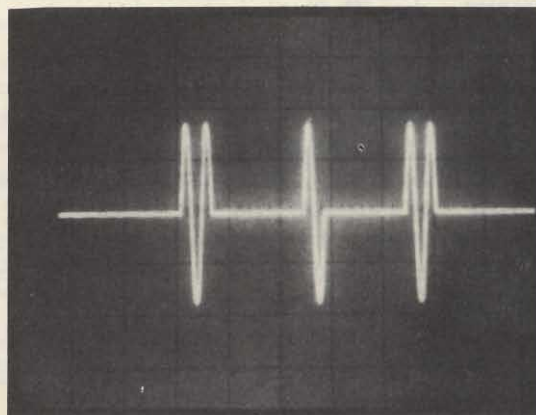


Fig. 1 - Riproduzione oscilloscopica che mette in evidenza l'effetto di commutazione negli istanti in cui la tensione passa per il valore nullo.

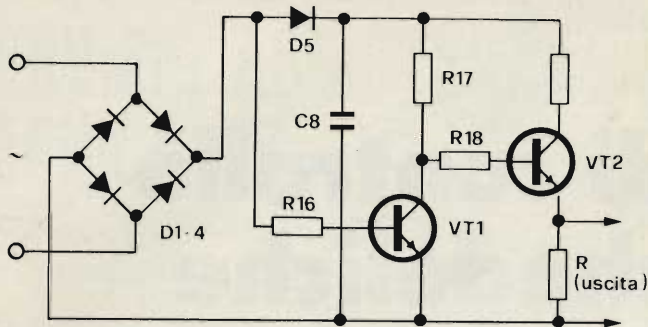


Fig. 2 - Circuito denominato "zero voltage crossing".

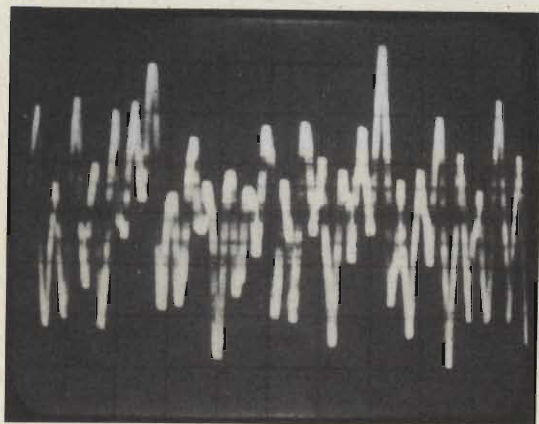


Fig. 3 - Riproduzione oscilloscopica di una tipica forma d'onda derivante da un segnale musicale complesso.

disporre la commutazione in modo che essa abbia luogo sempre nel punto nel quale la tensione di alimentazione alternata passa attraverso il valore zero, come si osserva nella riproduzione oscilloscopica di figura 1. Questa tecnica viene denominata con l'espressione "commutazione per tensione zero", oppure con il terminale anglosassone di "burst firing".

In questo modo, attraverso le lampade si ottiene il passaggio di un numero isolato di semiperiodi o di periodi completi, evitando quindi brusche e notevoli variazioni di corrente, il che presenta il vantaggio addizionale di aumentare la durata delle stesse lampade.

La figura 2 rappresenta uno schema di normale impiego per produrre gli impulsi in corrispondenza del punto a tensione "zero" della tensione alternata: il transistor VT1, la cui base è collegata alla linea di alimentazione non livellata che parte dal rettificatore a ponte costituito dai diodi compresi tra D1 e D4, è in conduzione per la maggior parte del tempo. Tuttavia, ogni volta che la tensione alternata di rete passa attraverso il valore nullo, la sua tensione di base assume un valore inferiore alla tensione di mantenimento della conduzione, per cui quello stadio entra istantaneamente in interdizione, determinando la presenza di impulsi positivi corrispondenti sul circuito di collettore.

Allo scopo di ridurre l'effetto di carico sul transistor VT1, è stato aggiunto il transistor VT2: gli impulsi positivi si presentano come segnale di uscita ai capi del resistore R, ogni qualvolta la tensione di rete alternata passa attraverso il valore zero.

I filtri

Per poter controllare in modo efficace la commutazione di una lampada rispetto alle bande di frequenza, è necessario allestire un circuito che sia in grado di separare i suoni a

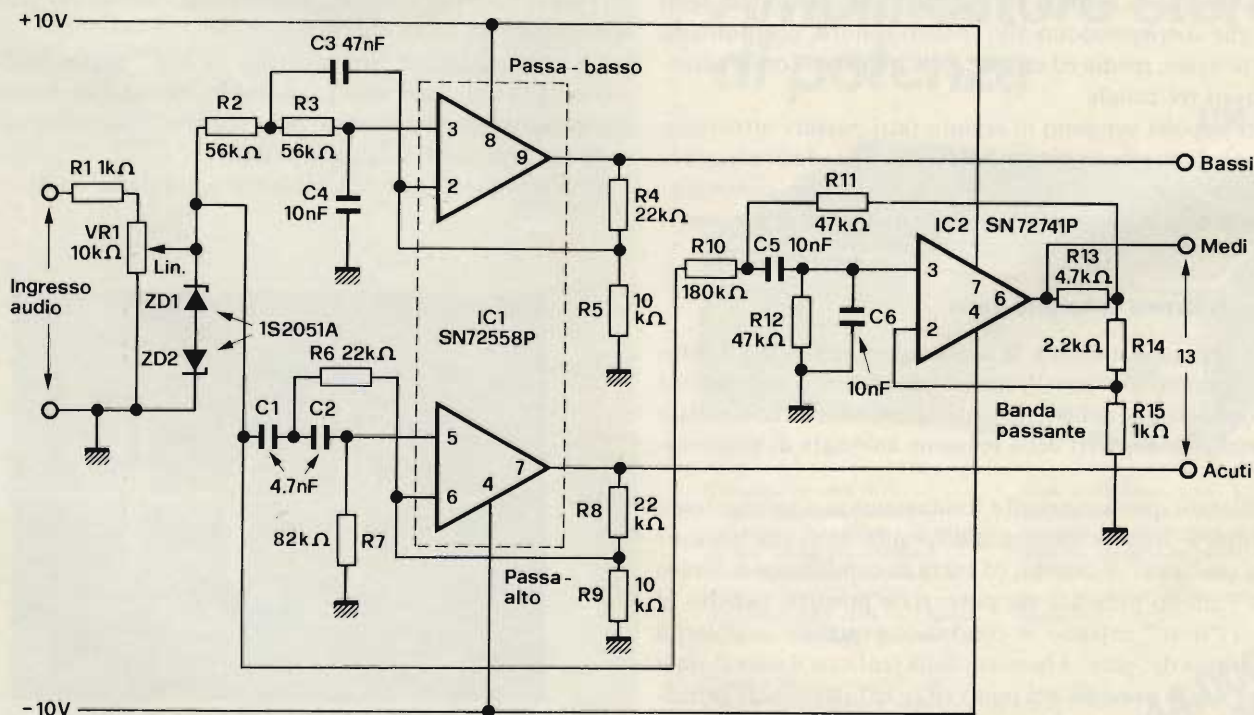


Fig. 4 - Schema elettrico completo della sezione contenente i diversi filtri necessari per separare tra loro le tre gamme di frequenza.

frequenza bassa, a frequenza media ed a frequenza elevata rispetto alla forma d'onda complessa dei segnali che si presentano ai capi di un altoparlante.

A questo riguardo, la *figura 3* rappresenta una forma d'onda complessa del tipo al quale ci siamo riferiti.

Per ottenere questo risultato, è possibile impiegare diversi tipi di filtri, come ad esempio una rete a resistenza e capacità per realizzare filtri del tipo passa-alto oppure passa-basso, ed una rete ad induttanza e capacità, per separare le frequenze intermedie.

In questi casi - tuttavia - si fa di solito uso di amplificatori operazionali a circuito integrato, in una tipica struttura circuitale funzionante a guadagno fisso, come elemento attivo del filtro, mentre si fa uso di resistori e di condensatori come elementi passivi. Scegliendo poi i valori appropriati per i componenti, è possibile ottenere una netta separazione tra i suoni a frequenza bassa, i suoni di frequenza intermedia ed i suoni a frequenza acuta.

L'andamento del responso da parte di ciascun filtro viene determinato dal rapporto di smorzamento (ζ), nel senso che, minore è il suo valore, più nitido risulta il taglio. Si verifica però un effetto di "picco", ma esso non presenta alcuna importanza in questa pratica applicazione.

Lo smorzamento critico si verifica in pratica quando sussistono le seguenti condizioni

$$\zeta = 0,5^{1/2} = 0,707$$

ma, allo scopo di ridurre l'acutezza del taglio, questo valore viene ridotto a 0,5 nei circuiti pratici di filtraggio.

Dall'espressione sopra riportata relativa all'elemento del filtro, i valori dei componenti possono essere facilmente calcolati per tre tipi di filtri necessari, vale a dire per il filtro passa-basso, per il filtro a banda passante, e per il filtro passa-alto.

I lettori orientati verso la musica, nel senso che ne apprezzano le diverse esecuzioni con opportune caratteristiche ambientali rammenteranno certamente la nota che viene suonata con l'oboe durante l'accordatura degli strumenti di un'orchestra, immediatamente prima che abbia inizio un concerto. Questa nota corrisponde al "LA" centrale, e presenta una frequenza di 440 Hz; si tratta di una frequenza che è stata scelta come frequenza centrale per la progettazione del filtro a banda passante corrispondente appunto alle frequenze centrali, nell'impianto che stiamo per descrivere.

La frequenza di taglio per il filtro passa-basso è stata scelta intorno al valore di 200 Hz, mentre quella del filtro passa-alto è stata scelta al valore di circa 1 kHz.

Basandoci dunque sui presupposti ai quali abbiamo accennato, è stato possibile progettare un filtro completo, costituito da componenti i cui valori vengono precisati nello schema di *figura 4*. Si precisa che alcuni valori dei componenti differiscono dai valori ottenuti per calcolo impiegando le formule citate, e che questa modifica è stata apportata allo scopo di migliorare la separazione tra le diverse gamme di frequenza.

L'ingresso del circuito di filtraggio è stato limitato all'ampiezza di 5 V da picco a picco, impiegando due diodi zener da 5 V, e precisamente ZD1 e ZD2, collegati tra loro in opposizione di fase.

Il potenziometro da 10 k Ω , contrassegnato con la sigla VR1, è stato inoltre aggiunto all'ingresso del circuito di fil-

traggio, per consentire di raggiungere il livello di tensione per il quale si verifica la commutazione della lampada che si desidera sottoporre al controllo. In questo modo, è possibile stabilire l'effetto migliore per diversi livelli di intensità del suono, che variano tra la musica di sottofondo, e la musica di un vero e proprio trattenimento musicale.

Dal momento che gli amplificatori impiegati presentano un guadagno di tensione di valore unitario, la tensione di uscita dei filtri passa-alto e passa-basso non può essere mai maggiore della tensione di ingresso. Allo scopo di ottenere un guadagno di tensione tale da rendere disponibile un'uscita di ampiezza sufficiente per pilotare il circuito di interfaccia anche con basso livello di volume, è però necessario modificare il circuito fondamentale.

In altre parole, è necessario ridurre la proporzione della

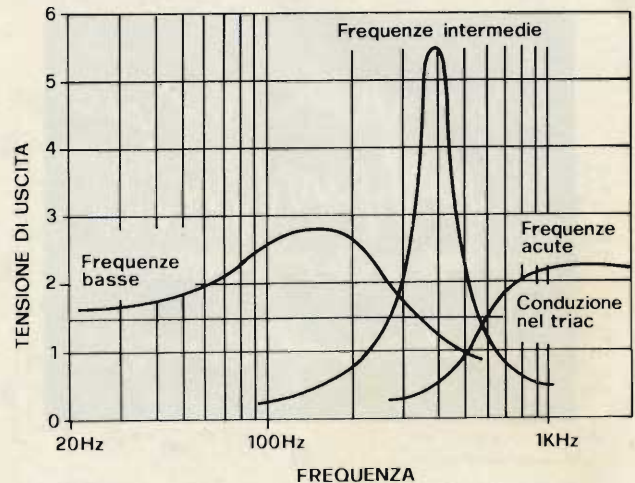


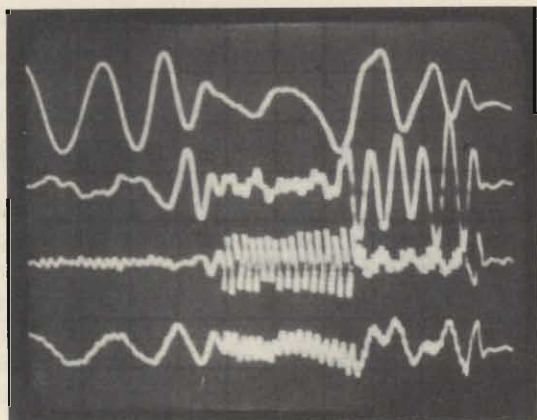
Fig. 5 - Il grafico rappresenta le relazioni che intercorrono tra la tensione di uscita e la frequenza agli effetti del responso del circuito con l'aggiunta dei tre dispositivi di separazione.

tensione di uscita fornita dall'amplificatore, che viene usata come controreazione per i condensatori ed i resistori del filtro, e questo risultato viene ottenuto mediante l'impiego di un partitore di tensione di tipo resistivo, all'uscita dell'amplificatore, nel modo illustrato. Il rapporto tra i resistori che lo costituiscono determina il guadagno del filtro nei confronti della banda passante.

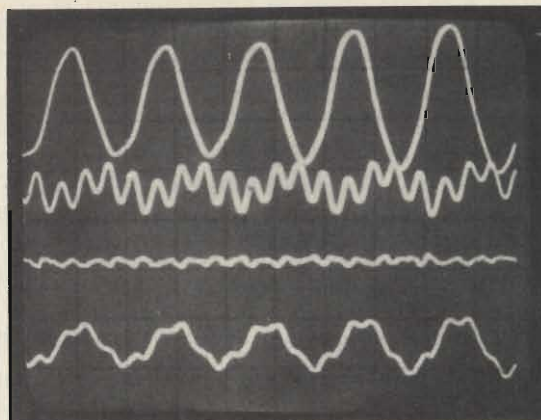
La *figura 5* è un grafico che illustra le variazioni della tensione di uscita, vale a dire il responso da parte dei tre filtri, rispetto alle frequenze, per un segnale di picco di ingresso dell'ampiezza di 0,5 V. I "triac" mettono in funzione le lampade corrispondenti con tensioni di uscita del filtro uguali e maggiori di 1,5 V.

Le riproduzioni oscillografiche comprese tra la *figura 6-a* e la *figura 6-b* mettono in evidenza altrettanti casi specifici: in ciascuno di essi, le quattro tracce sono state rilevate simultaneamente (nel senso che presentano un asse dei tempi in comune). Inoltre, in ciascuno di essi la traccia superiore corrisponde alla tensione che viene prelevata ai capi dell'altoparlante. Le altre tre tracce sono state prelevate alle uscite dei rispettivi filtri.

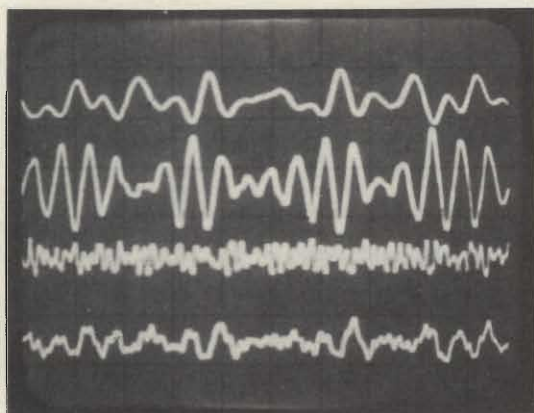
L'oscillogramma di *figura 6-a* è stato rilevato in un istante in cui si verificava una prevalenza nel suono di frequenze acute. Nell'oscillogramma di *figura 6-b* le frequenze centrali costituiscono invece la parte più intensa del segnale, mentre nell'oscillogramma di *figura 6-c* prevalgono le note basse.



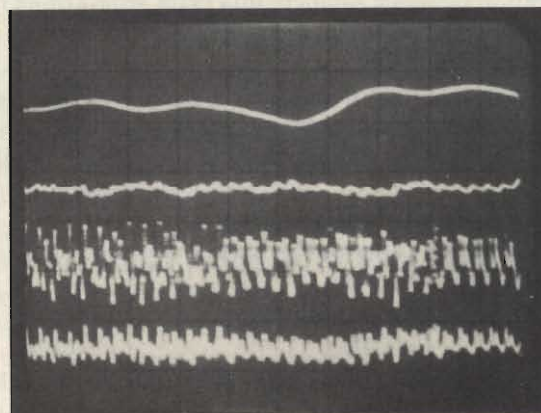
a)



b)



c)



d)

Fig. 6 - Quattro riproduzioni oscillografiche riferite ad altrettante caratteristiche diverse del suono: nelle suddette riproduzioni la traccia superiore rappresenta il segnale prelevato ai capi dell'altoparlante, mentre le tre tracce inferiori sono riferite rispettivamente al contenuto di frequenze acute, intermedie e basse. Si può quindi rilevare che in (a) il suono è prevalentemente a frequenza acuta, in (b) è prevalentemente a frequenza intermedia, in (c) il suono consiste prevalentemente in segnali a frequenza bassa, mentre in (d) il suono è costituito in prevalenza da frequenze intermedie all'inizio, dopo di che è costituito in prevalenza da suoni acuti nella parte centrale, e la traccia termina con un contenuto prevalente a frequenza bassa.

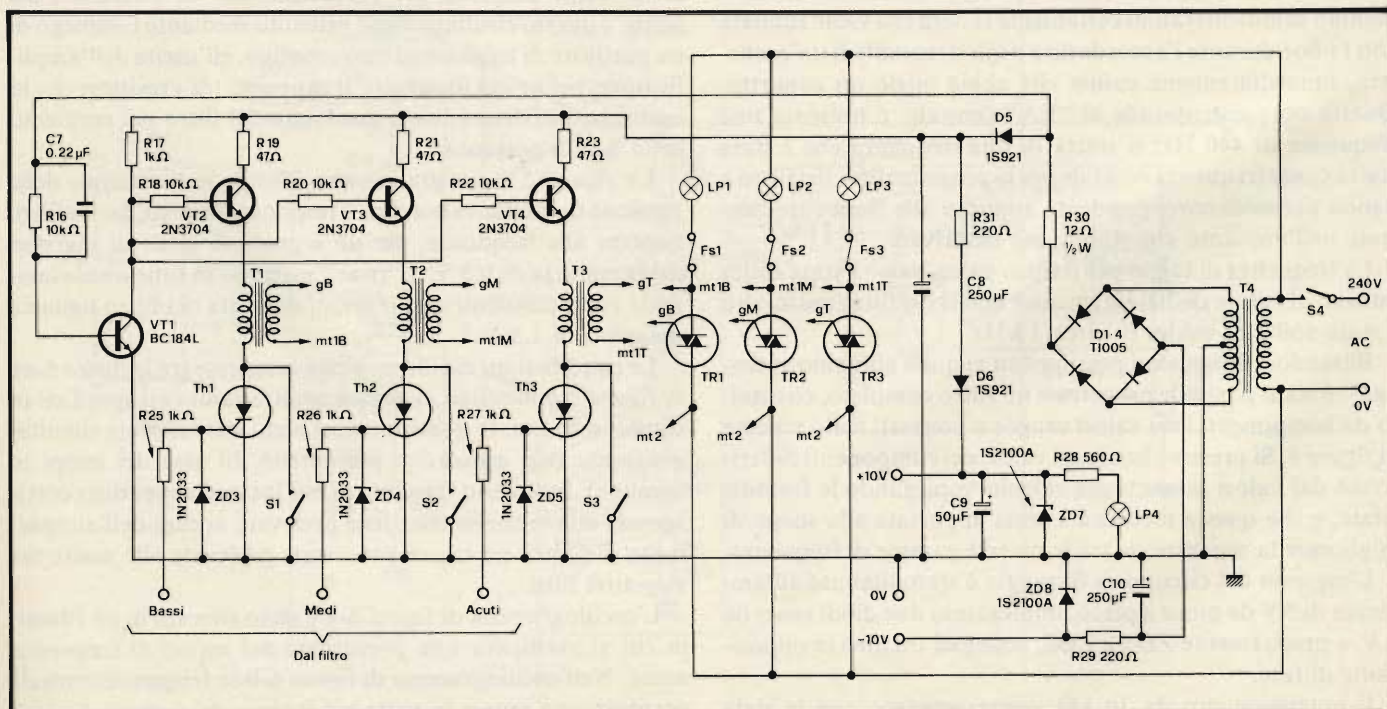


Fig. 7 - Schema elettrico completo dell'unità di controllo per la commutazione a tensione nulla.

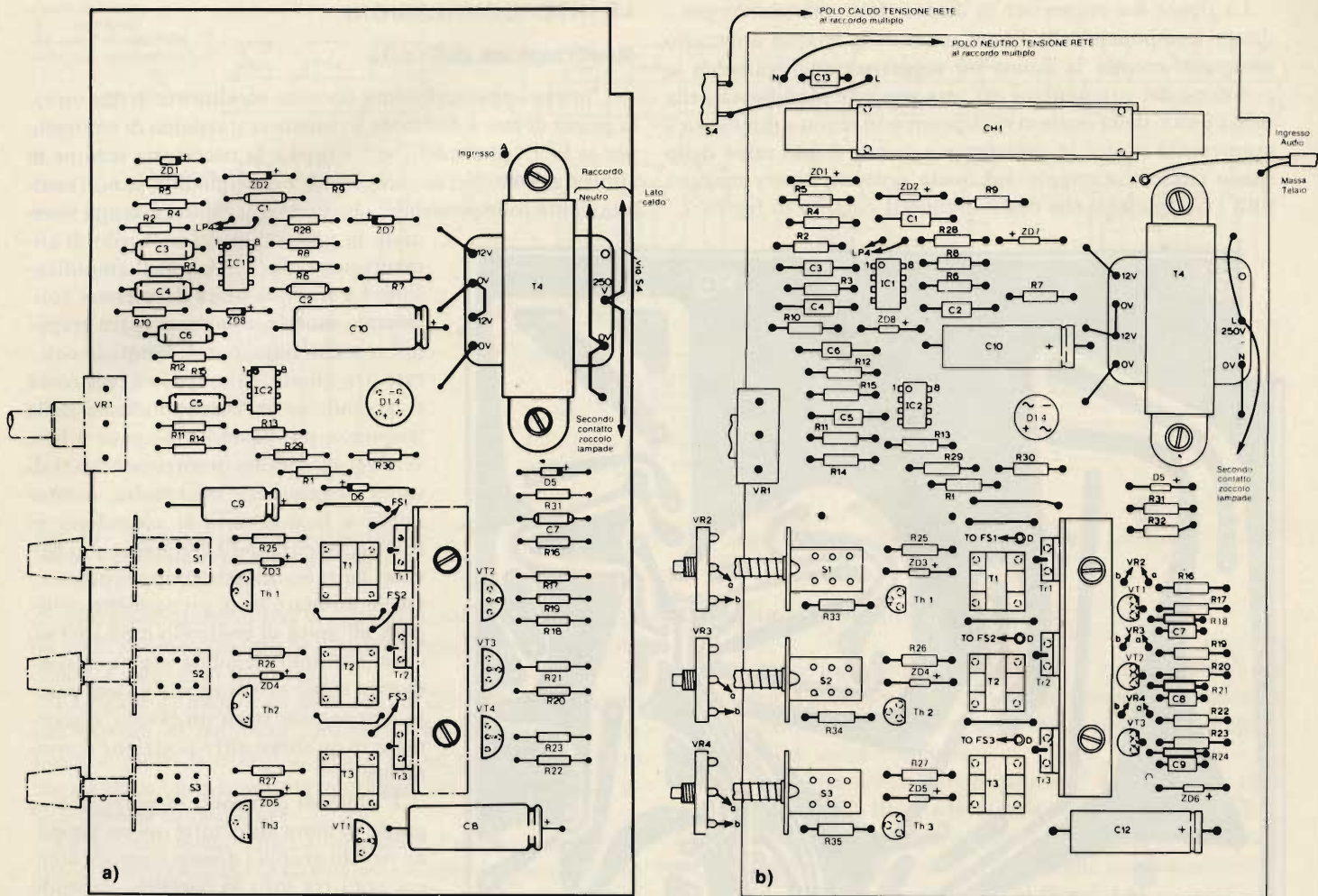


Fig. 8 - Due diverse sistemazioni dei componenti sulla basetta a circuito stampato: in (a) la versione dell'apparecchiatura con l'impiego della sezione a transistori del tipo "zero crossing"; in (b) modifica del circuito per l'aggiunta del sistema di smorzamento automatico, con l'impiego di transistori programmabili a giunzione singola.

Nell'oscillogramma di figura 6-d - infine - si può rilevare una certa combinazione di tutte e tre le gamme di frequenza.

In pratica, le frequenze intermedie predominano all'inizio della traccia, in seguito predominano i toni acuti verso la parte centrale dell'oscillogramma, e, verso la fine, il suono prevalente è a frequenza bassa.

Unità di controllo ed alimentazioni in corrente continua

La figura 7 rappresenta lo schema elettrico del circuito che fa funzionare le luci lampeggianti, a seconda della frequenza dei suoni.

Il commutatore S4 funge da interruttore generale, e consente di applicare o di eliminare la tensione di alimentazione di rete. Quando la tensione alternata di rete viene applicata al primario del trasformatore di alimentazione, il diodo fotoemittente LP4, all'arseniuro di gallio, si accende.

La tensione continua e livellata di alimentazione per i transistori VT1, VT2, VT3 e VT4 viene fornita attraverso un ponte rettificatore a fase singola, costituito dai diodi compresi tra D1 e D4, con l'aggiunta del resistore R30, del diodo D5, e della capacità C8.

Il potenziale di alimentazione di ± 10 V per il circuito di filtraggio viene prelevato dai diodi zener ZD7 e ZD8, ai quali sono abbinati le capacità di filtraggio C9 e C10.

Come si è detto in precedenza, gli impulsi di "zero crossing" vengono resi disponibili sul terminale di collettore del transistor VT1. Questi impulsi portano in conduzione gli stadi VT2, VT3 e VT4 attraverso i relativi resistori di base, R18, R20 ed R22.

Quando una tensione di segnale proveniente dal circuito di filtraggio si presenta ai terminali di ingresso, i tiristori corrispondenti Th1, Th2 oppure Th3 passano in conduzione, permettendo agli impulsi di essere presenti ai rispettivi "gate" dei "triac" Tr1, Tr2 oppure Tr6, determinando in essi la conduzione corrispondente, e la conseguente accensione della lampada controllata.

I trasformatori per impulsi T1, T2 e T3 vengono usati soltanto per ottenere il necessario isolamento elettrico. I diodi zener ZD3, ZD4 e ZD5 limitano le tensioni di "gate" dei tiristori al valore di 3,3 V in senso positivo, e ad un valore inferiore ad 1 V durante i semiperiodi di polarità negativa.

È stata prevista la possibilità di "scavalcare" il sistema di controllo delle luci psichedeliche, chiudendo i commutatori S1, S2 oppure S3, allo scopo di consentire un impiego normale delle lampade. Si noti che i tre "triac" devono essere convenientemente montati su di un dissipatore termico comune, al quale deve naturalmente essere applicata la tensione di rete alternata di 240 V, per esigenze di sicurezza.

La figura 8-a suggerisce la disposizione più idonea per i diversi componenti che fanno parte della basetta a circuito stampato, mentre la figura 8-b suggerisce analogamente la posizione dei componenti per una versione modificata della stessa unità, della quale ci occuperemo in seguito. La figura 9 rappresenta invece in grandezza naturale il lato rame dello stesso circuito stampato sul quale possono essere montati tutti i componenti che costituiscono il circuito di figura 7.

LE INTERCONNESSIONI

Realizzazione dell'unità

L'intera apparecchiatura consiste idealmente in due unità: la prima di esse è destinata a contenere il sistema di controllo per le luci "psichedeliche", i filtri e la necessaria sezione di alimentazione. Nei suoi confronti è consigliabile, se non assolutamente indispensabile, che l'apparecchiatura venga sistemata in prossimità del raccordo di alimentazione da 13 A e dell'amplificatore. La seconda unità deve essere considerata mobile, e consiste in tre gruppi più o meno numerosi di lampade colorate: tra queste, le lampade a luce rossa si accendono in corrispondenza delle frequenze più basse, le lampade a luce verde si accendono in corrispondenza di suoni a frequenza intermedia, mentre quelle a luce azzurra si accendono in corrispondenza delle frequenze più elevate. Tutte le suddette lampade possono essere montate su di un pannello collegato all'unità di controllo mediante un cavo multiplo flessibile a cinque conduttori e può essere appesa ad una parete, appoggiata su di un tavolo, o sistemata in qualsiasi altra posizione conveniente.

L'unità di controllo di potenza è in grado di alimentare tutte queste lampade nei cui gruppi i diversi elementi sono collegati tra loro in parallelo, tenendo presente che ciascun gruppo può consistere in tre lampade colorate da 100 W, per una potenza totale quindi di $3 \times 300 = 900$ W. Inoltre, ciascuna unità luminosa deve essere munita di un blocco di raccordo a sei terminali, per eseguire le necessarie interconnessioni come vedremo più avanti.

La figura 10 illustra la tecnica di collegamento per una singola unità luminosa: il cavo multiplo a cinque conduttori termina con uno spinotto adatto per il collegamento all'unità di controllo. Così collegate - quindi - le tre lampade lampeggiano a seconda della caratteristica di frequenza del suono complesso che costituisce il brano musicale.

Collegamenti per impianto monofonico

La figura 11 illustra la tecnica di installazione di una unità tripla, nella quale ciascun dispositivo viene collegato nel medesimo modo illustrato alla figura 10. In questo caso - tuttavia - il livello luminoso globale aumenta, e si ottiene una certa flessibilità nei confronti del posizionamento delle lampade.

La figura 11 rappresenta la tecnica di installazione di una unità tripla, nella quale ciascun dispositivo viene collegato nel medesimo modo illustrato alla figura 10. In questo caso - tuttavia - il livello luminoso globale aumenta, e si ottiene una certa flessibilità nei confronti del posizionamento delle lampade.



Fig. 9 - Lato rame del circuito stampato che può essere impiegato per entrambe le versioni del dispositivo di cui alla figura 8: la basetta comporta otto fori da 4 mm di diametro (A), tre fori da 1,8 mm (B), 22 fori da 1,3 mm (C) e sedici fori da 0,8 mm (D). Tutti gli altri fori non contrassegnati da lettere devono avere un diametro di 1 mm.

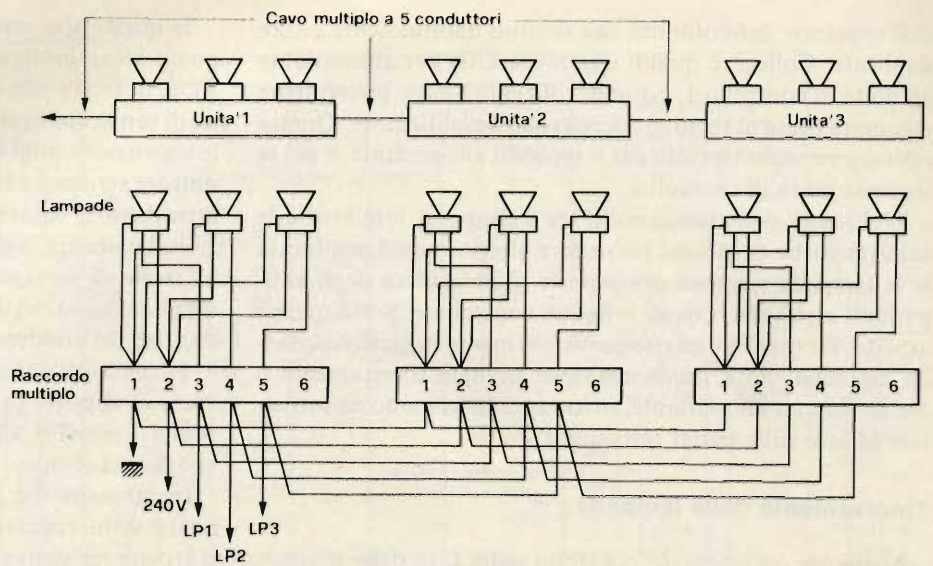
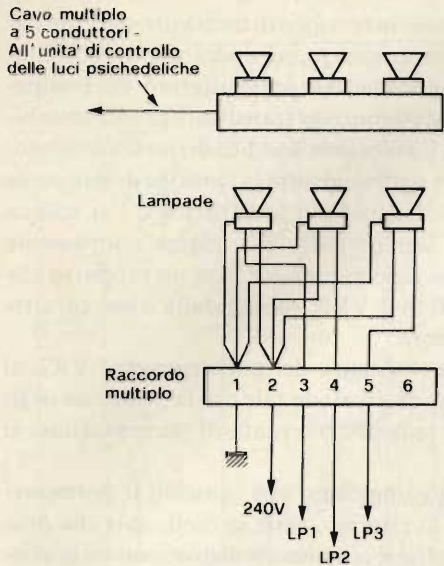


Fig. 10 - Semplice sistema di interconnessione con l'aiuto di un raccordo multiplo.

Fig. 11 - Collegamenti tra tre banchi di lampade, con una sola unità di controllo.

de (con un massimo di 100 W ciascuna), nel senso che ciascuna unità luminosa mantiene il proprio responso nei confronti delle tre gamme di frequenza.

La figura 12 illustra un altro tipo di collegamento, basato sull'impiego di tre unità luminose, che è sostanzialmente simile a quello illustrato in figura 11, ad eccezione del fatto che ciascuna unità luminosa lampeggia nei confronti di un'unica gamma di frequenze.

Le interconnessioni tra l'altoparlante, l'amplificatore e l'unità di controllo sono sostanzialmente semplici: basta infatti usufruire di un raccordo tipo DIN sul cavo proveniente dall'altoparlante, e collegarlo all'unità di controllo.

In seguito, si inserisce il cavo proveniente dall'unità di controllo, a sua volta provvisto di uno spinotto terminale del tipo DIN, nell'apposita presa dell'amplificatore, in modo da ottenere un funzionamento corretto.

Naturalmente, tutti questi collegamenti devono essere eseguiti mentre l'impianto è disattivato. L'amplificatore deve essere collegato attraverso l'unità di controllo ad un altoparlante adatto, prima di essere messo in funzione.

Collegamenti per impianto stereo

La sistemazione dell'impianto di luci "psichedeliche" per un impianto stereo è altrettanto semplice: naturalmente, in questo caso sono necessarie due unità di controllo, ed altrettante serie di unità luminose.

Un cavo a tre conduttori provenienti dal raccordo 13 A viene collegato alla basetta terminale dell'unità di controllo 1. Dal medesimo pannello terminale il secondo cavo multiplo a tre conduttori viene collegato alla seconda unità di controllo, nel modo chiaramente illustrato in figura 13.

Lo svantaggio di questa disposizione è ovvio, in quanto un'unica presa del tipo 13 A viene usata per entrambe le unità di controllo. Se però lo si ritiene necessario, la tensione di alimentazione per l'amplificatore può anch'essa essere prelevata dalla basetta terminale della seconda unità di controllo, come si osserva in figura 13, ottenendo in tal caso una ulteriore semplificazione.

Le interconnessioni tra le unità di controllo, l'amplificatore e gli altoparlanti, sono simili a quelle descritte a proposito

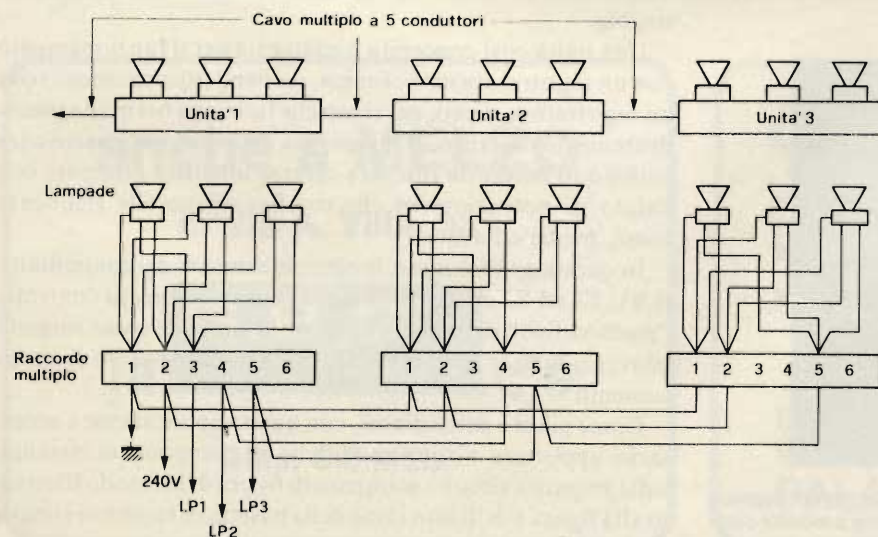


Fig. 12 - Impiego di un unico dispositivo di controllo per la gamma di frequenze, per pilotare tre banchi di lampade.

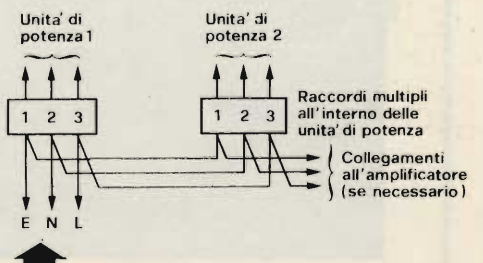


Fig. 13 - Impiego di due unità di controllo e relative connessioni, per il collegamento con un impianto stereofonico.

dell'impianto monofonico, ma devono naturalmente essere duplicate. Collegare quindi una presa DIN per altoparlante all'unità di controllo 1, e quindi collegare il cavo proveniente da questa presa al relativo zoccolo dell'amplificatore. Questa operazione viene ripetuta per il secondo altoparlante, e per la seconda unità di controllo.

L'efficacia dell'associazione tra i lampeggi luminosi e le caratteristiche del suono può essere ulteriormente migliorata se le lampade vengono predisposte in prossimità degli altoparlanti attraverso i quali vengono controllate. Sotto questo aspetto, si ottiene un effetto particolarmente suggestivo quando ciascuna unità luminosa viene installata direttamente o dietro ciascun altoparlante, orientandola in modo da proiettare la luce sulle pareti retrostanti.

Smorzamento delle lampade

Mediante un adeguato controllo della fase delle tensioni che determinano il funzionamento dei "triac" è rapidamente possibile aggiungere un sistema di variazione dell'intensità luminosa.

Uno dei metodi più semplici per ottenere questo risultato consiste nell'impiego di un circuito oscillatore a rilassamento realizzato mediante un transistor programmabile a giunzione singola. In tal caso, le oscillazioni possono essere sincronizzate rispetto alla tensione alternata di rete, impiegando il circuito illustrato alla *figura 14*.

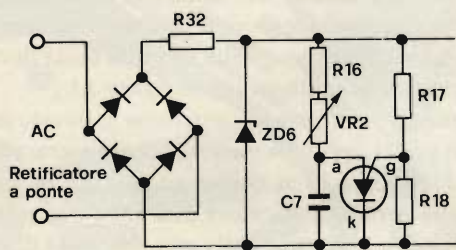


Fig. 14 - Metodo di sincronizzazione sulla tensione alternata di rete di un circuito oscillatore impiegante un transistor programmabile a giunzione singola.

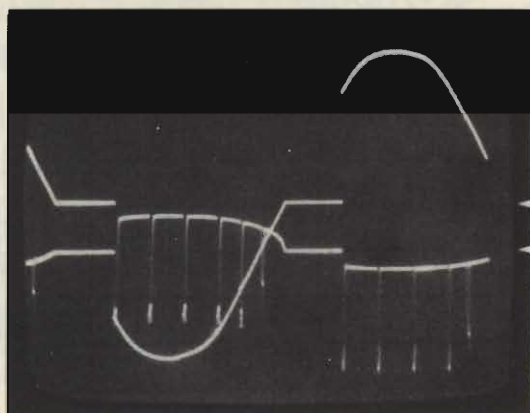


Fig. 15 - Riproduzione oscilloscopica della forma d'onda del segnale mediante il quale si ottiene lo smorzamento della luce prodotta dalle lampade.

In questa applicazione, la tensione di uscita proveniente dal ponte viene limitata in ampiezza ad opera del diodo zener ZD6, in modo tale che soltanto la parte inferiore dei semiperiodi venga applicata al circuito del transistor programmabile a giunzione singola. La tensione anodica di questo semiconduttore si riduce a zero ogni qualvolta la tensione di rete passa attraverso il valore nullo, per cui la capacità C7 si scarica completamente ogni semiperiodo, e si carica nuovamente all'inizio di un semiperiodo successivo, con un rapporto che dipende dai valori di R16 + VR2, nonché dalle stesse caratteristiche del condensatore.

Facendo variare la resistenza del potenziometro VR2, si varia il rapporto di carica, in modo tale che la posizione degli impulsi rispetto alla tensione alternata di alimentazione si sposta nel tempo.

Incidentalmente, aggiungeremo che, quando il potenziometro viene regolato al minimo, ossia in modo tale che presenti una resistenza nulla, il circuito oscillatore con transistor programmabile a giunzione singola può trovarsi in condizioni di "latch on". Questa caratteristica non è svantaggiosa in questa applicazione, tuttavia, in quanto si ottiene un unico impulso che determina la conduzione attraverso il "triac" prima che si verifichi la situazione di "latching", ed inoltre il circuito si riavvera ogni qualvolta la tensione alternata di rete passa attraverso il valore nullo.

La *figura 15* è la riproduzione dell'oscillogramma che raffigura gli impulsi di "gate" applicati al "triac" e la forma d'onda della tensione applicata al carico.

Modifiche del circuito

Per poter aggiungere il sistema di smorzamento automatico dell'intensità luminosa, il circuito di filtraggio illustrato alla *figura 4* col relativo alimentatore, e la sezione di controllo delle lampade di *figura 7* rimangono inalterate. Per contro, le modifiche da apportare al sistema di commutazione della tensione sulla *figura 7* sono chiaramente illustrate nello schema di *figura 16*, e consistono nell'aggiunta del diodo zener ZD6 e del resistore R32, nonché nella sostituzione del circuito a transistori con i circuiti impieganti il transistor a giunzione singola.

Una unità così concepita è adatta sia per il funzionamento con un registratore monofonico, sia per il funzionamento con un registratore stereo, nel senso che funziona nel modo precedentemente descritto. Il lampeggio delle luci può essere controllato in modo da ottenere diverse intensità luminose con l'aiuto di potenziometri che corrispondono alle frequenze basse, medie ed acute.

In questa applicazione, inoltre, la chiusura dei commutatori S1, S2 ed S3 consente di scavalcare il sistema di controllo "psichedelico" delle luci, e di usare le lampade come sorgenti convenzionali di luce, con l'aggiunta del dispositivo di smorzamento.

Come già si è detto dianzi, con questa applicazione è necessario apportare alcune modifiche ai componenti installati sulla basetta a circuito stampato di *figura 9*, nel modo illustrato alla *figura 8-b*. Il lato rame della basetta di supporto rimane comunque invariata.

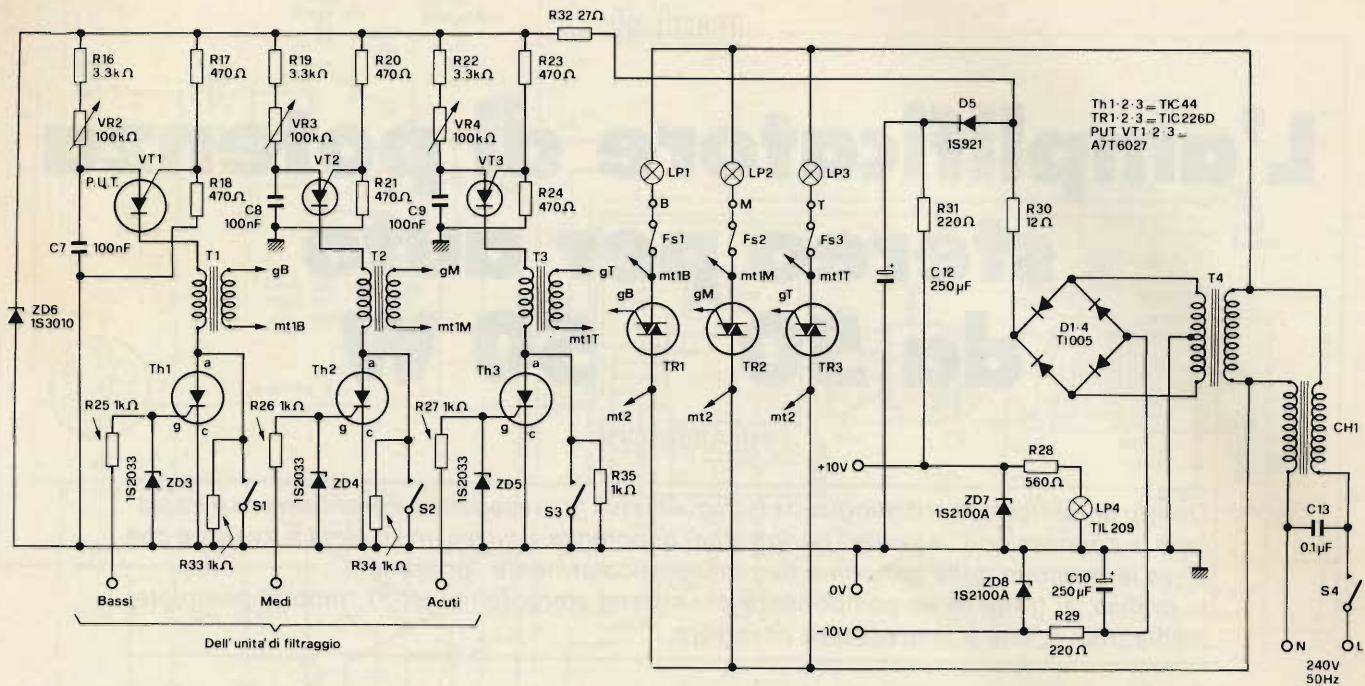


Fig. 16 - Modifica che è possibile apportare allo schema del dispositivo di controllo, per l'aggiunta del sistema di smorzamento della luce prodotta dalle lampade.

Soppressione delle interferenze

Il problema delle interferenze radio provocate dall'aggiunta del controllo di fase può diventare piuttosto rilevante, e di difficile soppressione entro determinati limiti. Infatti, numerosi circuiti e varie apparecchiature, come ad esempio i ricevitori, gli amplificatori ad alta fedeltà, ecc., sono piuttosto sensibili a questi transistori di tensione, ed il risultato che ne deriva è generalmente costituito da scariche piuttosto sgradevoli che vengono riprodotte dagli altoparlanti, e che possono anche essere causa di cattivo funzionamento nei circuiti a semiconduttori.

Ogni qualvolta un "triac" sottoposto al controllo di fase entra in conduzione, con un carico di natura prevalentemente resistiva, come ad esempio una lampada, la corrente che scorre nel carico aumenta in poco meno di alcuni microsecondi

di dal valore nullo al suo valore massimo. Di conseguenza, è effettivamente necessario adottare qualche sistema di soppressione delle interferenze radio, soprattutto se all'impianto viene aggiunto un sistema di smorzamento automatico della luce.

Il filtro di soppressione che può essere usato in questo impianto è molto semplice, economico ed assai efficace. Esso si presta per un carico totale fino a 900 W, e consiste nell'impedenza di filtro CH1, avvolta con la tecnica bifilare su nucleo in ferrite, con l'aggiunta della capacità C13, del valore di 0,1 μ F, secondo la disposizione illustrata alla figura 16.

Le correnti in gioco, normalmente simmetriche, producono campi magnetici che sono auto-neutralizzanti. Tuttavia, le correnti asimmetriche dovute alle interferenze radio risultano con questa aggiunta notevolmente attenuate.

anche a MELZO

In Via A. Villa, 33

la **G.B.C.** italiana c'è

Ditta: C.E.MEL.

è nato un nuovo
punto di vendita

G.B.C.
italiana

Ditta: UBEZIO RINALDO & C. s.n.c.
Via Brescia
PALAZZOLO SULL'OGGIO

L'amplificatore di potenza stereo per auto da 50 + 50 W

di Attilio Orsi

Questo amplificatore si distingue da tutti quelli visti in precedenza, perchè invece d'impiegare la connessione "a ponte" per gli stadi di potenza, utilizza un sistema survoltore che eleva la tensione della batteria e degli IC particolarmente "potenti". In pratica, si tratta di un componente per sistemi stereofonici HI-FI "mobili" completamente nuovo, che è interessante osservare.

Come abbiamo visto nei precedenti articoli di questa serie, la potenza *minima* necessaria per poter qualificare "HI-FI" un sistema di riproduzione audio "mobile", per autovetture, è 20 + 20 W.

Abbiamo già detto che in tal senso, o analogo, si esprimono le norme "DIN" (germaniche), "JES" (standard per le industrie giapponesi), ed americane (IHF, American Institute for the High Fidelity), più altre forse meno "classiche" ma pur reputate.

Ora, con una tensione fissa di 12 V erogata dalla batteria del mezzo mobile, come abbiamo detto, non è certo facile ricavare le potenze di 30 + 30 W che in pratica risultano essere quelle più adeguate, o di 50 + 50 W che costituiscono l'eccellenza, specie per autovetture spaziose.

Sino a 30 + 30 W, si può aggirare il problema della minima "VB" collegando a *ponte* gli stadi di potenza di ciascun canale; in tal modo, è possibile, in pratica, quadruplicare la tensione di picco sul carico, e, mettiamo, con due IC da 8W l'uno, o pressapoco, appunto alimentati a 12V, si può ottenere il valore di picco di 30-32W sul diffusore.

Se però è necessario salire ancora, come "Wo" o potenza d'uscita, allo stato attuale della tecnica, è difficile procedere con l'ingegnosa tecnica del ponte, ed è necessario ricorrere ad altre circuiterie. Il sistema alternativo principe, è quello dell'aumento della tensione c.c. fornita dalla batteria, ottenuto tramite un convertitore c.c.-c.c., in altre parole alimentato in c.c. ed erogante c.c. ben filtrata.

Tale sistema, è adottato nell'amplificatore di potenza GBC-Bandridge "KC/5420-00" che forma l'oggetto della nostra esposizione. Il "KC/5420-00" pur essendo previsto per completare un impianto HI-FI per autovetture molto ambizioso e sofisticato, quello che si vede "a blocchi" nella *figura 1*, può essere anche preso come elemento a sè, in pratica un "power" puro, privo di controlli, eventualmente abbinabili al preampli "KC/5415-00" che abbiamo visto lo scorso mese, o da connettere ad una sorgente di programma, come può essere un autoradio o un lettore di nastri, impiegando per i

controlli i sistemi di regolazione presenti nel complesso pilota.

Il "KC/5420-00" è un *buon* amplificatore di potenza; ed ha le caratteristiche indicate in *tabella 1*.

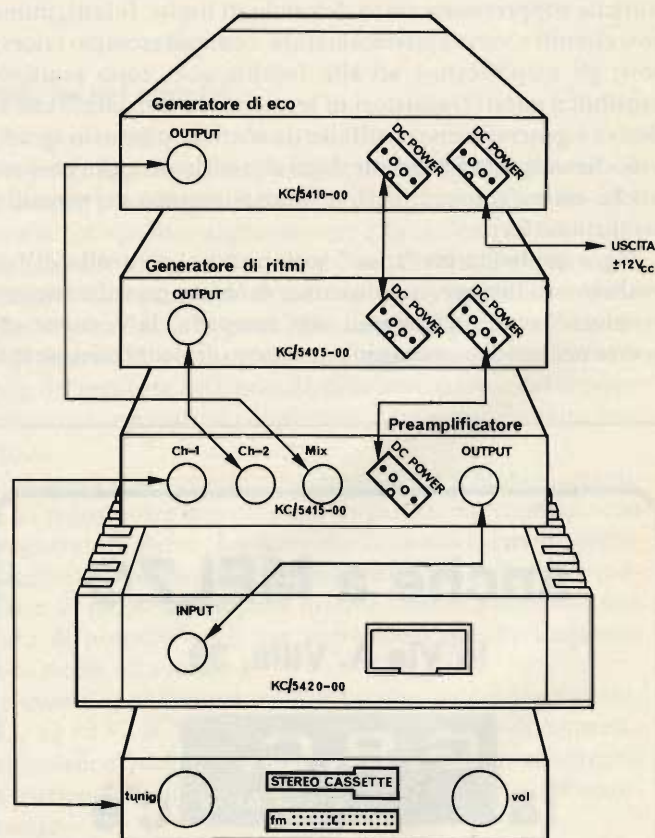


Fig. 1 - Complesso HI-FI molto sofisticato e completo realizzabile con l'impiego nel finale del "Booster" "KC/5420-00". L'amplificatore di potenza, che si scorge in alto, può essere utilizzato in tutti gli altri impianti nei quali si richieda una potenza molto forte, eventualmente con l'impiego del preamplificatore "KC/5415-00".

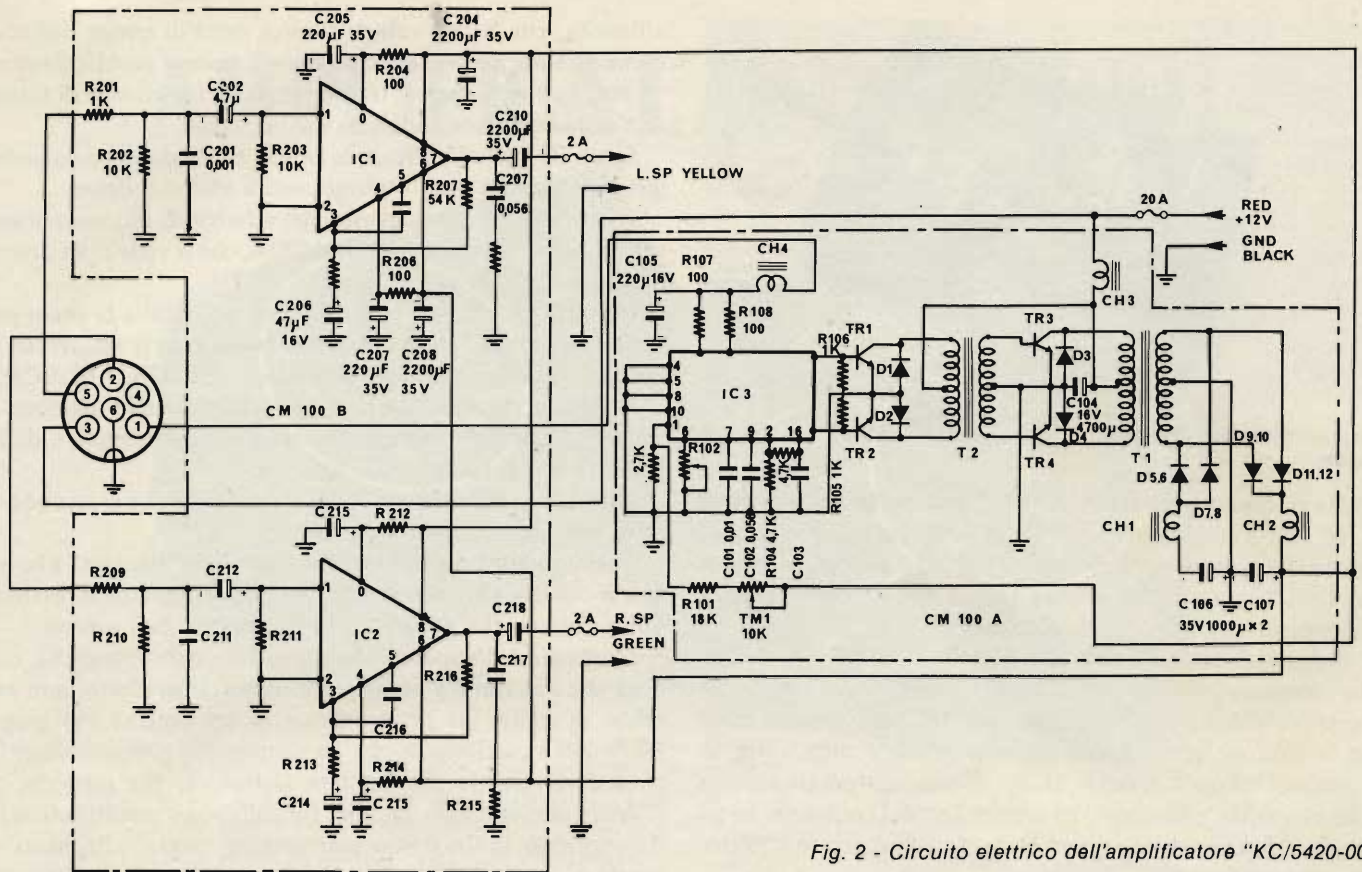


Fig. 2 - Circuito elettrico dell'amplificatore "KC/5420-00.

L'interessante circuito elettrico dell'amplificatore appare nella figura 2.

Il "blocco" operativo che si scorge sulla destra, è appunto il survoltore. L'IC3, svolge tre funzioni; oscilla a frequenza relativamente bassa, tramite il valore impostato dal trimmer R 102, amplifica il segnale generato, e lo fornisce in controfase all'uscita. Vi è una quarta funzione regolatrice della quale diremo tra poco. Il segnale audio, giunge al push-pull pilota formato da TR1 e TR2; il carico di questo è formato dal primario del T2. Al secondario del trasformatore detto, il segnale alimenta le basi dei TR3 e TR4 (i diodi D1, D2, D3, D4 servono ad evitare che eventuali punte di tensione possano "forare" le giunzioni dei transistori). I transistori ultimi detti formano un secondo push-pull, stavolta dall'ampia potenza, che ha come carico il primario del T1. In pratica tutto il complesso visto può essere considerato come una sorta di oscillatore seguito da un amplificatore dalla potenza elevata, a banda stretta per il rendimento più pronunciato.

Al secondario del T1, si ha un rettificatore a doppia semionda (D5-6, D7-8, D9-D10, D11-12), dopo i filtri CH1 - CH2, C106 - C107, alimenta i circuiti integrati con la tensione "rialzata".

È da notare che qualunque sistema come quello visto, è incline a produrre delle notevoli, vaste, importanti armoniche. Poichè l'amplificatore di potenza, come si vede nella figura 1, sarà alimentato in parallelo ad altri componenti del sistema (nè sarebbe possibile il contrario!) tali armoniche potrebbero ricircolare nella linea di alimentazione andando ad influire sul preamplificatore che lavora con dei segnali relativamente deboli, o con il generatore di eco, introducendo un sibilo persistente acutissimo, inaccettabile.

TABELLA 1 - PRINCIPALI DATI TECNICI

Potenza d'uscita: 50 + 50 W

Distorsione (THD): 0,3%.

Impedenza d'ingresso: 50.000 Ω .

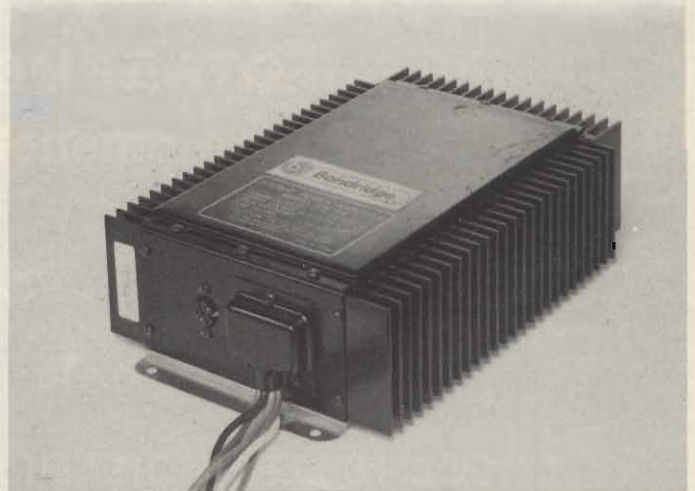
Livello d'ingresso per la massima potenza: 0,5V ad 1 kHz.

Banda passante: 25 - 20.000 Hz.

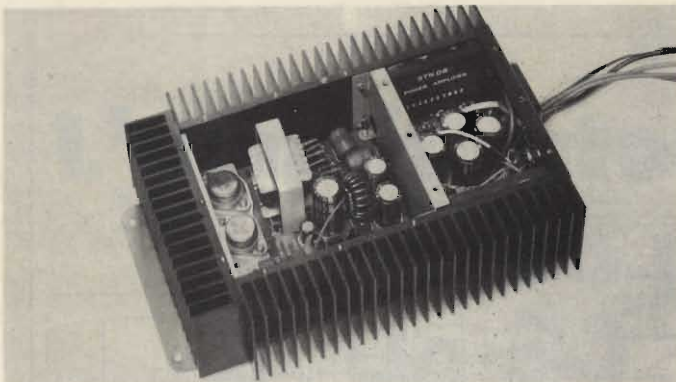
Impedenza dei carichi applicabili: 4 - 8 Ω (la potenza di 50 + 50 W si ottiene su 4 Ω).

Alimentazione: 11 - 14 Vc.c., negativo a massa, assorbimento 20 A (alla massima potenza).

Dimensioni: 165 x 67 x 232 mm



Vista dell'amplificatore di potenza stereo per auto da 50+50W.



Vista interna, dell'amplificatore Bandridge KC/5420-00 in vendita presso le sedi G.B.C.

Per evitare che ciò avvenga, si prevede l'impedenza di filtro CH3, con il condensatore C104 per lo stadio finale, e l'impedenza CH4, con il condensatore C105 per il gruppo oscillatore. Così "silenzioso" il sistema lavora "pulitamente", senza rappresentare una fonte di disturbi.

È da notare anche la rete "TM1 - R101 - R101b". Questa, va dal terminale 1 dell'IC oscillatore (IC3) al positivo generale, e serve per stabilizzare il funzionamento di tutto il complesso. Se la tensione si eleva, per cause termiche o altre varie, la "controreazione" diretta all'IC riduce automaticamente l'ampiezza del pilotaggio, ed il contrario nel contrario. In tal modo, il funzionamento resta costante, ed è regolato a "Velocità elettronica".

Il "TM1" serve per i piccoli aggiustamenti.

Ora, visto l'alimentatore, osserviamo i finali di potenza.

Questi sono completamente integrati, impiegano IC1 ed IC2 (modello "STK 082"). Ciascun IC è in grado di fornire 50W, ed in un certo senso, alla lontana, rassomiglia a certi moduli "ILP" che i lettori ben conoscono. La rassomiglianza, comunque, si limita a dei dati funzionali, perchè, come si vede nel circuito, gl'IC detti prevedono una notevole circuiteria "esterna".

Ciò si deve alla loro natura, prevalentemente monolitica.

Gl'ingressi sono ai terminali 5 e 2 della presa "DIN" che si scorge sulla sinistra del circuito.

Dai "pin" detti, i segnali ripartiti da R201 - R202 per un canale, e da R209 - R210 per l'altro, dopo i condensatori di filtro C201 e C211, tramite gli elettrolitici C202 e C212 giungono ai terminali d'ingresso degli integrati di potenza (1). Le resistenze R203 ed R211 chiudono a massa le entrate.

Dal punto di vista dell'alimentazione, le cellule R104-C205 ed R212-C215 servono come elementi di bypass-disaccoppiamento. C204 è il filtro secondario "serbatoio".

I piccoli condensatori C205 e C216 delimitano la banda passante verso "l'alto", per quei segnali già ultrasonici che non servono. I sistemi di controreazione R205 - C206, ed R213 - C214, con le R207 - R214, stabiliscono il comportamento generale ed il punto di lavoro degli stadi.

C209 con R208, e C217 con R215 formano delle serie di Zobel, che aggiustano la stabilità con i carichi più vari (altoparlanti semplici, a più vie, muniti di crossover e simili...)

I segnali audio, sono portati ai diffusori tramite i condensatori di disaccoppiamento C210 e C218, nonchè i fusibili da 2A. Questi ultimi, servono, nel deprecabile caso che uno degli IC entri in fuoriuscio, ed in tal modo la tensione c.c. presente

all'uscita, che ha un valore di circa metà di quella rialzata, come dire circa 15V, sia applicata alle bobine mobili, direttamente, oppure a queste tramite le varie impedenze di filtro, con la conseguente bruciatura.

Se un IC "salta", il fusibile brucia e la concatenazione dei guasti termina a questo punto, senza ulteriori danni.

Se avviene un serio guasto nel sistema di alimentazione, s'interrompe invece il fusibile da 20A, che si vede sulla destra dello schermo, in alto.

L'amplificatore può essere alimentato tramite la presa generale, terminali 1 (positivo) e 6 (negativo) o attraverso il cordone bipolare rosso-nero (RED + 12V/GND BLACK).

Le uscite per i diffusori sono i cavetti giallo-marrone e verde-blu che provengono direttamente dai fusibili, e dalla fasatura che si scorge nella figura 1.

Tali cavetti fuoriescono dalla morsettiera che si scorge nel retro dell'apparecchio, a destra.

Così abbiamo visto l'intero circuito del "booster" che ha una indubbia eleganza strutturale, senza nulla di superfluo, nulla che manchi, ed una linea di pensiero ben precisa.

L'aspetto dell'apparecchio è mostrato dalle fotografie, e si nota che l'alettatura periferica è importante. Certo, non sarebbe possibile far diversamente in un assieme che eroga 100W nel complesso, e che ha dimensioni eccezionalmente contenute! Già la pronunciata alettatura, per quel che si riferisce al montaggio, la "dice lunga"; non è possibile fissare il complesso in un punto scarsamente areato, altrimenti si avrebbe la continua funzione del circuito che evita il surriscaldamento, con un ascolto "balbettante", interrotto per dei periodi lunghi e comunque del tutto inaccettabile.

Poichè le flange di fissaggio fanno corpo unico con il contenitore del complesso, è bene prevedere il bloccaggio su di una paratia "fredda" o altra struttura analoga dell'automobile. Tali lamiere servono bene quali dissipatori ausiliari.

In questo caso, per esempio, il montaggio "sotto ad una poltroncina" sul pianale della carrozzeria, è del tutto giustificato, e volendo facilitare le connessioni, in quelle vetture che hanno il cruscotto metallico, superando le difficoltà meccaniche, può convenire il blocco sulle superfici interne, Con una doppia utilità; non sottoporre all'attenzione dei ladri l'apparecchio, e disporre di una lamiera radiante dalle ampie dimensioni, aggiuntiva.

In tema di connessioni, è logico che considerate le potenze in gioco, e le relative correnti, in base allo schermo di figura 1, si devono effettuare delle terminazioni *molto* robuste. Il cavetto nero di massa, per esempio, deve giungere ad un bullone di massa che garantisce il contatto più che buono; tramite una eventuale forcilla-capocorda saldata e ben bloccata tramite rondelle "grower". Anche il capo positivo deve essere di preferenza saldato nel punto che più conviene dell'impianto elettrico; per esempio il terminale "freddo" della chiavetta d'accensione, o la scatola principale dei fusibili, o quel che serve.

Per quel che attiene agli altoparlanti, la figura 1 mostra la fase opportuna (connessioni "+" e "-") che deve essere assolutamente rispettata.

Naturalmente, se tutte le connessioni sono ben fatte, questo "power" funzionerà immediatamente; in linea di massima *non* si devono ritoccare i trimmers interni, che sono calibrati di fabbrica per l'ottenimento delle prestazioni elencate.

AMPLIFICA L'AUTORADIO! 30 W!



Custodia con altoparlanti
amplificati a 2 vie.

Collegabile a qualsiasi autoradio • Aumenta la potenza
sino a 30W • Incorpora due altoparlanti: 1 woofer
Ø102 mm e 1 midrange Ø57mm • Impedenza 4Ω •
Dimensioni della custodia: 178x108x104mm

KA/1720-00 L. 58.000 (IVA compresa) la coppia



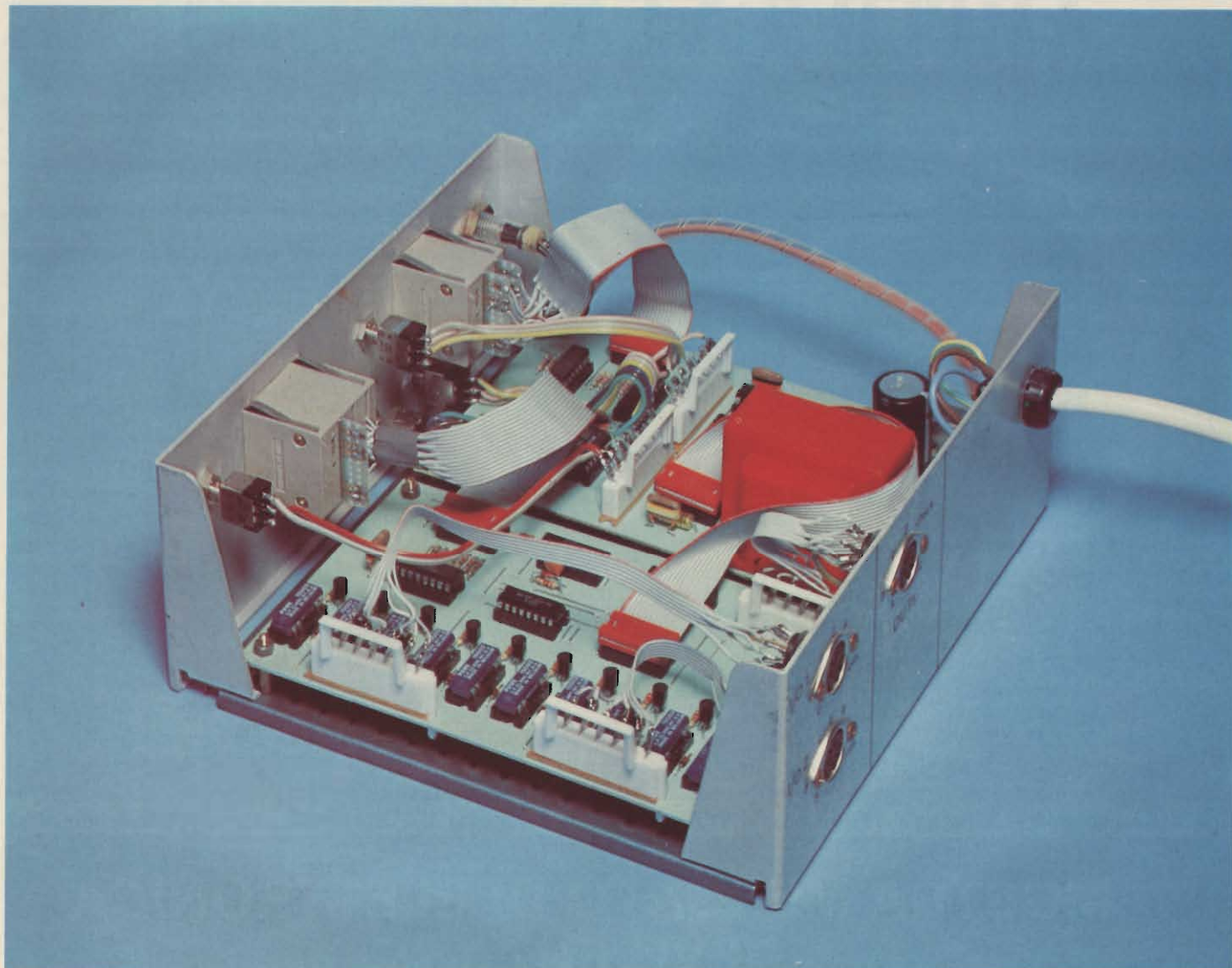
7^a MOSTRA MERCATO DI ELETTRONICA DI VICENZA

La manifestazione si terrà
nella sede di Piazza Marconi in

CASTELGOMBERTO
nei giorni 5/6 Settembre 1981

Per la prima volta ci sarà il concorso di autocostruzione.
I progetti, di qualsiasi tipo di elettronica, verranno premiati
con ricchi premi.

PER PRENOTAZIONI E INFORMAZIONI TEL. 0445/90132



Multiplexer “General Purposes”

di Renato Fantinato

Certe volte sorgono necessità particolari che abbisognano di una attrezzatura non certo sofisticata, ma abbastanza strana, da guadagnare il titolo di “dedicata”. In questi casi, lo sperimentatore hobbista pende fra la necessità di costruirsi “l’automatismo” che gli serve, ed il sospetto che, forse non vale la pena impiegare tempo e denaro per una sola occasione, anche se importante. Spesso, l’hobbista finisce con l’accontentarsi di un “cosa” provvisorio, precario, come tutti i compromessi. Così non viene soddisfatto nè il lato temponeomia nè il lato servizio-affidabilità del dilemma.

Tempo fa ho dovuto affrontare la stessa situazione. L’automatismo che mi serviva, era un commutatore automatico con

almeno 5 ingressi, 1 uscita, ed almeno un po’ “di tempi”, per la base tempi del multiplexer stesso. La sezione canali, del commutatore, doveva essere giocoforza del tipo relè, date le tensioni in gioco relativamente alte per poterle considerare come segnali tradizionali, di tipo elettronico, e poter quindi usare i comuni integrati a tecnologia CMOS.

Inoltre, l’impiego, per quanto fosse un’occasione unica, doveva essere garantito per la durata ininterrotta di almeno un mese.

Affidabilità non certo eccezionale, ma senz’altro superiore a quella offerta da un accrocchio filato e svolazzante. Così, per superare l’incertezza, decisi di costruirmi un commutato-

re automatico così sicuro, così versatile, così autosufficiente, da credere che in futuro si sarebbe sicuramente guadagnato da vivere, da solo.

Questo ha consentito di aumentare il numero dei canali disponibili, e, allo stesso tempo, poter variare a secondo della necessità il numero dei canali stessi. Inoltre avere la possibilità di una scansione delle uscite, con tempi precisi e selezionabili, in una gamma abbastanza ampia; aver la possibilità di vedere sempre quale canale è selezionato ed, infine, poter praticare manualmente, quando occorre, la scansione degli ingressi canale per canale.

Ne è così uscito un **MULTIPLEXER "GENERAL PURPOSES"** con le seguenti caratteristiche: 10 canali commutati in sequenza dal n° 9° massimo al n° 0 minimo, un canale alla volta. Digit a sette segmenti per la visualizzazione immediata del canale selezionato. Selettore del numero massimo dei canali formanti il commutatore, con un massimo ovvio di 10 (il 9) ed un minimo forse inusuale, di 1 canale (lo 0).

Disponibilità in uscita di un "Bus" che informa un eventuale altro aggancio del canale selezionato, e del clock dello stesso. (Uscita logica 0 = 0V, 1 = 12V). Clock di commutazione dei canali; automatico ad impostazione della base tempi, o manuale. Base tempi variabile da 1 secondo come minimo, a 99 secondi con incremento di 1 secondo; oppure da 1 minuto a 99 minuti come massimo, con incremento di 1 minuto, per scatto. Inoltre, il canale selezionato può essere aperto (o inibito), in modo manuale oppure automatico. Infatti, ogni commutazione da un canale all'altro è separata dal 20% del tempo della base tempi; $\pm 10\%$ a cavallo del fronte del clock che provoca la commutazione. Tempo in cui tutti i canali, sono aperti.

Il motivo principale di questo artificio, è di evitare un collegamento diretto attraverso l'uscita comune, delle entrate dei due canali interessati alla commutazione. Quello appena aperto, con quello appena chiuso. Corto circuito che può avvenire per tempi brevissimi; quelli di rimbalzo in apertura del relè reed, ma che in alcuni casi può provocare danni

notevoli. Il secondo motivo; per garantire una separazione "grafica" sul diagramma che può essere ottenuto, leggendo l'uscita unica del multiplexer. Infatti, il valore percentuale dell'intervallo sul tempo totale del periodo, permette l'adeguamento automatico della separazione tra le uscite corrispondenti ai vari canali, al variare della base tempi; ed una leggibilità costante del grafico stesso.

Descritte sommariamente le specifiche, dell'ormai nostro nuovo compagno di lavoro, passiamo alla schematizzazione a blocchi, dei circuiti che lo compongono. La *figura 1* evidenzia la parte base tempi che genera il clock interno; il clock manuale e la generazione della inibizione automatica delle uscite. Notate che la frequenza fondamentale utilizzata per la base tempi, è la frequenza di rete.

La rete, è un generatore "campione" che possiamo utilizzare gratuitamente; molto preciso, quando la sua stabilità in frequenza è mediata per un periodo di tempo sufficientemente lungo. Proprio ciò che accade quando viene utilizzato come clock per i comuni orologi o, come nel nostro caso, pseudo-orologi. La *figura 2*, evidenzia invece, la parte della commutazione vera e propria del multiplexer. Formata dal contatore che attua la scansione, ed allo stesso tempo seleziona il numero massimo dei canali da commutare. Dal circuito che visualizza il numero del canale selezionato e dal circuito che attua la commutazione finale, in sequenza, dei relé collegati tra gli ingressi e l'uscita.

Credo che nessun discorso, possa dare un'idea più chiara e dettagliata del sistema dell'intera realizzazione, di queste due figure.

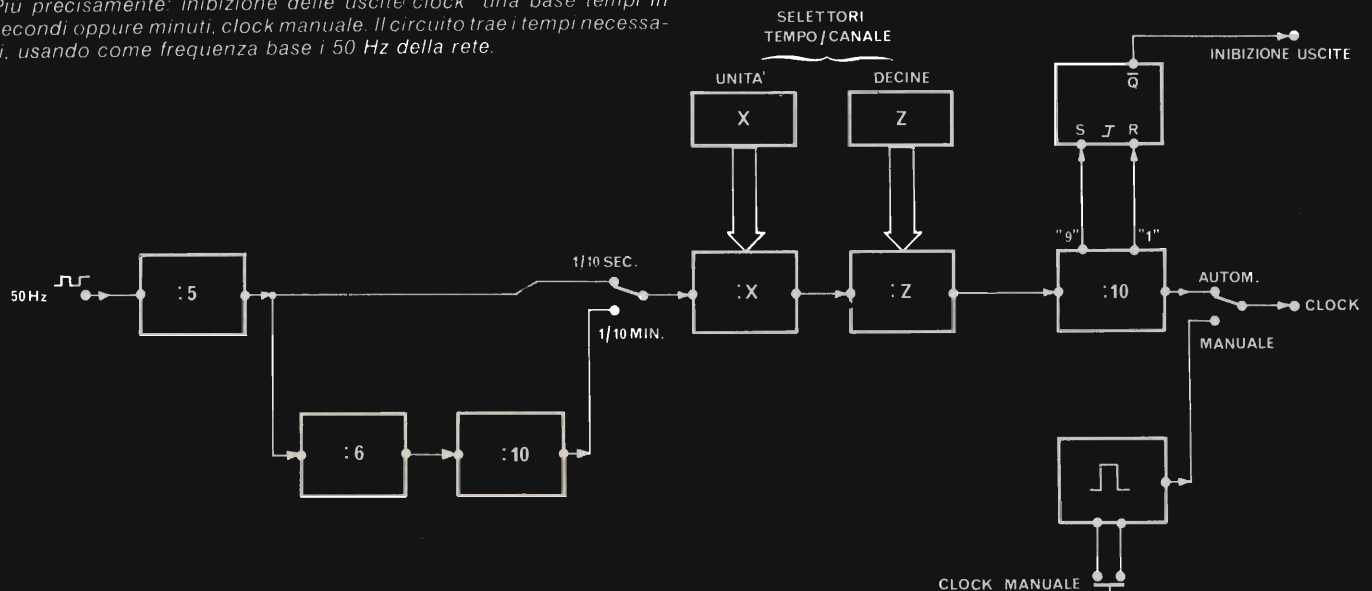
Accettata l'evidenza, passiamo allora ai circuiti elettronici, iniziando dal solito alimentatore, raffigurato in *figura 3*.

Alimentatore che dà una sola tensione stabilizzata di 12 V, ottenuta con il solito integrato regolatore di tensione, a tre terminali.

Uno schema classico che dà ottimi risultati.

Il circuito di raddrizzamento invece, è realizzato con l'avvolgimento doppio, a presa centrale, al fine di poter utilizzare

Fig. 1 - Schema a blocchi della sezione del circuito che genera i tre segnali necessari alla seconda scheda: del multiplexer vero e proprio. Più precisamente: inibizione delle uscite; clock; una base tempi in secondi oppure minuti. clock manuale. Il circuito trae i tempi necessari, usando come frequenza base i 50 Hz della rete.



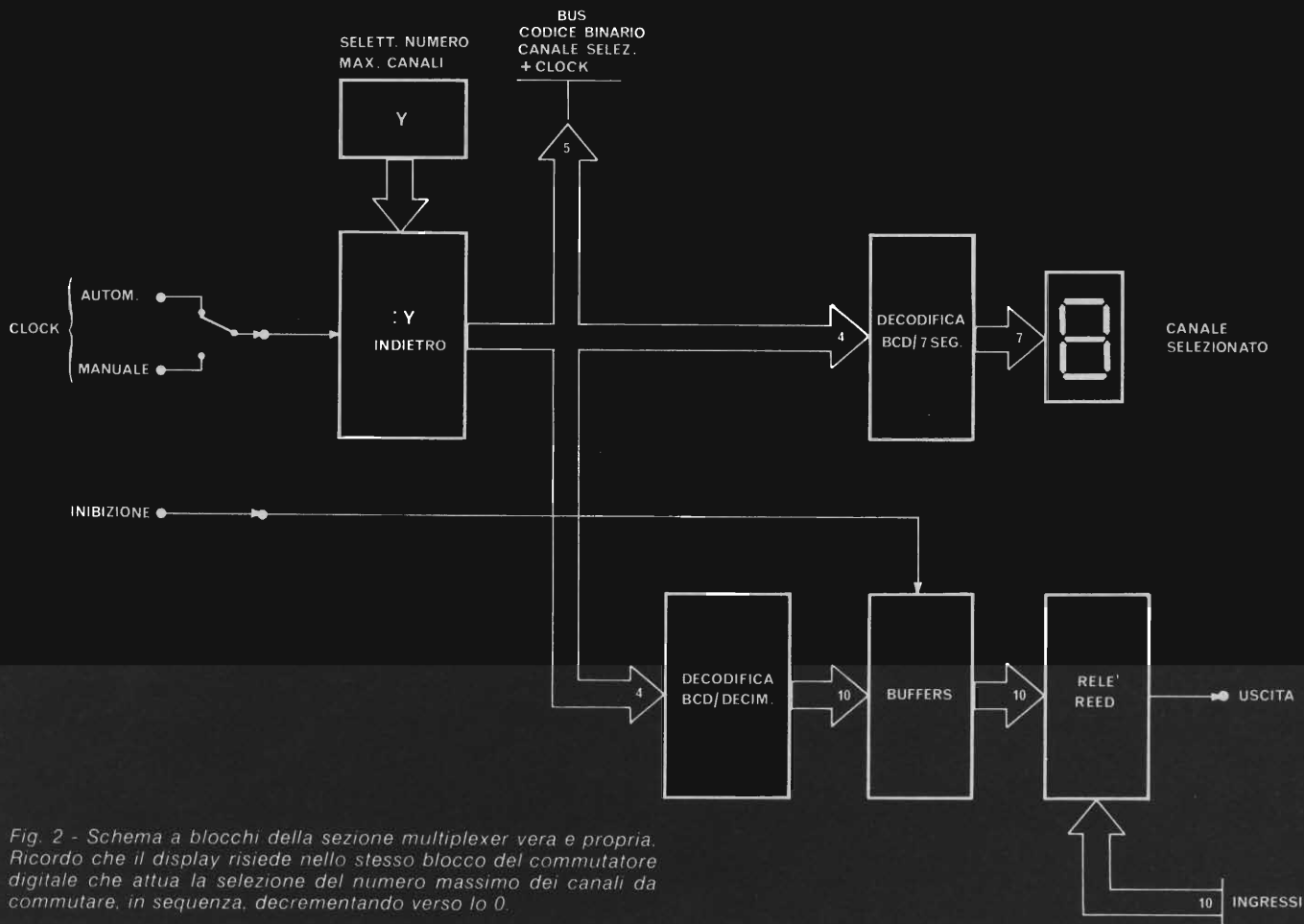


Fig. 2 - Schema a blocchi della sezione multiplexer vera e propria. Ricordo che il display risiede nello stesso blocco del commutatore digitale che attua la selezione del numero massimo dei canali da commutare, in sequenza, decrementando verso lo 0.

l'onda a 50 Hz, non raddrizzata, presente sul secondario del trasformatore.

Tensione alternata che permette la sicura generazione di un'onda quadra a 50 Hz; utilizza poi nella sezione base tempi. L'alimentatore, con il formatore dell'onda quadra di riferimento, sono situati sulla stessa basetta dell'intera funzione schematizzata in figura 1, al fine d'aver una scheda compatta ed usabile anche in modo indipendente. Lo schema elettrico del circuito elettronico della base tempi, è raffigurato in figura 4. Data l'impossibilità di dettagliare in questo articolo il

funzionamento del circuito, che altrimenti diventerebbe troppo "barboso" per voi; richiamo velocemente le varie funzioni riferendole alla figura 1 e rimandandovi per la "teoria", a precedenti articoli, miei o non, sull'argomento. ID4 realizza il divisore per 5; ID5 realizza il divisore per 6; ID6 realizza il divisore per 10. ID7 + ID8 realizzano la sezione di preselezione del tempo della base tempi, impostato con due commutatori digitali tipo Contraves. Il funzionamento di questo tipo di circuito, è stato sufficientemente descritto in un mio precedente articolo pubblicato sul n° 7/8 - 1980 di SELEZIONE, al

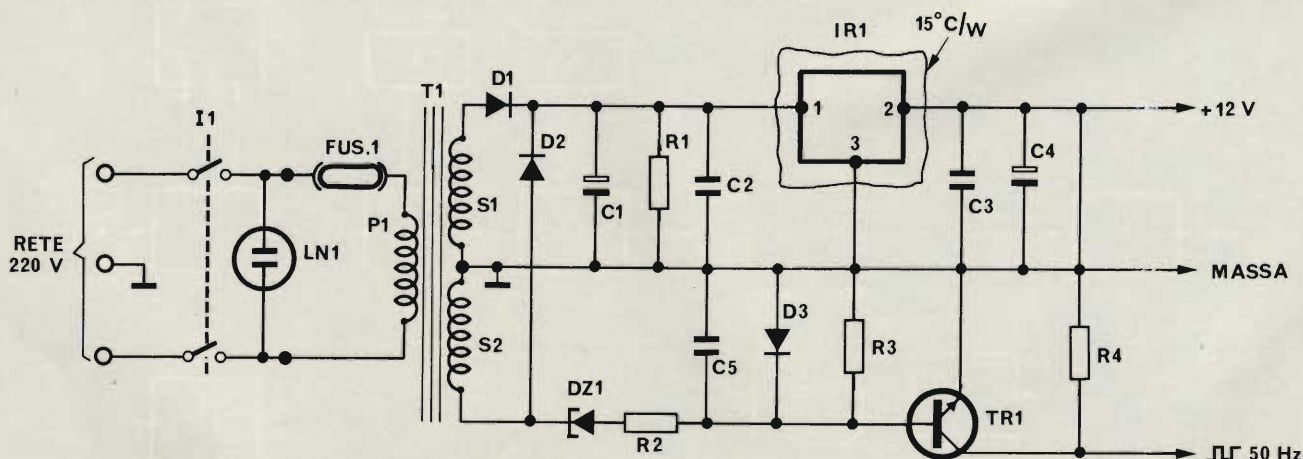


Fig. 3 - Schema del circuito elettrico della sezione di alimentazione dell'intero multiplexer e della parte formatrice della frequenza di 50 Hz usata come frequenza origine per la base tempi.

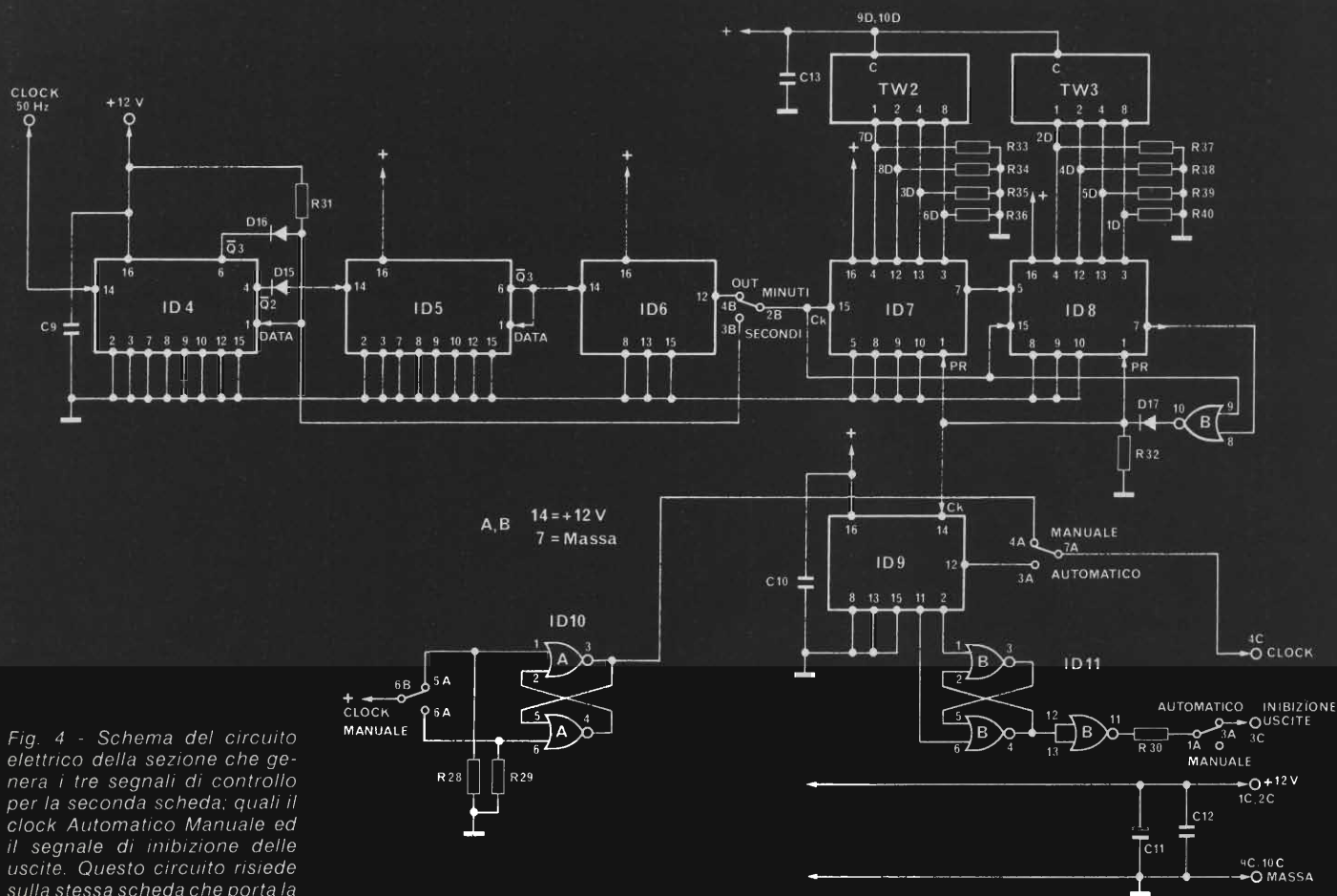


Fig. 4 - Schema del circuito elettrico della sezione che genera i tre segnali di controllo per la seconda scheda: quali il clock Automatico Manuale ed il segnale di inibizione delle uscite. Questo circuito risiede sulla stessa scheda che porta la sezione di alimentazione.

quale vi rimando. ID9 realizza l'ultimo divisore per 10, con in più, i segnali per ID11, il Flip-Flop tipo Set/Reset che attua l'inibizione automatica delle uscite. ID10 è anch'esso collegato a Flip-Flop tipo S/R. In questo caso però, collegato al deviatore come nello schema, serve come generatore monostabile "pulito", per la funzione: clock manuale. Per chiarimenti sul funzionamento dei Flip-Flop tipo S/R, vi rimando ad un sacco di articoli che hanno spiegato chiaramente questo tipo di circuito; compreso il mio, pubblicato sul N° 7/8 - 1977 di SPERIMENTARE. Per quanto riguarda il funzionamento di ID4/5, mi limito ad illustrarvi in figura 11, come questo prezioso integrato funziona, visto dall'esterno, nelle varie combinazioni possibili. Notate come sia semplice dividere, con un solo IC, per un numero intero, compreso tra 2 e 10. Per i numeri dispari, bisogna aggirarsi una gate AND. Nel circuito di figura 4, l'AND è stato realizzato con i due diodi D15 e D16 e la resistenza R31. Il circuito integrato 4018, dà anche la possibilità di prelezionare le sue uscite; possibilità che comunque non viene usata nella realizzazione del nostro MULTIPLEXER. Invece, per capire un pò meglio come funziona la generazione dell'inibizione delle uscite, a valore percentuale del tempo della base tempi, e permettervi così di intervenire per una eventuale variazione della stessa, vi invito a guardare la figura 5. Credo che l'aver riportato anche il numero corrispondente ai vari piedini degli integrati usati, renda automatica la comprensione del funzionamento di questo circuito.

Passiamo, alla figura 6; dove viene riportato lo schema

elettrico del circuito elettronico corrispondente allo schema a blocchi, della figura 2. Notate subito che una parte dello schema elettrico, quella riguardante i relè reed, è stata semplificata per chiarezza dello schema elettrico stesso, senza però - mi auguro - ridurne la comprensione.

ELENCO COMPONENTI DELLA FIG. 3

Resistenze

- R1 = 47 k Ω 1/4W 10%
- R2 = 22 k Ω 1/4W 10%
- R3 = 47 k Ω 1/4W 10%
- R4 = 3,3 k Ω 1/4W 10%

Condensatori

- C1 = 2,2 μ F Elett. montaggio verticale 35VL
- C2 = 100 nF 50VL 20% "zebrone"
- C3 = 100 nF 50VL 20% "zebrone"
- C4 = 10 μ 12VL Elett. montaggio orizzontale.
- C5 = 2,2 nF 50VL 20% "pasticca"

Semiconduttori - Varie

- D1 = 1N4001, BY206
- D2 = 1N4001, BY206
- D3 = 1N4148, 1N914, BAX13
- DZ1 = BZX79C4V7 diodo Zener 4,7V 0,4W
- TR1 = BC547, BC107
- IR1 = L130 Regolatore di tensione 12V SGS-Ates
- T1 = P1 : 220V - S1 : 15V - S2 : 15V - Pot. : 5VA
- FUS1 = Fusibile 5 x 20 lento 25 mA
- LN1 = Lampadina spia al Neon 220V resistenza incorporata

ELENCO COMPONENTI DELLA FIG. 4

Resistenze

R28 : R29 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R30 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R31 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R32 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R33 : R36 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R37 : R40 = 22 k Ω 1/4W 10%

Condensatori

C9 = 100 nF 50VL 20% "zebrone"
 C10 = 100 nF 50VL 20% "zebrone"
 C11 = 22 μF 12VL Elettr. montaggio orizzontale
 C12 = 100 nF 50VL 20% "zebrone"
 C13 = 100 nF 50L 20% "zebrone"

Semiconduttori - Varie

D15-D16 = 1N4148, 1N914, BAX13
 D17 = 1N4148, 1N914, BAX13
 ID4 = CD4018 CMOS
 ID5 = CD4018 CMOS
 ID6 = CD4017 CMOS
 ID7 = CD4029 CMOS
 ID8 = CD4029 CMOS
 ID8 = CD4029 CMOS
 ID9 = CD4017 CMOS
 ID10 = CD4001 CMOS
 ID11 = CD4001 CMOS
 TW1 = Commut. Digt. codice BCD dritto (tipo Contraves).
 TW2 = Commut. Digt. codice BCD dritto (tipo Contraves).

ELENCO COMPONENTI DELLA FIG. 6

Resistenze

R5 : R8 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R9 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R10 : R19 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R20 = 22 k Ω 1/4W 10%
 R21 : R27 = 820 Ω 1/4W 10%

Condensatori

C6 = 2,2 nF 50VL 20% "pasticca"
 C7 = 22 μF Elettr. 12VL montaggio orizzontale
 C8 = 100 nF 50VL 20% "zebrone"

Semiconduttori - Varie

D4 = 1N4148, 1N914, BAX13
 D5 : D14 = 1N4148, 1N914, BAX13, BAX16
 TR2 : TR11 = BC547, BC107
 TR12 = BC557, BC177
 ID1 = CD 4029 CMOS
 ID2 = CD 4028 CMOS
 ID3 = CD 4511 CMOS
 ID12 = CD 4049 oppure CD 4050 (non Inverter) CMOS
 DIS1 = Display 7 segmenti Catodo Comune MAN74, MAN47A
 TW1 = Commutatore Digitale codice BCD dritto (tipo Contraves)
 = Due distanziatori serie Commutatori Digitali per inserirvi il display a 7 segmenti
 RR1 : RR10 = Relè Reed in contenitore Dual In Line senza diodo Resistenza Avvolg. 530 Ω circa; Tensione 12V

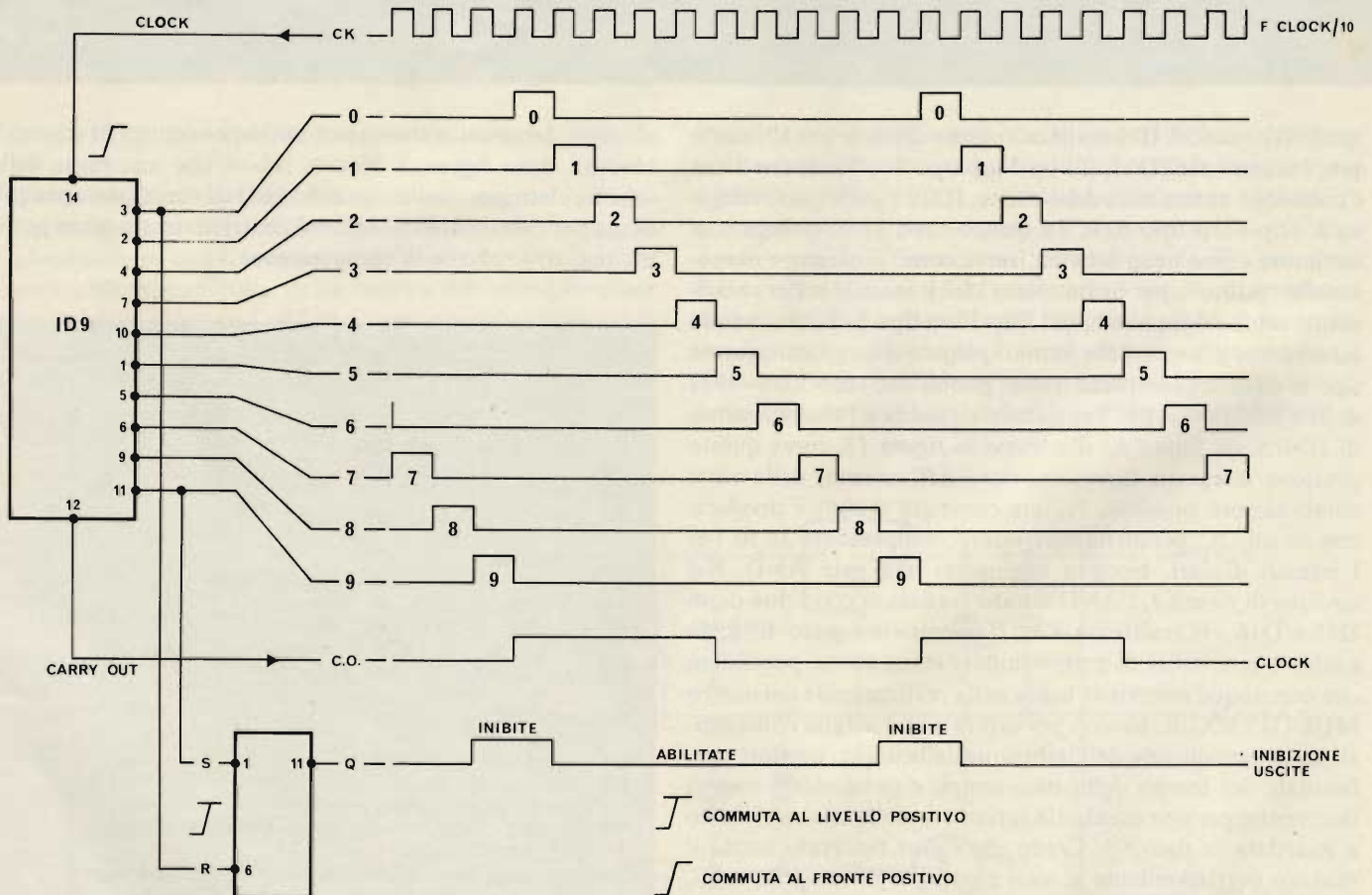


Fig. 5 - Diagrammi delle forme d'onda generate dal circuito che attua l'inibizione delle uscite.

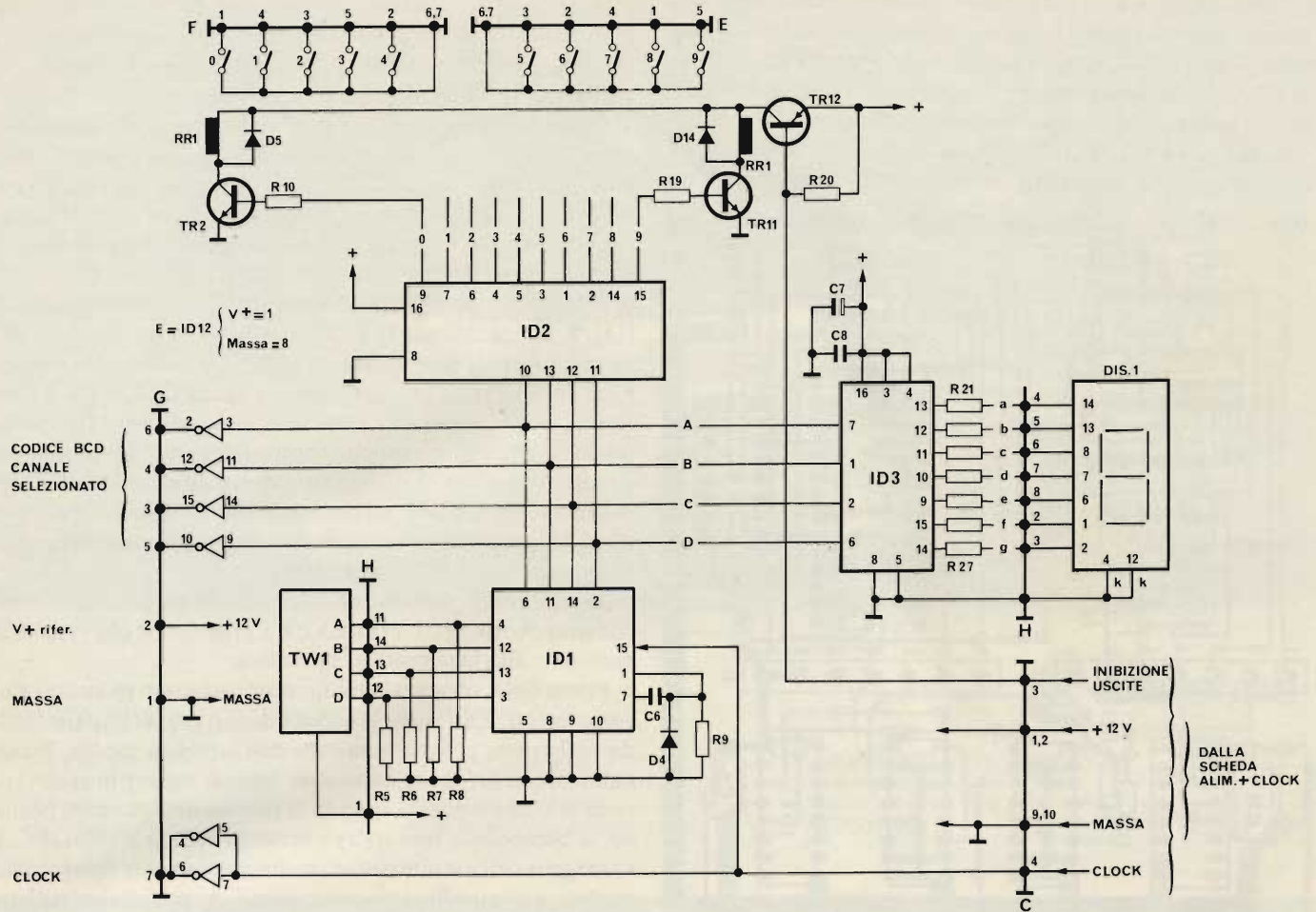


Fig. 6 - Schema del circuito elettrico della sezione che commuta in sequenza le uscite e che permette la predisposizione del numero massimo dei canali da commutare. Inoltre rende disponibile per eventuali sincronismi esterni con un μC , il clock che commuta i canali e l'indirizzo in BCD del canale stesso.

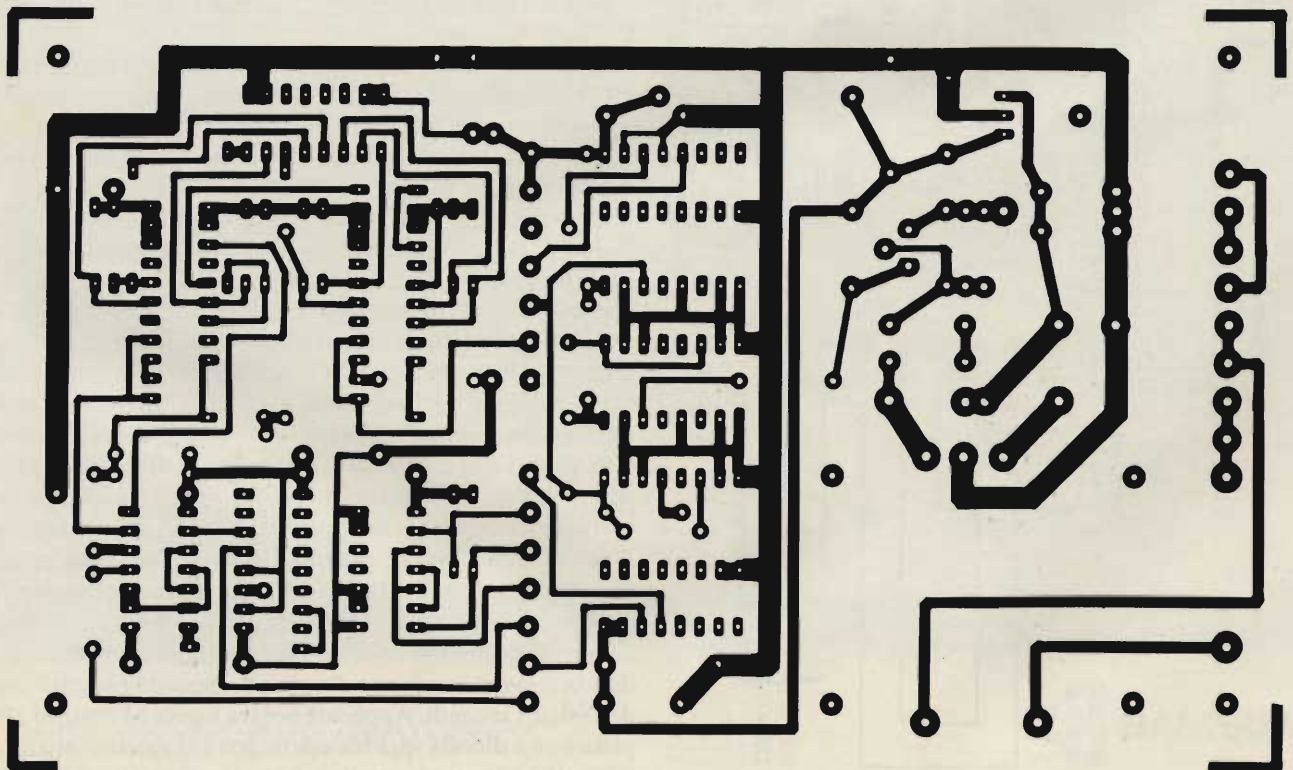


Fig. 7 - Traccia del circuito stampato, visto lato rame, scala 1:1, relativo ai circuiti elettrici di fig. 3 e di fig. 4.

Come per lo schema precedente, mi limito a descrivervi la corrispondenza circuiti integrati-funzione svolta, tra le figure appena citate. ID1, con il commutatore digitale tipo Contraves TW1, attuano la funzione di scansione dei canali dell'uscita, e la limitazione del numero massimo dei canali da commutare. ID3, con il digit DIS1, attuano la funzione di decodifica e visualizzazione del canale collegato, in un dato momento.

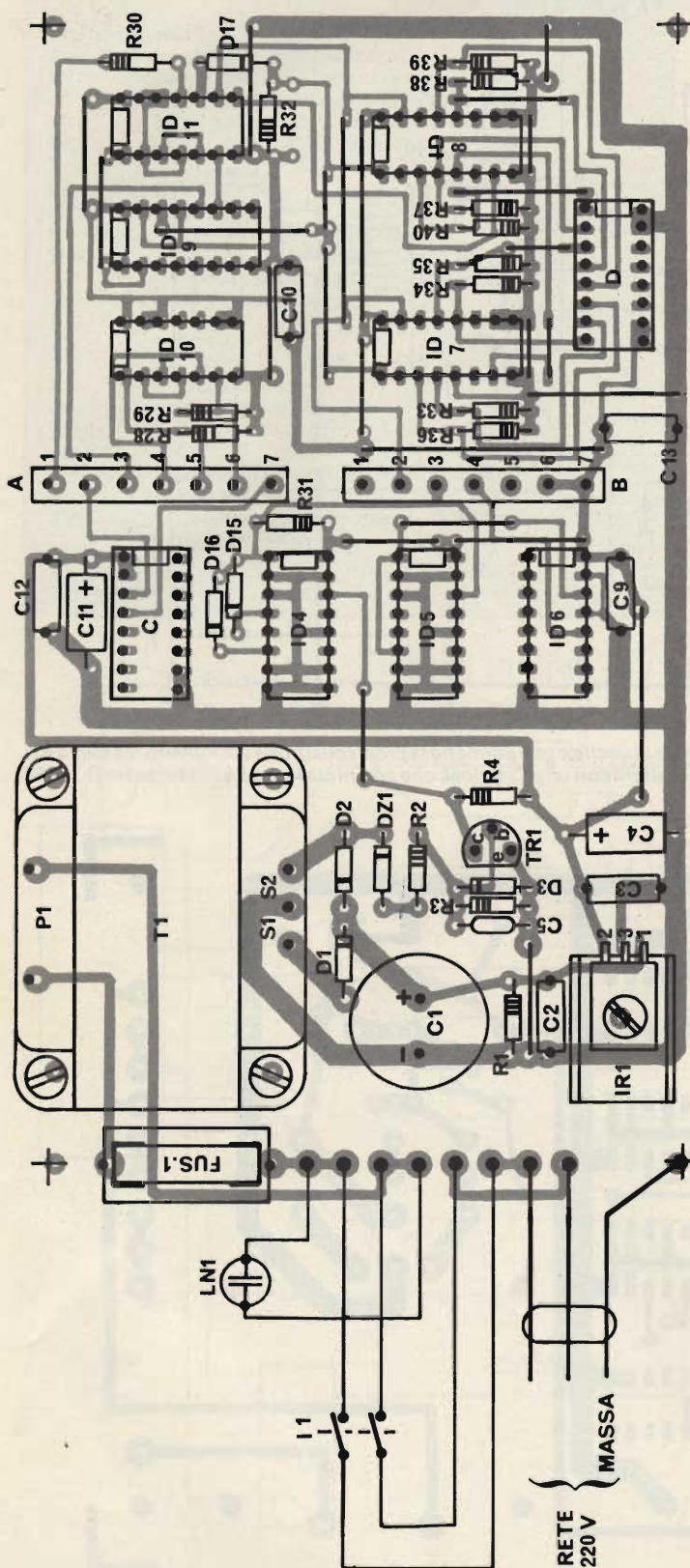


Fig. 8 - Disposizione componenti della scheda, relativa al circuito stampato di fig. 7.

ID2, attua le decodifica BCD-Decimale del canale selezionato attuando così, attraverso i relè, la funzione di commutazione vera e propria degli ingressi. ID12, attua la funzione di buffer per il "Bus" da collegare con l'esterno.

Ci tengo a precisare, che la V + aliment. collegata con il "Bus", è un punto di alimentazione di bassa potenza - Iout max = 30 mA - e quindi è usabile più come una tensione di riferimento che non come una tensione per alimentare un circuito esterno, a meno che, voi non decidiate di potenziare a questo scopo, l'alimentatore del MULTIPLEXER.

Il principio di funzionamento di ID1, è il medesimo di ID7/8. Unica differenza è che, essendoci in questo caso solo un contatore da premettere, la gate NOR usata nello schema precedente, è stata qui sostituita con la rete C6-D4-R9. Attenzione quando acquistate i relè reed, d'acquistare il tipo senza diodo interno, diversamente controllate se nell'inserzione del circuito stampato di questo tipo di relè, il diodo ha il giusto collegamento. Anche se nello schema elettrico di figura 6, ID12 rappresenta sei buffers invertenti - 4050 - senza apportare alcuna modifica allo stampato.

Assaporata la descrizione "teorica" del progetto, ed ormai convinti che un MULTIPLEXER è proprio ciò che vi manca, passiamo alla fase pratica; operativa.

Prima cosa, servono i circuiti stampati su cui montare i vari componenti. Entrambe le schede hanno uno stampato facile da realizzare, proprio a misura dell'hobbista medio. Personalmente, li ho incisi dopo aver fatto il master in scala 1:1, visto lato componenti, usando la tecnica del fotoresist positivo, la bomboletta tipo spray è venduta in tutte le sedi GBC. Il vantaggio dell'autoincisione, mi ha ampiamente ripagato dei numerosi ponticelli - lato componenti - necessari al completamento dei circuiti stampati stessi. Ponticelli che vi suggerisco di montare prima di ogni altro componente.

La figura 7, riporta il master del circuito stampato - scala 1:1, visto lato rame - relativo ai circuiti elettronici di figura 3 e di figura 4.

La figura 9 riporta il master del circuito stampato - scala 1:1, visto lato rame - relativo al circuito elettrico di fig. 6.

La disposizione dei ponticelli necessari, e la disposizione componenti per completare entrambe le schede, la trovate rispettivamente in figura 8 e in figura 10.

Mio consiglio, è di iniziare a montare la scheda di fig. 8. Prima di tutto i ponticelli, come già detto; poi la sezione di alimentazione.

Ad alimentatore montato, verificate subito se i + 12V sono OK. Provate anche a cortocircuitare l'uscita di IR1 - facile con un ponticello nello zoccolo C - per almeno 10 minuti e riverificate. Verificate poi se l'onda a 50 Hz è altrettanto buona, questa deve essere, asimmetrica nelle proporzioni del 40-60% circa, con i fronti dell'onda puliti, di ampiezza tra massa ed i + 12V dell'alimentazione. Dopo questi piccoli, ma doverosi accertamenti, completate il montaggio di tutta la basetta. Il collaudo delle varie funzioni, viene reso facile dall'esistenza dei vari connettori che fanno da test point e da sezionatori veri e propri, tra i vari blocchi. Infatti, nei punti 4B e 3B - numero del pin e connettore relativo - visibili sia in fig. 4 che in fig. 8, dovete trovare una forma d'onda con periodo rispettivamente di 6 e di 0,1 secondi. Applicate poi tra massa ed il punto 2B, un generatore d'onda quadra adatto, con frequenza di almeno $50 \div 100$ kHz, e controllate se nel punto 3A, si trova una frequenza di valore pari a:



GIRADISCHI SEMIAUTOMATICO

Trazione diretta
 Velocità: 33, 1/3 - 45 giri/min
 Motore: in c.c. controllato al quarzo
 Fonorivelatore magnetico

(Shell intercambiabile)
 Discesa frenata automatica
 Antiskating regolabile
 Piatto in alluminio pressofuso Ø 30 cm

Wow e flutter: 0,05% WRMS
 Alimentazione: 220 Vc.a./50 Hz
 Dimensioni 420 x 378 x 127
QS/2001-00



RP-350 Q



GIRADISCHI SEMIAUTOMATICO

Trazione a cinghia
 Velocità: 33, 1/3 - 45 giri/min
 Motore: 4 poli sincrono
 Fonorivelatore magnetico
 (Shell intercambiabile)

Discesa frenata automatica
 Antiskating regolabile
 Piatto in alluminio pressofuso Ø 30 cm
 Wow e flutter: 0,08%

(standard JISWRMS)
 Alimentazione: 220 Vc.a./50 Hz
 Dimensioni: 420 x 370 x 127
QS/2000-00



RP-150

METTITI IN TESTER IDEE NUOVE

PANTEC

DIVISION OF CARLO GAVAZZI



...ad esempio,
il Tester
Digitale
PAN 2000
della PANTEC.

È l'apparecchio
con il più recente chip
di conversione
analogico-digitale;
il display a cristalli liquidi
gli dà una autonomia
di oltre 150 ore
con una batteria
di piccole dimensioni.

Queste caratteristiche
del Tester Digitale PAN 2000
si uniscono alle ben note qualifiche
di precisione e modernità
di tutti gli strumenti PANTEC.

Display a 3 digit e $\frac{1}{2}$
a cristalli liquidi, grandezza mm 19
(vita garantita di 50.000 ore)

Segnalazione automatica
di polarità e di sovraccarico

Indicazione dello stato di efficienza pile
e controllo del display

Completo di generatore di segnali AF e RF
per la ricerca dei guasti radio e tv

Capacimetro incorporato

Dimensioni: mm 130 x 125 x 40

Alimentazione a batteria 9V tipo IEC6 F22

IL TESTER DIGITALE PAN 2000
FA PARTE DELLA LINEA PANTEC CON:

PAN 3000
MAJOR 50 K
CT-3206
PAN 8002

PANTEC

DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Precisione e novità
nel tuo strumento di misura

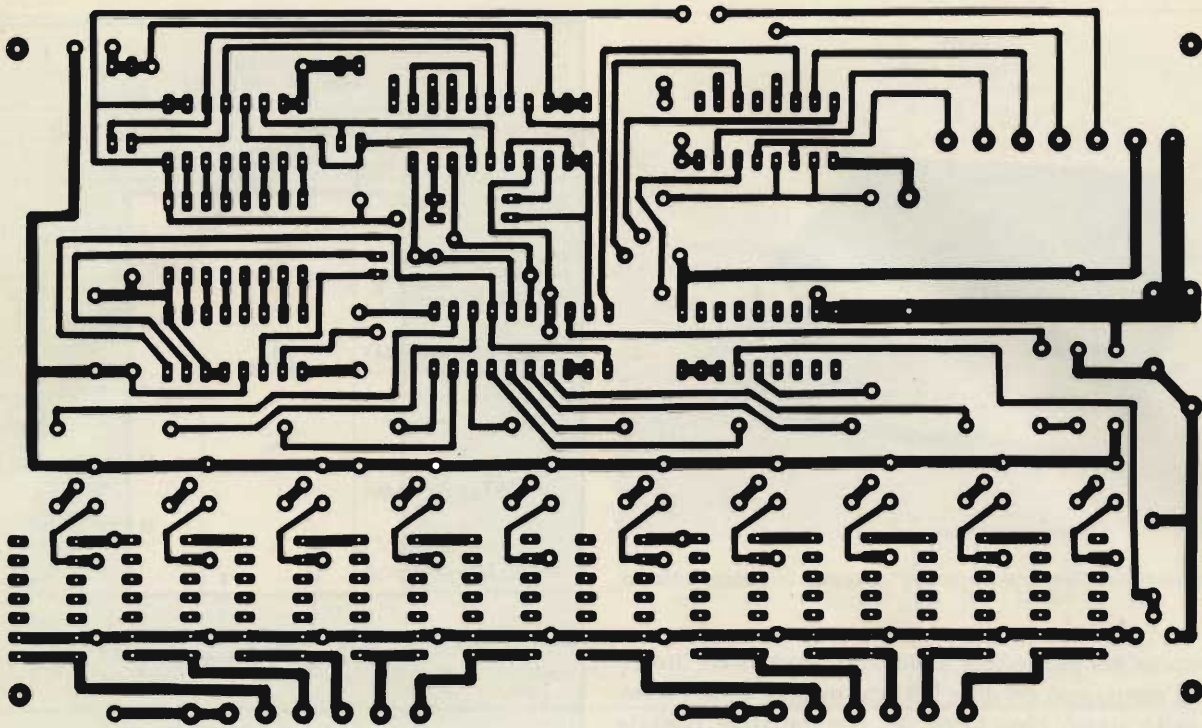


Fig. 9 - Traccia del circuito stampato, visto lato rame, scala 1:1, relativo al circuito elettrico di fig. 6.

$$\text{Freq. uscita} = \text{Freq. ingr.} / (Y \cdot 10).$$

dove per Y si intende il valore variabile da 1 a 99, imposto sui commutatori digitali TW2/3. Certamente, questo è il metodo più veloce e sicuro per collaudare i divisori ID7/8. Diversamente ponticellate tra loro i punti 3B-2B, e con un tester nel punto 3A, controllate se l'uscita ha un periodo variabile sempre secondo l'impostazione di TW2/3, tra 1 e 99 secondi. Mentre effettuate quanto appena detto, tenete anche sotto-controllo il punto 1A ed accertate che vi sia anche lo "spiffe-

ro" che gli compete, secondo la fig. 5. Per collaudare il generatore di clock-manuale, dovete invece collegare direttamente il deviatore che gli serve - del tipo a ritorno automatico - e controllare se in A4, vi si genera un impulso, ogni volta che manovrate detto deviatore.

Il collegamento tra le due schede, avviene con un cavo piatto, con zoccolini a 16 piedini, ai due lati. In pratica, vengono collegati i due zoccolini denominati C, su entrambe le schede.

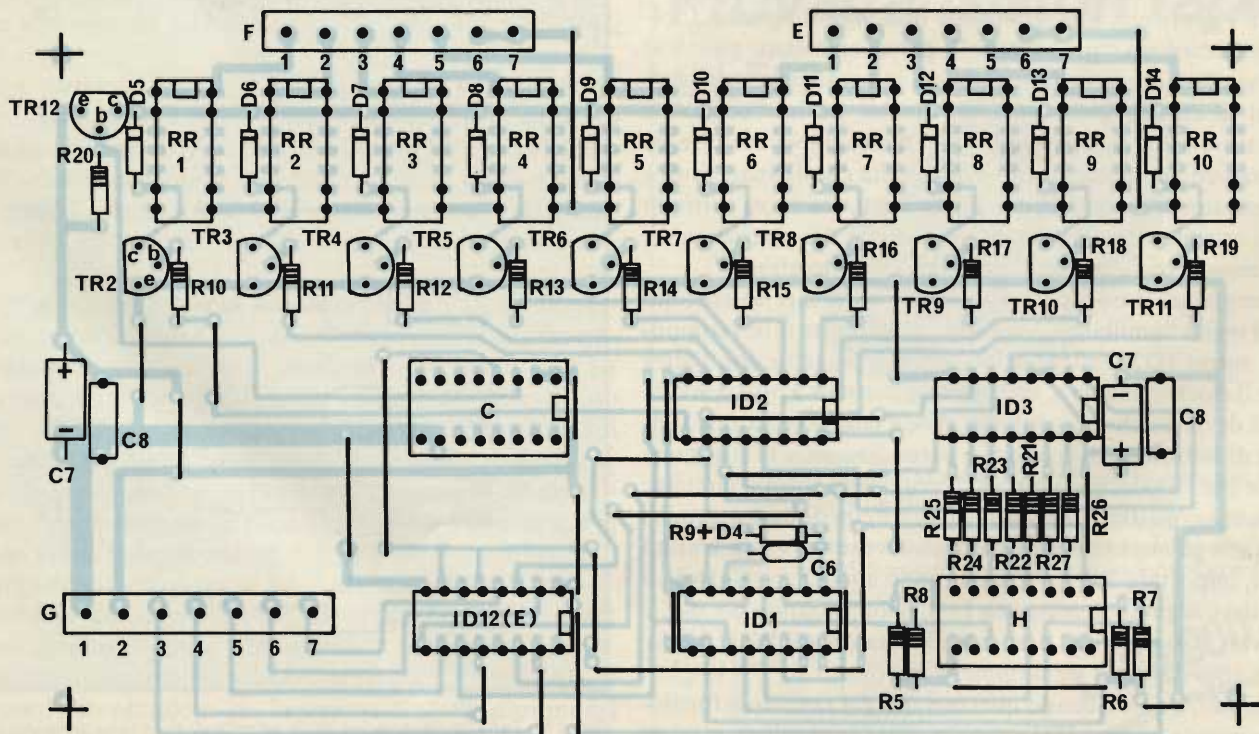
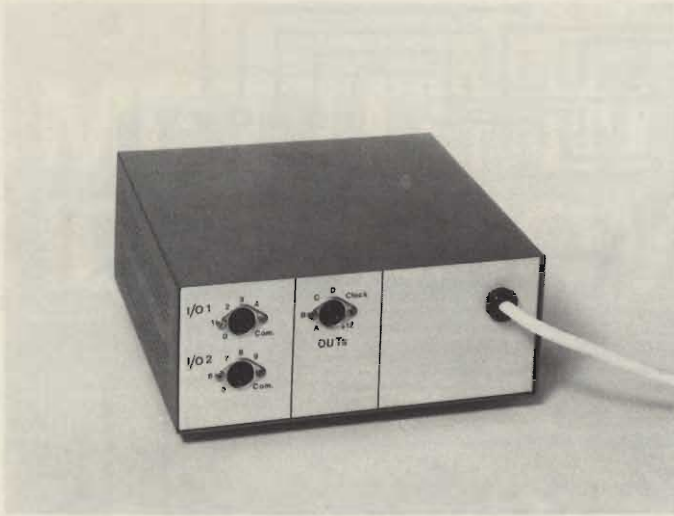


Fig. 10 - Disposizione componenti della scheda relativa al circuito stampato di fig. 9.



Vista del multiplexer "General Purposes" descritto in questo articolo

Una piccola ma particolare attenzione, deve essere invece dedicata al montaggio del digit DS1 che nel mio caso, è stato inserito nello stesso blocchetto del commutatore digitale TW1. In pratica, ho acquistato due distanziatori della stessa serie dei commutatori digitali che ho impiegato. Con un pò di pazienza da modellista vi ho poi sistemato, dopo avervi aperto l'opportuna finestrella, il digit inserito in un robusto zoccolino. Un poco di araldite ha poi completato l'opera. Lo stesso cavetto piatto, che porta i collegamenti a TW1, passando per lo zoccolo D, è servito anche per il collegamento del digit. Vedete il risultato dalla fotografie del prototipo, da me realizzato.

La realizzazione della seconda scheda, è facile ma allo stesso tempo, pericolosamente noiosa. Infatti, la maggiore difficoltà che vi ho riscontrato, è stata di ricordarmi di mettere tutti i ponticelli, e naturalmente tutti al posto giusto. Inoltre, ho avuto un "problemino", per aver messo, giusto al contrario, un diodo della serie posta in parallelo ai relè reed. Infatti, il diodo, conducendo in diretta, mi ha "ucciso" il transistore a lui collegato in serie. Questo ha voluto dire un cortocircuito all'alimentazione ogni volta che il canale veniva commutato. L'alimentazione portata a 0, resettava tutto, in modo casuale con conseguente rimozione del cortocircuito, producendo così, un comportamento "molto strano".

Comunque, il miglior collaudo per verificare se esistono errori meno "umilianti", consiste nel montare tutti i componenti meno ID2; collegare la scheda in oggetto con l'altra usare il clock manuale e, collegare il punto 3A a massa invece che al deviatore che gli compete. Avete così eliminato la funzione di inibizione delle uscite e potete avanzare la scansione canale per canale, con comodo, verificando tutto il circuito. Prima cosa, mettere TW1 su 0 e lavorate con il clock manuale, malgrado gli impulsi di clock, il digit deve sempre segnare uno 0. Poi, impostate TW1 a 1. Lavorando ancora con il clock, il digit deve segnare la sequenza 1 - 0, ricominciando poi da 1 e così via. La sequenza, numero impostato su TW1 - 0 deve essere rispettata per ogni numero impostato su TW1.

Quando, e solo quando questa parte del circuito è funzionante, potete inserire ID2 e con un tester, controllare se esiste la commutazione tra il canale visualizzato sul digit e l'uscita.

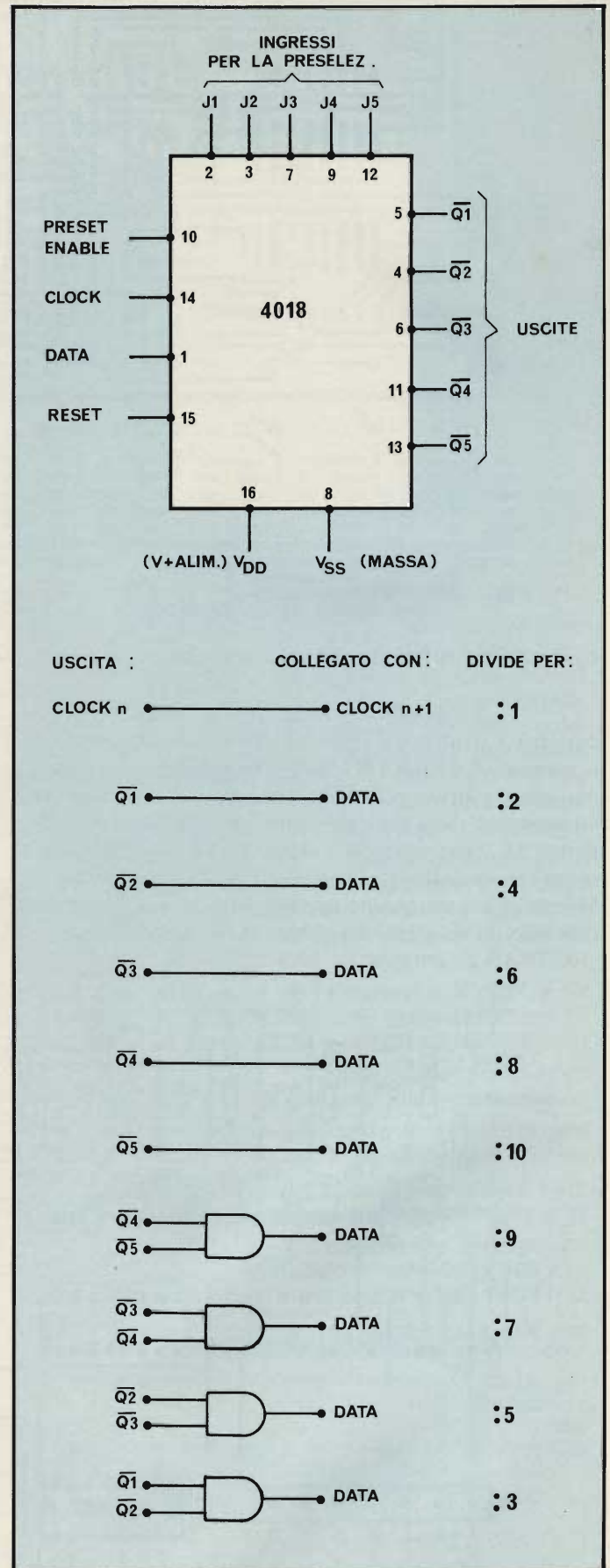
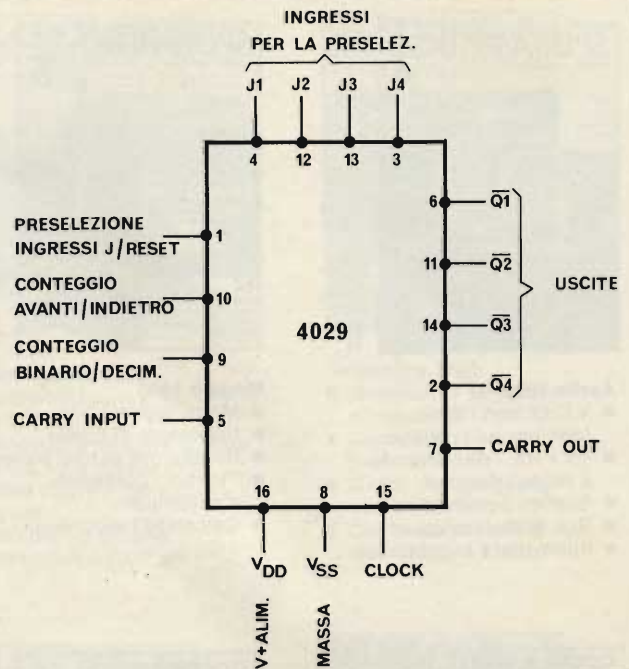


Fig. 11 - Tabella riassuntiva delle principali caratteristiche del circuito integrato CMOS CD 4018; più volte usato nella realizzazione descritta, con diverse applicazioni dello stesso.

TIPO DI INGRESSO	LIVELLO LOGICO	FUNZIONE SVOLTA
Binario/Decimale	1	Conteggio binario
	\emptyset	Conteggio decimale
Avanti/Indietro	1	Conteggio in avanti
	\emptyset	Conteggio indietro
Preselezione J	1	Ingressi J in uscita
	\emptyset	- - -
Carry Input	1	Non conta
	\emptyset	Conta al fronte positivo del clock

Fig. 12 - Tabella riassuntiva delle principali caratteristiche del circuito integrato CMOS CD 4029, più volte usato nella realizzazione descritta.



Non solo, dovete anche controllare se non esiste la commutazione dei canali esclusi, infatti, dovete accertarvi che non esista, per un qualsiasi motivo, l'eccitazione contemporanea di due relè reed.

Per coloro che a questo punto, non avessero ancora deciso di costruirsi il MULTIPLEXER perchè ancora indecisi sul da farsi, propongo alcune varianti, la prima delle quali è di portare la tensione di alimentazione da 12V, a 5V. Per far questo basta cambiare la tensione dei secondari del trasformatore portandola a circa 10V e sostituire l'integrato regolatore di tensione, con un L129. Poi, dovete usare relè reed adatti ai 5V di tensione di alimentazione e, sostituire le resistenze R21 sino ad R27 con delle resistenze di circa 120 Ω . Tutto qui!

Altra variante, forse più utile, è quella d'aggiungere un diodo LED collegato con una resistenza in serie di circa 820 Ω , tra il collettore di TR12 e massa. Questo LED vi indicherà quando l'uscita commutata, indicata dal digit, è attiva invece di inibita. La cosa torna utile quando capita d'osservare l'uscita del multiplexer, con dei tempi di scansione molto lunghi.

Ulteriore tentazione, è di variare la percentuale di inibizione delle uscite. Questo è possibile, cambiando il collegamento del piedino numero 6 di ID11, con un altro piedino di ID9. La variazione, è ovviamente a valori discreti del 10%. Da un minimo del 10% totale, se collegate il pin 6 di ID11 al pin 3 di ID9 - uscita 0 - ad un massimo del 90% totale se collegate, sempre lo stesso piedino, al pin 9 di ID9 - uscita 8-. Personalmente ho constatato che la variazione utile in alcuni casi, è di portare l'inibizione al valore del 10% dell'intero periodo. Sull'argomento, è sempre la fig. 5 che chiarisce tutto!

Ulteriore variazione, sull'uso del MULTIPLEXER e non sul suo circuito, è quella richiestami da un mio conoscente. Infatti, questo signore, ha voluto usare il MULTIPLEXER, al contrario! Ricordandomi che la sezione di commutazione del MULTIPLEXER è bidirezionale e cioè, può essere usata come un ingresso, con 10 uscite.

Quest'ultima possibilità può sembrarvi banale, ma non lo è. La cosa infatti può aprire, dopo opportune modifiche da voi ragionate, nuovi campi di applicazione al vostro MULTIPLEXER.

Tutto è importante per un circuito che proprio all'inizio del discorso, è stato dichiarato "disposto a tutto", pur di potersi guadagnare da vivere!



Provatransistori rapido

UK 562



Un apparecchio pratico, di facile uso, leggero, portatile. Misura il beta dei transistori NPN e PNP, e fornisce una chiara indicazione della funzionalità di transistori e

Alimentazione: Batteria piatta da 4,5 V

Dato fornito: Beta

Possibilità di misura correnti di base: Transistori NPN e PNP, diodi 10 e 100 μ A

Dimensioni: 85 x 145 x 55

Peso completo di batteria: 380 gr.

diodi pur senza necessitare di complicate procedure di misura o di calcoli. Indispensabile nella borsa e nel laboratorio del tecnico, dello studioso e del dilettante.

L. 26.000
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC



n° 4/80 L. 1.800

Aprile 1980

- V.C.O. con l'8038: Idee per un progetto
- TX - RX Telecomando a raggi infrarossi
- Sustain per chitarra
- Box di resistenze
- Interruttore microfonico



n° 5/80 L. 1.800

Maggio 1980

- Metro digitale
- Indicatore di livello
- Regolatore di toni stereo
- "Turbo": contagiri elettronico
- Calcolatori elettronici



n° 6/80 L. 1.800

Giugno 1980

- Pedale "Ring modulator"
- Telefono computerizzato
- Generatori di effetti sonori
- Tester per transistori UJT
- Il truccavoce



n° 7-8/80 L. 2.800

Luglio/Agosto 1980

- Contagiri da palestra
- Ricevitore CB professionale da 100 CH
- Carosello psichedelico
- Sintetizzatore programmabile PLL
- Misuratore LC
- Sirena elettronica per antifurto
- Antenna attiva per le OC



n° 9/80 L. 1.800

Settembre 1980

- Interruttori elettronici
- Generatore di segnali BF
- Flash fotografico attivato dai suoni
- Ricevitore CB professionale da 100 CH
- Amplificatore audio HI-FI da 30W



n° 10/80 L. 2.000

Ottobre 1980

- Accoppiatore a 50Ω per misure VHF
- Come funzionano i decodificatori stereo
- Generatore d'impulsi CMOS-TTL
- Sintonia elettronica FM a 16 canali
- Music box



n° 11/80 L. 2.000

Novembre 1980

- Generatore di ultrasuoni ecologico
- Radiocomando digitale proporzionale - I
- Preamplificatore microfonico con A.L.C.
- Probe logico CSC-LPK1
- Lampeggiatore sequenziale a 10 LED



n° 12/80 L. 2.000

Dicembre 1980

- Antifurto per auto ad integrati
- Metro digitale
- Luci psichedeliche a 3 Vie
- Mini sintetizzatore digitale
- Radiocomando digitale proporzionale - I



n° 1/81 L. 2.000

Gennaio 1981

- Serratura logica per auto
- Visualizzatore di spettro a led
- Minifrequenzimetro professionale
- Metro digitale
- Progetto di un voltmetro digitale 4 e 1/2 cifre



n° 2/81 L. 2.000

Febbraio 1981

- "Geotron" sintetizzatore 100 CH-CB
- "ONE SHOT" l'automatismo
- Come funzionano i dimostratori logici
- Radiocomando digitale professionale
- Flashmetro per reflex



n° 3/81 L. 2.000

Marzo 1981

- Orologio digitale da parete
- Antifurto per casa e ufficio
- Semaforo miniaturizzato
- Corso di formazione elettronica
- Come funzionano gli switches analogici



n° 4/80 L. 2.000

Aprile 1980

- Amplificatori di potenza da 1 a 100 W
- Sistema di sicurezza personale "VAREX"
- Il nastro magnetico
- Propagazione delle onde radio per frequenze con lunghezza d'onda metrica



n° 5/80 L. 2.000



n° 6/80 L. 2.000



n° 7-8/80 L. 3.000



n° 9/80 L. 2.000

Maggio 1980

- Tracciacurve per semiconduttori
- Oscilloscopio Nyce TS 5000-00
- Frequenzimetro digitale FC 841
- Sistemi di scambio per segnali B.F.

Giugno 1980

- Stabilizzatore c.a. professionale
- Digitale - Microcomputer
- Prescaler da 600 MHz
- "Supez - Guard" allarme antifurto

Luglio/Agosto 1980

- Multimetro numerico da 3 1/2 cifre
- Generatore di onde quadre da 0,1 Hz a 1 MHz
- Timer digitale per camera oscura
- Costruiamo un bug elettronico a CMOS

Settembre 1980

- Generatore sintetizzatore d'impulsi
- Computer digitale per ricevitori
- Gioco dell'artiglieria con la T.I. 58
- Costruiamo un bug elettronico a CMOS



n° 10/80 L. 2.500



n° 11/80 L. 2.500



n° 12/80 L. 2.500



n° 1/81 L. 2.500

Ottobre 1980

- Generatore digitale 10 Hz ÷ 1 MHz
- "V/MOS" commutatori analogici ad alta velocità
- Possibilità d'impiego del μP 2650 Philips/Signetics

Novembre 1980

- Frequenzimetro digitale a 8 cifre
- Trasmettitore FM a PLL
- Amplificatori RF di potenza: idee di progettazione e realizzazione
- "Goldatex" il telefono senza fili

Dicembre 1980

- Quark 5001: sintomemory FM a 16 canali
- Crossover attivo a tre vie
- Preamplificatore stereo
- Principali applicazioni degli amplificatori operazionali

Gennaio 1981

- Sistema portatile per la registrazione a colori su cassette "Sony Betamax"
- Schermatura dei CRT negli oscilloscopi
- Calcolo delle spire di un induttore RF
- Sintonizzatore stereo FM



n° 2/81 L. 2.500



n° 3/81 L. 2.500



n° 4/80 L. 2.000



n° 5/80 L. 2.000

Febbraio 1981

- Analizzatore di spettro audio
- Quant 5002, amplimemory 20 + 20 W stereo
- Oscilloscopio da 3"
- Il microprocessore applicato nel gioco della tombola
- Impiego pratico delle celle solari

Marzo 1981

- La "Slot machine" digitale
- Sistema compander "HIGH-COM-SYSTEM"
- Oscilloscopio da 3"
- Intermodulazione negli amplificatori di antenna
- Alimentatore ad alta potenza che risparmia energia

Aprile 1980

- Giocando con il TV Games - II
- Topamp
- Flash sequenziale
- Economizzatore

Maggio 1980

- Toppreamp
- Accumulatori al NiCad
- Timer/controller programmabile
- Termostato per acquario

OFFERTA NUMERI ARRETRATI ● OFFERTA NUME



n° 6/80 L. 2.000

Giugno 1980

- Speciale: Elettronica in auto
- Economizzatore di carburante
- Contagiri digitale
- Indicatore della tensione della batteria



n° 7-8/80 L. 4.000

Luglio/Agosto 1980

- Selezione di circuiti 80: con oltre 100 circuiti! auto, generatori, microprocessori, idee per la casa ecc..



n° 9/80 L. 2.000

Settembre 1980

- I vocoders oggi
- Consonant
- Sistema d'allarme centralizzato
- Ricarica rapida degli accumulatori al NiCad



n° 10/80 L. 2.000

Ottobre 1980

- Preconsonant
- Il vocoder di Elektor
- Contatore da 1/4 di GHz
- Digisplay



n° 11/80 L. 2.000

Novembre 1980

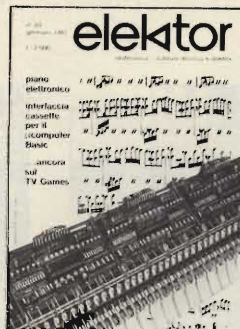
- Chorosynt
- Gli amplificatori d'antenna
- Il telecomando
- Doppio regolatore di dissolvenza per proiettori



n° 12/80 L. 2.000

Dicembre 1980

- Chitarra a tasti
- Estensione del contatore da 1/4 di GHz
- Antenna FM integrata per interni
- Distributore di mangime per pesci



n° 1/81 L. 2.000

Gennaio 1981

- Piano elettronico
- Interfaccia cassette per μ C Basic
- ... ancora sul TV games
- Generatore universale di note



n° 2/81 L. 2.000

Febbraio 1981

- TV-Scopio, versione base
- Temporizzatore per sviluppo foto
- Migliorie per il piano elettronico
- Parliamo un pò di LED

IMPORTANTE

- Questa offerta è valida per acquisti di almeno 3 riviste.
- Per acquisti superiori alle 10 riviste applicare lo sconto 30% sui prezzi indicati.
- Non si effettuano spedizioni in contrassegno.

Tagliando d'ordine numeri arretrati. Da inviare a: J.C.E. - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI)

Nome _____ Cognome _____

Via _____ n° _____

Città _____ C.A.P. _____

Data _____ Firma _____

Inviatemi i seguenti numeri arretrati:

Sperimentare n° _____

Selezione RTV n° _____

Elektor n° _____

Allego assegno n° _____ di L. _____

Attenzione: è possibile anche usufruire di questa offerta effettuando il relativo versamento sul conto corrente n° 315275 intestato a J.C.E. - Cinisello B. indicando nella causale.

Offerta numeri arretrati, specificando la testata, il mese e l'anno dei fascicoli da voi desiderati

N.B. In tal caso, ovviamente non dovete spedire questo tagliando.



n° 3/81 L. 2.000

Marzo 1981

- Edizione speciale: "Circuiti in scatola" proposti dai lettori
- Bongo elettronici
- Termometro da bagno
- Semplice telecomando ultrasonico

OFFERTA NUMERI ARRETRATI ● OFFERTA NUME



SAMSUNG

.....MIND THE FUTURE



LA PIU' GRANDE FABBRICA NEL MONDO DI ELETTRONICA



SAMSUNG

Electronics

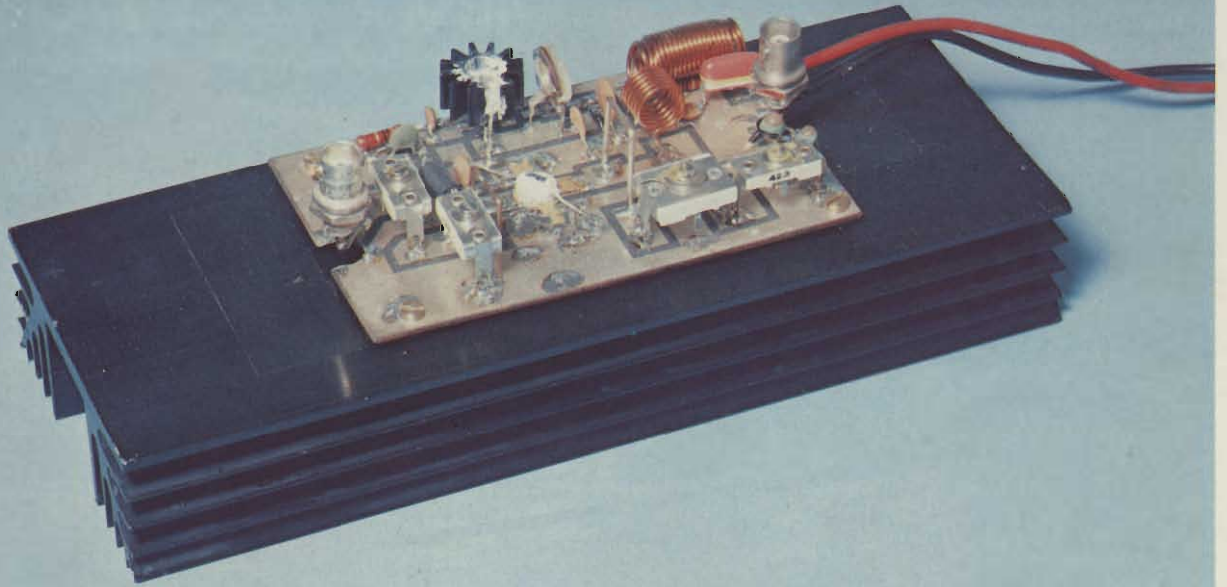
MAIL ADDRESS

C.P.O. BOX 2775 Seoul, Korea TEL: 22-9536, 28-3305, TLX: K27364 SAMSAN

OVERSEAS BRANCHES

- CHICAGO : TEL: (312) 655-2840 TLX: 284341 ELECSTAR OAKR
- LOS ANGELES : TEL: (213) 886-6515 TLX: 181370 SAMSUNG LSA
- NEW YORK : TEL: (201) 592-7980 TLX: 135536 SAMSUNG FORT
- TORONTO : TEL: (416) 364-5106 TLX: 06-217682 TORSTAR
- PANAMA : TEL: 69-3533 TLX: 368467 PANASTAR
- FRANKFURT : TEL: (0611) 740841/4 TLX: 416479 SAMFT D
- SINGAPORE : TEL: 433143, 433158, 2220720 TLX: RS 23700 STARSIN
- KUWAIT : TEL: 416684, 416632 TLX: 2764 KT SMSTARS
- TOKYO : TEL: (581) 9521/4 TLX: J24244 SAMSTARS
- MILANO : TEL: (02) 6181801 TLX: 330028

Amplificatore solid state



da 25 W per i 144 MHz

Ing. Michele Michelini

Versatile e robusto amplificatore a transistori per dare più "voce" ai vostri QSO.

Quando, nella banda radioamatoriale dei 2 metri, si vogliono fare dei collegamenti in "diretta", in FM o SSB, si sente spesso il bisogno di un pò di potenza in più, perchè quella fornita dai trasmettitori commerciali, in genere, non supera i 5W, buona parte dei quali, purtroppo, viene dissipata in calore, dovuto alle perdite del cavo di antenna, lasciandone così poca per l'irradiazione; il poter arrivare al corrispondente con un segnale un pò più robusto significa spesso poter rinunciare al ripetitore, lasciandone libera la frequenza per collegamenti più urgenti o importanti. Questo tra l'altro sarebbe auspicabile al fine di ridurre quelle specie di tavole rotonde serali tra amici sui ponti ripetitori, non sempre conformi all'etica del radiamatore.

Questo amplificatore è dedicato a tutti gli amici OM titolari di licenza ordinaria, essendo, come noto, la "speciale" limitata a 10W di potenza massima di uscita.

Si tratta di un amplificatore RF di costo limitato e di ottime prestazioni, che non mancherà di dare piena soddisfazione a chi lo saprà usare con criterio. È specialmente rivolto all'uso in FM e CW (perchè no? Un pò più di CW sui 144 MHz non guasterebbe, visto che le sottobande sono previste, sebbene,

purtroppo, poco popolate) nonchè RTTY, cioè quei servizi in cui la portante non è modulata in ampiezza; può però essere utilizzato, con opportune cautele, anche per l'SSB; in effetti per l'SSB sarebbe meglio un amplificatore di tipo push-pull in classe B piuttosto che questo, asimmetrico, polarizzato in AB.

Ma facendo di necessità virtù si ottengono ugualmente buoni risultati, pur di usarlo con intelligenza. Sopra, nel titolo è presentata la fotografia dell'amplificatore, nella versione impiegante il 2N 5591, che verrà descritta più avanti, nel corso dell'articolo, mentre in *figura 1* ne è fornito lo schema completo. Ma procediamo con ordine.

Descrizione delle fasi di progettazione

Poichè si vuole realizzare un amplificatore RF per la gamma dei 144 MHz occorre innanzitutto scegliere un transistoro adatto allo scopo. Vediamo quindi le caratteristiche tecniche richieste a questo amplificatore:

- a) Tensione di alimentazione nominale 13,6 V, cioè quella classica per cui sono specificate le caratteristiche degli apparecchi commerciali.

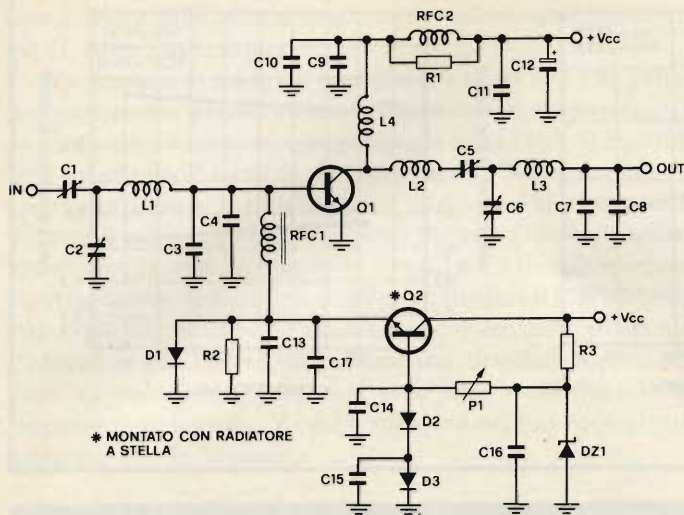


Fig. 1 - Schema elettrico completo.

- b) Potenza di uscita minima intorno ai 25W, con circa 5W in ingresso.
- c) Resistenza a $SWR = \infty$ a tempo indeterminato (in pratica a carico aperto o in corto circuito) per qualsivoglia angolo di fase tra tensione e corrente di collettore per avere il massimo dell'affidabilità.
- d) Struttura strip-line per una maggiore facilità di montaggio sul circuito stampato e praticità di fissaggio tramite gambo filettato (stud) sul radiatore, per la dissipazione del calore.

Considerate tutte queste esigenze, il campo delle scelte si restringe. In questo caso la scelta è caduta sul transistorore

B25-12 della CTC (Communications Transistors Corporation), divisione della Eimac-Varian, quella famosa ditta americana che fabbrica le "valvolone", che stimolano tanto la fantasia degli appassionati valvolari. Ma torniamo al nostro "stato solido", mostrando in *figura 2* i dati che fornisce il costruttore e che riguardano appunto il B25-12. Per inciso è davvero una comoda nomenclatura quella adottata dalla CTC per i suoi transistori: infatti la prima lettera specifica il campo di frequenza per il quale il transistorore è stato progettato, così A sta per HF, fino a 30 MHz, B per VHF, cioè fino a 175 MHz, C per le UHF e così via; la prima cifra ci dà la potenza nominale fornita al carico dal dispositivo, nel nostro caso 25 = 25W, la seconda cifra indica la tensione nominale di lavoro, nel nostro caso 12 V.

Il fatto che il transistorore sia dichiarato per 12 V di alimentazione invece dei nostri 13,6 non ci deve eccessivamente preoccupare perchè, stando attenti alle caratteristiche si vede che non succede niente di catastrofico se al posto di 12 V vi sono 13,6 V.

Poichè il nostro fine principale è quello di usare questo amplificatore per la modulazione di frequenza (FM), ossia in CW, la scelta è caduta su di un transistorore adatto a questo scopo, cioè che da il suo meglio se fatto lavorare in classe C.

Naturalmente, poichè ci interessa lavorare anche in SSB con lo stesso transistorore, otterremo, ciò spostandone il punto di lavoro in classe AB, al fine di ottenere un amplificatore che, seppure non si possa definire lineare, si avvicini il più possibile a tale definizione, non creando segnali spuri di intermodulazione di potenza eccessivamente elevata, cioè stando alle specifiche in uso, che mantenga tali prodotti in intermodulazione almeno 30 dB al di sotto della potenza massima, sul picco di modulazione.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

MAXIMUM TEMPERATURES		B25-12
Storage Temperatures		-65° C to +200° C
Operating Junction Temperatures		200° C
Lead Temperature (Soldering 8 seconds time limit)		260° C
		≥ 1/32" from Ceramic

MAXIMUM POWER DISSIPATION (Note 1)

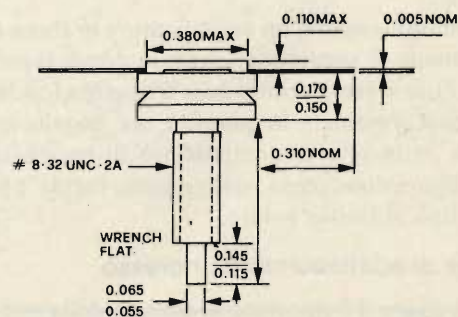
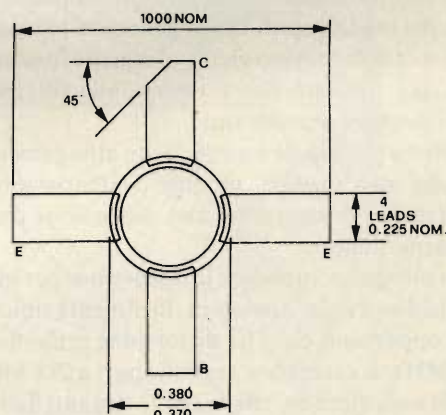
Total Power Dissipation at 25° C Case Temperature	50 W
---	------

MAXIMUM VOLTAGES AND CURRENT

BV _{CES}	Collector to Emitter Voltage	36 V
BV _{EBO}	Emitter to Base Voltage	4 V
LV _{CEO}	Collector to Emitter Voltage	18 V
I _C	Collector Current	4 A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25° C unless otherwise specified)

SYMBOL	CHARACTERISTIC	B25-12	UNIT	LIMIT	TEST CONDITIONS
P _{OUT}	Power Output (Note 2)	25	WATTS	MIN.	f=175 MHz, V _{CC} =12.5 V
P _{IN}	Power Input (Note 2)	6	WATTS	MAX.	f=175 MHz, V _{CC} =12.5 V
η	Collector Efficiency (At Rated Power Out)	60	%	MIN.	f=175 MHz, V _{CC} =12.5 V
Z _{IN}	Input Impedance	1.1 + j2.6	OHMS	TYP	At Rated Output Power and Frequency (Note 2)
Z _L	Load Impedance	2.6 + j1.8	OHMS	TYP	At Rated Output Power and Frequency (Note 2)
C _{CB}	Collector to Base Capacitance (f=1.0 MHz)	55	pF	MAX.	V _{CB} =12 V, I _E =0
LV _{CEO}	Collector to Emitter Voltage	18	VOLTS	MIN.	I _C =50 mA, I _E =0
BV _{EBO}	Emitter to Base Voltage	4.0	VOLTS	MIN.	I _C =0, I _E =5 mA
BV _{CES}	Collector to Emitter Breakdown Voltage	36	VOLTS	MIN.	I _C =5 mA, I _E =0 I _C =10 mA, I _E =0



NOTE: LE DIMENSIONI SONO IN POLLICI

fig. 2 - segue

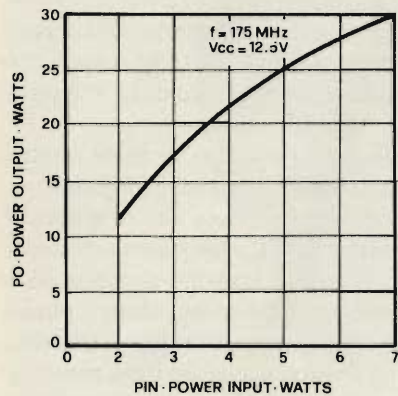
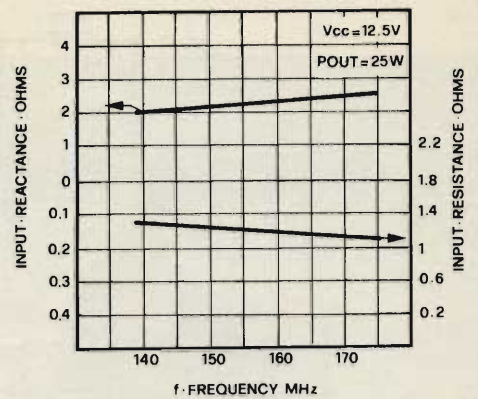
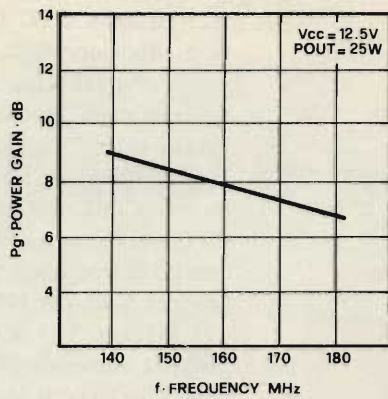
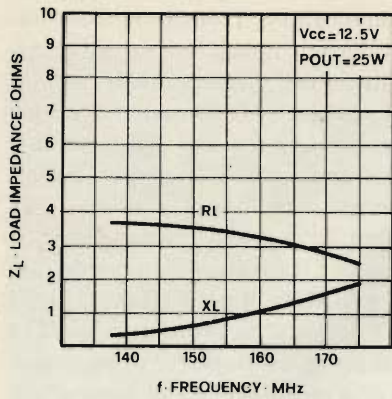


Fig. 2 - Caratteristiche fornite dal costruttore del B25-12.

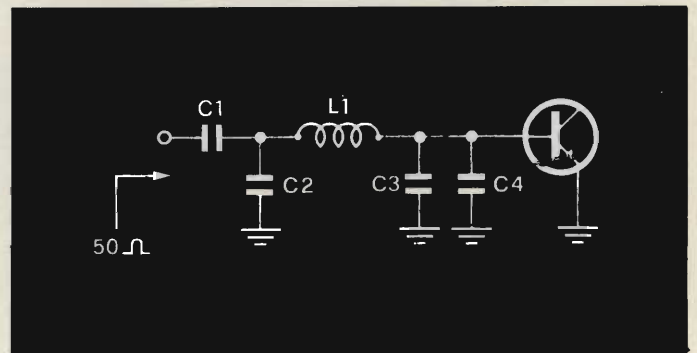


Fig. 3 - Rete di adattamento di ingresso scelta.

Ricordo solo con un accenno, non essendo questa la sede per una approfondita trattazione dell'argomento, che i prodotti di intermodulazione si hanno a causa della non linearità della caratteristica di ingresso del transistor, quando lo si pilota con un segnale modulato in ampiezza (AM o SSB); alcuni dei segnali spuri che si generano hanno frequenze che vanno a cadere proprio vicino al segnale fondamentale amplificato, col risultato che è impossibile filtrarli senza che si elimini anche il segnale utile.

L'effetto principale è quello di un allargamento della banda occupata dal segnale modulato (fenomeno detto anche "splatter") e, in ricezione, una distorsione dello stesso, una volta demodolato.

Non bisogna confondere la distorsione per intermodulazione dalla distorsione armonica, facilmente rimovibile con filtri con Q opportuno. Se si ha distorsione armonica di un segnale a 144 MHz, si ottengono segnali spuri a 288 MHz, a 432 MHz (144x3) e via dicendo, che, essendo distanti dalla fondamentale di parecchie decine di MHz sono relativamente facili da filtrare.

Indubbiamente, un amplificatore in classe C distorce notevolmente il segnale, essendo in conduzione per un tempo inferiore al semiperiodo della frequenza fondamentale, creando così armoniche in quantità, ma, tramite una scelta opportuna della rete di adattamento di uscita, tipicamente una configurazione passa basso o passa banda, è possibile filtrarle via fino al livello voluto.

Rete di adattamento di Ingresso

In figura 3 è riportato lo schema della rete di adattamento di ingresso del nostro amplificatore, tolte tutte le alimentazio-

ni, in pratica il circuito per il segnale.

In figura 4 sono riportati i diagrammi di Schmitt usati per fare i calcoli della rete di ingresso e di uscita. L'impedenza di entrata dell'amplificatore è 50 Ω ed a questo valore si sono normalizzati tutti i valori delle reattanze dei componenti e l'impedenza di ingresso del transistor letta sul grafico fornito dal costruttore per la frequenza di 144 MHz:

$$Z_{in}(145\text{MHz}) \cong (1,25 + j 2,1)\Omega \rightarrow 25 \cdot 10^{-3} + j 42 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$R_s = \frac{G}{G^2 + B^2}$$

$$X_s = -\frac{B}{G^2 + B^2}$$

$$G_p = \frac{R}{R^2 + X^2}$$

$$B_p = -\frac{X}{R^2 + X^2}$$

B25 - 12
 $Z_{IN}(145\text{MHz}) = 1,25 + j 2,1\Omega$
 $Z_{OUT}(145\text{MHz}) = 3,6 - j 0,45\Omega$

Tabella 1 - Formule di conversione e caratteristiche di ingresso-uscita del transistor B25-12.

ove a destra della freccia è riportato il valore normalizzato a 50Ω , come detto prima.

Per adattare lo stadio di ingresso si è scelta una rete abbastanza classica, perchè qui non interessano larghe bande, per le quali, come è noto, occorre prevedere reti a basso Q e quindi con un maggior numero di componenti. Scelta dunque la configurazione a T, rappresentata in *figura 5* si è cercato di ridurre il più possibile la reattanza induttiva di ingresso del transistor facendola risuonare con C3 e C4 (ho già spiegato in precedenza, nell'articolo sugli amplificatori RF di Novembre 1980, perchè convenga usare due condensatori di uguale capacità in parallelo al posto di uno solo di valore doppio, tra base ed emettitore). Questo si vede bene trasformando la impedenza di ingresso Z_{in} del transistor nel suo equivalente parallelo con le formule:

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2} \quad B = - \frac{X}{R^2 + X^2}$$

Z_{in} è rilevabile dai grafici forniti dal costruttore e riportati in *figura 2*; tutto il discorso fatto fino a questo punto è riassunto nella *tabella 1*. Si ottiene perciò:

$$Z_{in} = 1,25 + j 2,1 \Omega$$

cioè la situazione rappresentata a sinistra di *figura 6*.

Trovandone l'equivalente parallelo, si ha dalle formule precedenti:

$$G = \frac{2,1}{(2,1)^2 + (1,25)^2} = 0,59 \text{ S}$$

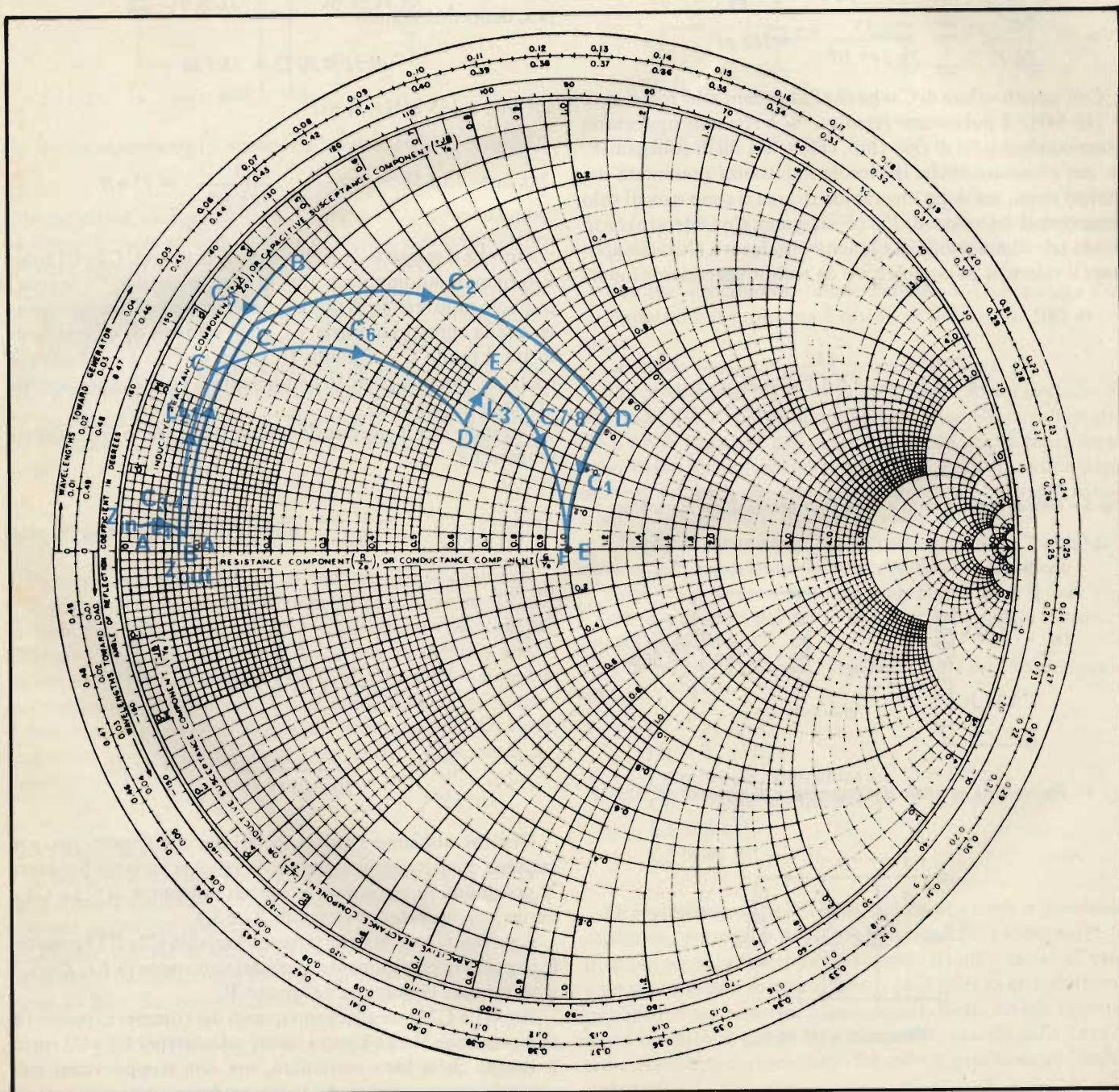


Fig. 4 - Diagramma di Schmitt per la rete di ingresso e di uscita.

$$B = \frac{1,25}{(2,1)^2 + (1,25)^2} = -0,35 S$$

che è rappresentato a destra di *figura 6*.

Ora, volendo far risuonare l'induttore dell'equivalente parallelo ottenuto con un condensatore, al fine di ottenere un circuito risonante parallelo come rappresentato in *figura 7*, occorre decidere a quale frequenza, approssimativamente, si vuole la risonanza.

Nel nostro caso diciamo che sia 145 MHz. Allora, a 145 MHz, il condensatore deve presentare una suscettanza pari a 0,35 S, cioè:

$$B_c = \omega C = 2 \pi f \cdot C$$

dal che

$$C = \frac{B_c}{2\pi f} = \frac{0,35}{2\pi \cdot 145 \cdot 10^6} \approx 385 \text{ pF}$$

Con questo valore di C si ha che l'impedenza del transistor a 145 MHz è puramente resistiva. Si è ritenuto opportuno usare condensatori di tipo chip, cioè senza fili di collegamento, per eliminare anche la piccola induttanza presentata dai reofori stessi, ma dopo una rapida ricerca si sono trovati solo componenti del valore di 150 pF ciascuno. Considerato che in fondo tale diminuzione di capacità non faceva altro che spostare il valore di Z_{in} complessivo da reale e leggermente indut-

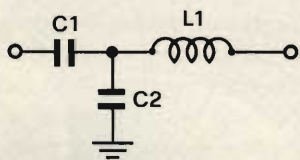


Fig. 5 - Rete di adattamento a T tra l'ingresso e Z del transistor.

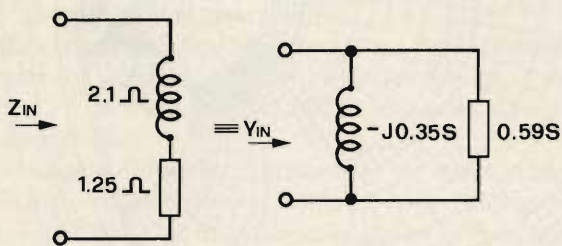


Fig. 6 - Equivalente parallelo dell'impedenza di ingresso del B25-12.

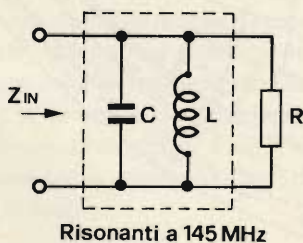


Fig. 7 - Risonanza ottenuta in ingresso tra C e la L dell'equivalente parallelo dell'impedenza di ingresso.

tivo, si è ritenuto opportuno accettare ugualmente questa soluzione. Così facendo, spostandoci alla sinistra di C3 e C4 in *figura 3* si ottiene che la nuova Z_{in} corrisponde al punto B di *figura 4* ove, come detto, è rappresentato il diagramma di Schmitt relativo al circuito di ingresso. Ora viene la volta di L1 che si trova in serie alla Z_{in} , ottenuta precedentemente (punto B). Ci si muoverà quindi su di un cerchio a resistenza costante aggiungendo al valore di reattanza normalizzata del punto B il valore della reattanza di L1 ritenuto opportuno. Per non alzare troppo il Q del circuito di ingresso si è scelto per L1 un valore che porti nel punto C. Per avere il valore di L1 si fa la sottrazione tra il valore della reattanza normalizzata in C e quella in B:

$$0,34 - 0,03 = 0,31$$

poi, denormalizzando:

$$0,31 \times 50 \Omega = 15,5 \Omega$$

col che, a 145 MHz, si ha:

$$2\pi f L_1 = 15,5 \Omega \rightarrow L_1 = \frac{15,5}{2\pi \cdot 145 \cdot 10^6} \approx 17 \text{ nH}$$

Ora che il progetto non ha più gradi di libertà, C2 e C1 sono determinati automaticamente, in quanto essendo C1 in serie, può solo muoversi su di una circonferenza a resistenza costante, quella appunto unitaria, e C2 può solo fare da collegamento tra il punto C e il punto D, su un cerchio a conduttanza costante, essendo posto in parallelo tra C1 e la Z_{in} complessiva ottenuta al punto C.

Facendo ora le necessarie differenze di reattanze e suscettanze si ha:

$$\frac{1}{2\pi f} = 0,7 \times 50 \Omega$$

da cui:

$$C1 = \frac{1}{2\pi \cdot 145 \cdot 10^6 \cdot 0,7 \cdot 50} \approx 31 \text{ pF}$$

$$C2 = \frac{2,34}{50 \cdot 2\pi \cdot 145 \cdot 10^6} \approx 51 \text{ pF}$$

Ora che abbiamo i valori teorici dei componenti occorre stabilire quali e quanti componenti rendere variabili per avere la possibilità di aggiustare eventuali tolleranze di C3 e C4 e variazioni sui valori effettivi di Z_{in} e L1.

È sufficiente notare che tenendo variabili C2 e C1 è possibile riprendere praticamente qualsiasi variazione di L1, Z_{in} e C3 riportandoci comunque nel punto E.

Per C1 e C2 si sceglieranno quindi dei trimmer capacitivi a compressione che abbiano i valori calcolati per C1 e C2 entro il campo della loro variabilità, ma non troppo vicini agli estremi, per non avere da stringere troppo o tenere troppo allentate le lamelle.

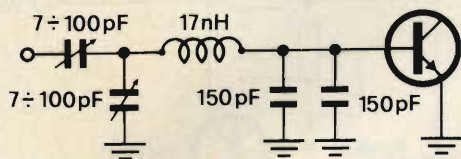


Fig. 8 - Rete di ingresso coi valori trovati come spiegato sul testo.

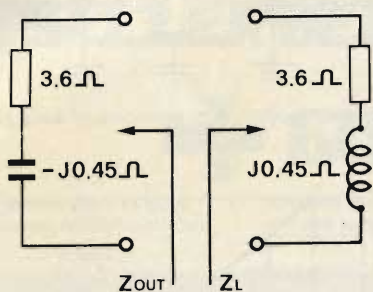


Fig. 9 - Corrispondenza tra impedenza di uscita e quella di carico.

In definitiva, dunque, lo stadio di ingresso si presenta come in figura 8 dove si sono indicati i valori dei componenti calcolati appunto per la frequenza di 145 MHz.

Osservando il diagramma di Schmitt relativo a quanto fino ad ora discusso, è possibile osservare che C3 e C4 eseguono già essi una certa trasformazione d'impedenza in quanto ci portano più vicini al punto E cioè ai 50 Ω normalizzati che sono il nostro traguardo. Il grosso della trasformazione lo fa C2 mentre L1 e C1 servono ad aggiungere e togliere componenti reattive ed effettuano in un certo senso una "compensazione".

Rete di adattamento di uscita

Passiamo ora all'adattamento dell'impedenza di uscita.

Il problema è portare questa impedenza complessa al valore reale di 50 Ω, con il massimo trasferimento di potenza. Facciamo però attenzione che il costruttore dichiara che il valore dato è l'impedenza richiesta di carico per avere il massimo trasferimento di potenza. Come noto, in tal caso, l'impedenza vera e propria di uscita del transistor è il valore complesso coniugato del valore del carico, cioè, come in figura 9, si ha:

$$Z_{out} = (3,6 - J 0,45)\Omega \text{ e } Z_L = (3,6 + J 0,45)\Omega$$

cioè l'impedenza di uscita è capacitiva.

Come abbiamo fatto per l'ingresso, eliminiamo la reattanza facendola risuonare con un induttore, cosa che ci viene comoda anche per alimentare di collettore il transistor.

Occorre trovare il valore della ammettenza equivalente parallelo della Z_{out} e, con le formule già usate per la trasformazione di Z_{in} si ha, come indicato in figura 10:

$$Y_{out} = (0,27 + J 0,034) S$$

Ora, si fa risuonare L4 con C_{out} , ricaviamo quindi il valore di L4:

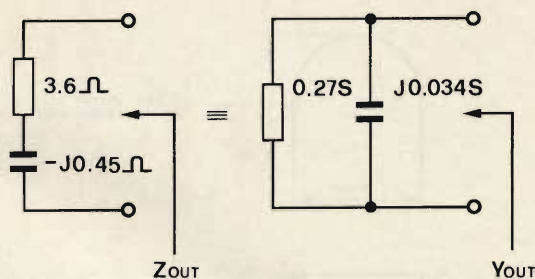


Fig. 10 - Trasformazione serie-parallelo dell'impedenza di uscita

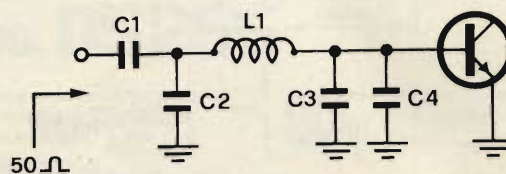


Fig. 11 - Rete adattatrice di uscita.

$$\frac{1}{2\pi f L4} = 0,034 \rightarrow L4 = \frac{1}{2\pi f \cdot 0,034} = 32 \text{ nH}$$

Ora che abbiamo cancellato l'effetto di C_{out} con una L4 opportuna il problema è quello di portarsi ai 50 Ω di uscita.

La strada seguita è quella indicata in figura 11.

Il procedimento seguito è analogo a quello per lo stadio di ingresso e quindi non ci dilungheremo oltre. C'è da notare che C5 è stato aggiunto per avere un blocco per la continua e, nello stesso tempo, essendo un trimmer, costituisce uno degli elementi variabili che servono a compensare eventuali variazioni dei componenti rispetto ai valori nominali.

Il fatto che esista anche C5 ci costringe a fare L2 un pò più elevata, per compensare la presenza del condensatore.

Tutto ciò è rappresentato sul diagramma dove si vede che L2 da solo ci porta nel punto B, e la presenza di C5 in serie ci riporta indietro in C.

In definitiva si trovano i seguenti valori per i vari componenti:

- L2 = 23,6 nH
- L4 = 32 nH
- C5 = 95 pF compensatore 50 ÷ 380 pF
- C6 = 70 pF compensatore 7 ÷ 100 pF
- L3 = 8 nH
- C7 = 30 pF

Ora abbiamo tutti i valori dei componenti e possiamo calcolare i parametri per la realizzazione delle induttanze. Si possono usare, ad esempio, le formule da me fornite nell'articolo sul "Calcolo computerizzato delle spire di un induttore" pubblicato sul numero di gennaio di questa rivista oppure, come ho fatto io per alcune induttanze, usando delle linee di trasmissione in cortocircuito, facendo in pratica degli "stub" induttivi.

Non si possono usare linee microstrip poichè le impedenze

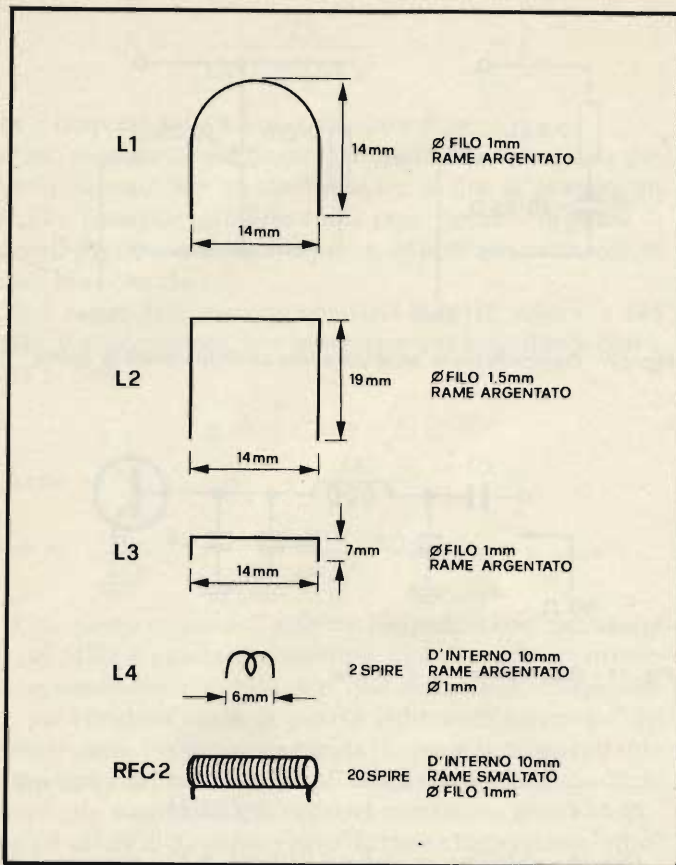


Tabella 2 - Dati per la realizzazione delle bobine.

caratteristiche che così si ottengono sono troppo basse (intorno ai 50Ω) e non è possibile realizzare i valori di impedenza richiesti con lunghezze ragionevoli delle linee.

Occorre quindi realizzare linee in aria; in pratica si tratta di filo di rame piegato a forma di U rovesciata. C'è da osservare che il realizzare induttanze con linee di trasmissione al posto dei classici solenoidi porta, in generale, ad un restringimento della banda passante, a causa della rapida variazione del valore di induttanza presentata dallo stub col variare della frequenza e quindi del relativo disadattamento che ne consegue. Tuttavia si sono scelte, non a caso, linee in aria, che hanno una impedenza caratteristica elevata, cosicché la lunghezza degli stub risulta molto limitata, in ogni caso molto inferiore al valore "critico" di $\lambda/4$ (1/4 di lunghezza d'onda), lunghezza nella vicinanza della quale le variazioni accennate sono più ampie, a pari variazione di frequenza.

In tal modo ci si è premuniti contro questo effetto spiacevole e la larghezza di banda dell'amplificatore è fissata in pratica dal Q_{max} delle reti di adattamento di ingresso e di uscita, rispettivamente pari a 4,3 e 6. Del resto anche la realizzazione delle induttanze mediante bobine classiche non è in questo caso molto agevole, poichè con valori di induttanza così bassi è difficile ottenere risultati attendibili con le formule note.

Si potrebbe in alternativa ricorrere alla formula per solenoidi di una sola spira, tenendo variabile il diametro e adattandolo all'induttanza voluta. Tuttavia in questo progetto non si è ritenuto opportuno procedere per questa via.

In tabella 2 sono indicati i dati per realizzare le induttanze. Si noti che nel punto ove si collega il collettore del transistor si ha una impedenza molto bassa il che significa (si ricordi a

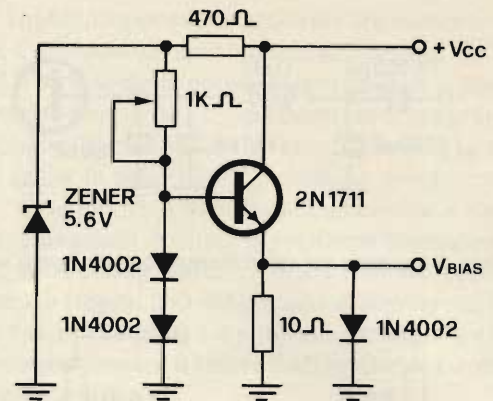


Fig. 12 Schema del regolatore di tensione di base su Q_1 .

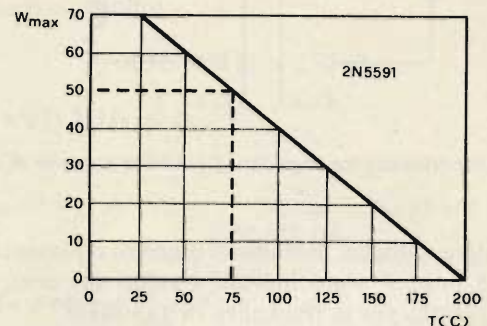


Fig. 13 - Diagramma dissipazione massima. Temperatura contenitore per il 2N 5591.

questo proposito il discorso da me fatto nell'articolo sugli amplificatori RF di potenza di novembre), che occorre usare componenti adatti a sopportare alte correnti e basse tensioni.

Per questo motivo si è usato per L3 del filo di rame argentato di diametro 1,5 mm e per C5 un trimmer capacitivo di dimensioni relativamente elevate. Si ricordi che tutta la potenza che va a scaldare i componenti (per le perdite che essi inevitabilmente presentano) è persa per l'antenna. Nel punto invece dove si collega l'uscita, le impedenze in gioco sono relativamente elevate ed occorre quindi scegliere condensatori che abbiano basse perdite per valori elevati della tensione sulle armature.

Polarizzazione e alimentazione

Nel caso si voglia che l'amplificatore funzioni in classe C (FM e CW) occorre aggiungere un'impedenza sulla base del transistor che ne porti il potenziale in continua a livello di massa. Ciò è ottenuto con una impedenza VK 200 della Philips. L'alimentazione di collettore è ottenuta tramite L4, portata a massa, per il segnale, con condensatori da 1 nF e 10 nF e tramite L5, by-passata da una resistenza da 10 Ω, a sua volta portata a massa dal condensatore da 220 nF. Tutti questi by pass e precauzioni sono utili soprattutto quando l'amplificatore viene fatto lavorare in classe AB, allorché cioè la possibilità di avere auto-oscillazioni a frequenze basse sono più elevate.

Per la classe AB, come noto, occorre polarizzare il transistor con una tensione sufficiente a portarlo in conduzione, in modo tale che scorra sempre una certa quantità di corrente di collettore, anche in assenza di segnale; per ottenere ciò si usa

2 ANNI DI GARANZIA

BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

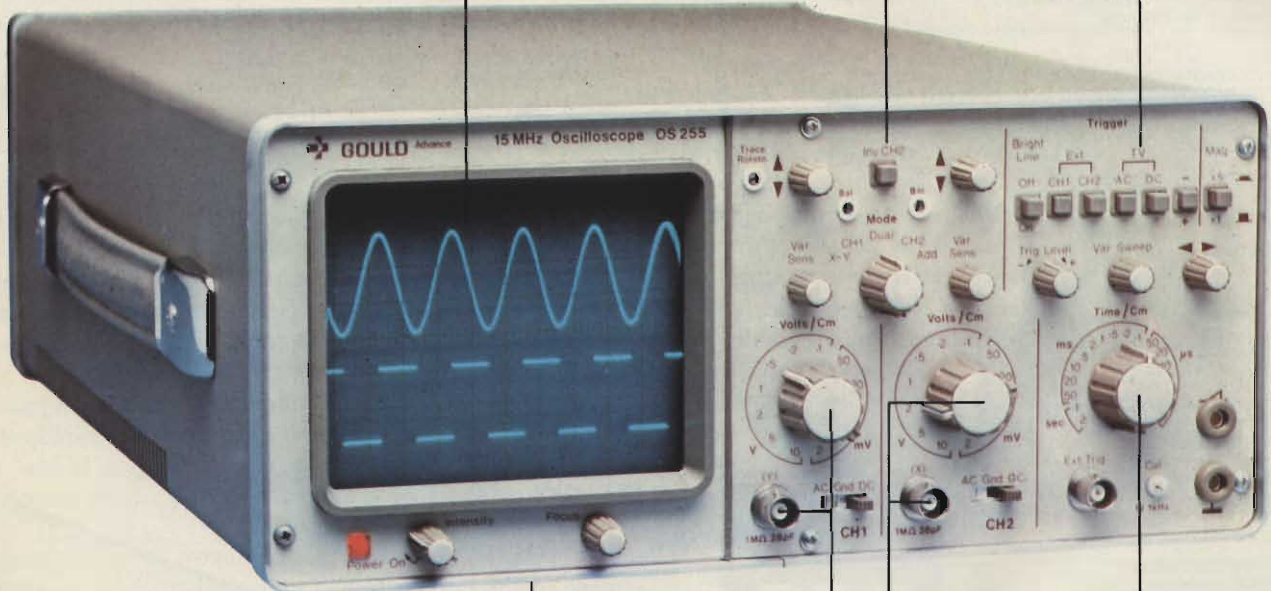
GOULD MOD. OS255

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

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

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

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base



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

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

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

Negli oscilloscopi della GOULD, una delle più grandi società americane nel campo degli strumenti elettronici di misura, si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo. Il modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, rappresenta ormai per migliaia di utilizzatori la soluzione ideale nelle più svariate applicazioni, grazie alla sua elevata sensibilità di 2 mV/cm, all'alta luminosità e alla portatilità. A prova della tipica qualità ed affidabilità che li contraddistingue, tutti gli oscilloscopi GOULD godono di due anni di garanzia.

OS255	15 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - sinc. TV - X-Y
OS1200	25 MHz - 2 canali - 2 mV/cm linea di ritardo - X-Y
OS1100A	30 MHz - 2 canali - 1 mV/cm trigger delay - single sweep
OS3000A	40 MHz - 2 canali - 5 mV/cm 2 basi dei tempi - X-Y
OS3350	40 MHz - 2 canali TV Monitor 5 mV/cm - 16 KV EHT

OS3500	60 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS3600	100 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS4000	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - 1 μs - 100 μV/cm

Tutti i modelli hanno consegna pronta

GOULD
An Electrical/Electronics Company



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettro nucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magli, 71 - tel. (06) 51.39.455

elettro nucleonica S.p.A.

SE/9/81

Desidero

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

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

lo schermo presentato in *figura 12*, ove i diodi D2 e D3 rappresentano il riferimento di tensione e il transistor in configurazione emitter-follower fa da generatore di tensione.

I diodi sono posti uno in contatto termico col transistor amplificatore e l'altro con l'emitter-follower e servono a compensare gli innalzamenti di temperatura dei transistori stessi. Il trimmer da 1 kΩ serve a regolare la corrente nei diodi in modo che si abbia la regolabilità della tensione di base del transistor amplificatore. Questa tensione va regolata per il minimo di distorsione e ciò lo si può fare al meglio disponendo di un analizzatore di spettro, altrimenti la si regola per avere una corrente di collettore di circa 20-30 mA, valori che in genere danno il risultato voluto. Occorre ricordarsi di non portare mai l'amplificatore alla saturazione con segnali di ingresso troppo elevati.

La tensione che alimenta i diodi di riferimento viene stabilizzata dallo zener da 5,6V, e ciò per evitare che variazioni della tensione di alimentazione possano portare a modifiche della polarizzazione del B25-12. È inutile dire che se non ci interessa usare l'amplificatore in classe lineare, tutto il circuito di *figura 14* può essere eliminato collegando direttamente a massa la VK 200.

Variazioni sul tema

Al posto del transistor CTC B25-12 è possibile usare il transistor 2N 5591 della Motorola. Dopo numerose prove, con entrambi i tipi di transistori, è possibile delineare le seguenti caratteristiche e differenze: il B25-12 è generalmente più generoso, nel senso che a parità di potenza di ingresso da più potenza in uscita, a discapito però di una minore robustezza, sia meccanica, vedi terminali più sottili, sia elettrica, vedi sua particolare suscettibilità a tensioni elevate e impulsi sull'alimentazione. I due transistori per il resto si equivalgono, poichè il maggior guadagno del B25-12 è compensato dalla norma prudenziale di rimanere più vicini ai 12V che ai 14V.

Comunque se vi trovate tra le mani un 2N 5591, non mettetelo da parte ma eseguite le seguenti modifiche sullo schema dato per il B25-12. Al posto di L4 mettete una bobina da 6 spire di filo di rame smaltato da 1 mm di diametro, spaziate 1 mm l'una dall'altra e con diametro interno di 10 mm. Omettete C3 e C4 e fate al posto di L1 una spira a forma di U di rame argentato, come riportato in *tabella 3*, alta 11 mm. Per il resto non cambia nulla rispetto al B25-12.

Valutazione semplificata del radiatore di raffreddamento

Il radiatore va dimensionato in modo che il transistor, scaldandosi, non giunga a temperature eccessive. Diamo un esempio di calcolo del radiatore per l'amplificatore impiegante il 2N 5591. Quello per il B25-12 ricalca gli stessi ragionamenti ed è facilmente ricavabile. Dai dati del 2N 5591, si vede che la potenza massima dissipabile a 25°C del contenitore è 70 W, da ridurre di 400 mW/°C per temperature superiori. La temperatura massima di giunzione è 200°C. Poichè l'efficienza di collettore minima fornita è pari al 50%, deduciamo che per avere 25W in uscita si dissipano al massimo, in condizioni di adattamento, 25W in calore sulla giunzione. Nel caso di disadattamento completo, però anche i 25W in uscita li ritroviamo sulla giunzione, per un totale quindi di 50W. Il grafico

in *figura 13* rappresenta la potenza dissipabile dal transistor alle varie temperature, ricavato dai dati forniti dal costruttore.

Si vede che perchè il transistor possa dissipare 50W senza danno la sua temperatura e quindi anche quella del radiatore devono essere sempre inferiori a 75°C. Il calcolo da noi fatto ha però fin troppo margine in quanto prevede che l'amplificatore sia, ogni volta che viene usato, in funzione continuamente per un tempo superiore a quello necessario al raggiungimento dell'equilibrio termico del radiatore, cioè non consideriamo la capacità termica del radiatore. Questo semplifica però notevolmente i calcoli, anche se ci costringe a fare i conti per la situazione di funzionamento più gravoso possibile. Oltre a questo, l'ipotizzare che il transistor possa venire a trovarsi in condizione di dissipare la piena potenza di 50W per un tempo indefinito ci permette di trascurare la valutazione dei transistori di temperatura sul radiatore con il calcolo delle costanti di tempo relative. Comunque è abbastanza plausibile che ci si accorga del guasto in un tempo abbastanza breve dal suo verificarsi, non fosse altro per il fatto che il corrispondente non ci riceve più. Comunque i "chiacchieroni" facciano i conti stando "dalla parte dei bottoni", cioè per il peggio.

Inoltre se si polarizza il transistor in classe AB c'è un altro mezzo watt circa di dissipazione da conteggiare ma in confronto agli altri valori considerati, lo si può trascurare abbastanza tranquillamente. Ora, occorre sapere a che temperatura ambiente massima si prevede di far funzionare l'amplificatore. Nel caso lo si tenga in casa, è difficile che si superino i 35°C, quindi rimane una differenza minima di temperatura pari a 70°C-35°C = 35°C.

Con questa temperatura si devono poter dissipare 50W, allora:

$$\frac{35^{\circ}\text{C}}{50^{\circ}\text{C}} = 0,7^{\circ}\text{C/W}$$

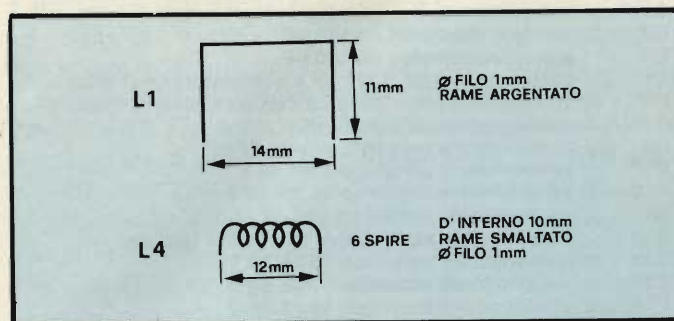


Tabella 3 - Dati per le bobine del circuito impiegante il 2N 5591.

Temperatura ambiente in °C	Potenza massima dissipabile in W	SWR massimo accettabile
10	65	∞
15	60	∞
20	55	∞
25	50	∞
30	45	1,8
35	40	7,8
40	35	4,4

Fig. 14 - Caratteristiche dell'amplificatore con radiatore da 1°C/W.

cioè ci serve un radiatore da $0,7^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Questo valore è molto basso e un radiatore con queste caratteristiche oltre ad essere voluminoso è anche molto costoso.

Prevedendo di controllare le onde stazionarie in uscita si può impiegare anche un radiatore da $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$, col che si possono dissipare 35W massimi, ossia si può tollerare un SWR massimo pari a 4,4 circa e via dicendo. Nel nostro progetto si è ritenuto sufficiente un radiatore da $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ accettando le limitazioni di cui sopra.

In pratica con tale radiatore si hanno le caratteristiche indicate in figura 14.

Realizzazione pratica

In figura 15 è riportato il circuito stampato, lato componenti, del nostro amplificatore e a fianco la disposizione dei componenti sullo stesso. È bene chiarire, ora, alcuni aspetti importanti al riguardo: i puntini bianchi che compaiono sul disegno dello stampato non sono difetti di stampa ma punti ove il circuito, una volta realizzato, andrà forato con punta da 1 mm per consentire di saldare dei corti spezzi di filo di rame (ad esempio ex reofori di resistenze o condensatori), ripiegati sul circuito a forma di U, come presentato in figura 16 ed ottenere così il collegamento tra le piazzuole di massa ed il piano di massa sottostante; infatti lo stampato va realizzato in fibra di vetro, con ramatura su entrambe le facce, di cui quella senza incisioni rappresenta un piano continuo di massa. Come noto la RF è molto sensibile alle induttanze parassite

te e ai ritorni lunghi di massa. Per tale motivo è bene abbondare coi collegamenti fra piste superiori e inferiori. Per fare le cose bene è opportuno argentare il circuito su entrambe le facce. Chi avesse difficoltà a realizzare detto stampato o a reperire dei componenti può rivolgersi direttamente all'autore telefonando al n° 02/3092384, di Milano, sia per consigli che per la fornitura di ciò che manca.

Nel punto ove va inserito il transistor si fori il circuito stampato con una punta da 10 mm. Non saldate il transistor prima che il circuito sia stato fissato all'aletta di raffreddamento e che lo stesso sia stato fissato al radiatore col suo dado.

Come consiglio posso suggerirvi di montare lo stampato al radiatore con le viti di fissaggio ai quattro angoli, marcare con una matita il radiatore in corrispondenza del centro del foro del transistor e forarlo quindi con una punta da 4,5 mm di diametro.

Una volta saldati tutti i componenti ad esclusione del transistor, si fissa lo stampato al radiatore usando come distanziatori tra circuito e radiatore dei dadi. Poi si fissa il transistor col suo dado, dopo averne ben cosparso il gambo e la base di grasso al silicone per facilitare la conduzione termica. Attenzione che al momento di stringere il dado i terminali siano al posto giusto, cioè la base verso L1 e il collettore verso L4. Infine si salda il transistor sullo stampato abbondando con lo stagno, specie sotto i terminali di emitter.

Una precisazione: prima di fissare il transistor e saldarlo

ELENCO COMPONENTI

Resistori

- R1 = 10 Ω 1/2 W 10%
- R2 = 10 Ω 1/2 W 5%
- R3 = 470 Ω 1/4 W 5%
- P1 = lineare 1 k Ω

Condensatori

- C1 = compensatore 7 \div 100 pF a compressione di mica
- C2 = compensatore 7 \div 100 pF a compressione di mica
- C3 = condensatore chip da 150 pF
- C4 = condensatore chip da 150 pF
- C5 = compensatore 50 \div 380 pF a compressione di mica
- C6 = compensatore 7 \div 100 pF a compressione di mica
- C7 = condensatore pin-up 15 pF
- C8 = condensatore ceramico pin-up 15 pF
- C9 = condensatore ceramico 1 nF 50 V
- C10 = condensatore ceramico 10 nF 50 V
- C11 = condensatore poliestere 220 nF 50 V
- C12 = condensatore elettrolitico 10 μF 25 V tantalio
- C13 = condensatore ceramico 10 nF 50 V
- C14 = condensatore ceramico 10 nF 50 V
- C15 = condensatore ceramico 10 nF 50 V
- C16 = condensatore ceramico 10 nF 50 V
- C17 = condensatore ceramico 10 nF 50 V

Semiconduttori-Varie

- RFC1 = Impedenza RF tipo VK 200 Philips
 - D1 = diodo silicio 1N4002
 - D2 = diodo silicio 1N4002
 - D3 = diodo silicio 1N4002
 - DZ1 = diodo zener 5,6 V BZY 88 C5V6 o similare
 - Q1 = transistor B 25-12 o 2N 5591
 - Q2 = transistor 2N 1711
 - 1 = aletta raffreddamento a stella per Q2
 - 1 = radiatore alettato (vedi testo) da $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ o minore grasso al silicone
 - 2 = connettori coassiali BNC da pannello o SO 239
- Filo argentato \varnothing 1 mm e \varnothing 1,5 mm per bobine L1, L2, L3, L4; RFC2, RFC3 vedere testo.

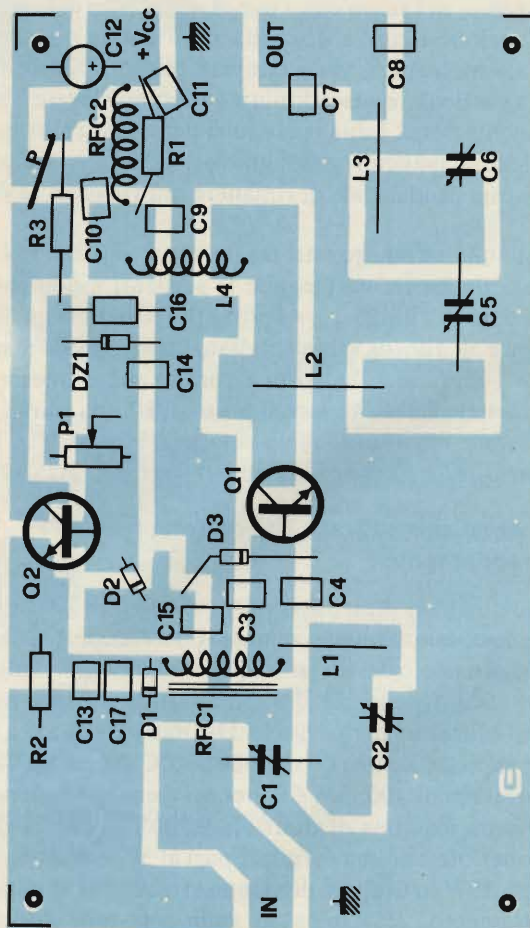


Fig. 15 - Circuito stampato in scala 1:1 e disposizione dei componenti.

occorre collegare con due bandelle di rame le piazzuole di emitter con il rame sottostante, piegandole ad U e saldandole in loco (vedi figura 17).

Taratura

Terminato il montaggio occorre tarare l'amplificatore. Per fare ciò ci si deve procurare un alimentatore adatto e per adatto intendo un qualche cosa in grado di erogare circa 5 ampere a 13,6V (andrebbe bene anche se fosse intorno ai 12V). In mancanza di ciò si può usare la batteria dell'automobile. Se l'alimentatore ha la possibilità di variare la tensione in uscita tanto meglio, perchè potremo incominciare con tensioni basse e via via crescere, per evitare di compromettere la vita del transistor che ricordiamolo, finchè non è tarata la rete adattatrice di uscita, si trova a lavorare in condizioni pessime. Collegheremo ora tale alimentatore al nostro circuito. Occorre ricordare che la taratura va effettuata prima in FM (o CW) e poi eventualmente per SSB. Perciò, occorre collegare il terminale dell'impedenza VK 200 non collegato alla base del transistor ma direttamente a massa; occorre controllare che il trimmer P1, se esiste, sia ruotato in modo da presentare la massima resistenza, al fine di non fare dissipare troppo e inutilmente a Q2.

Quindi si collega l'uscita del trasmettitore in nostro possesso all'ingresso di un misuratore di onde stazionarie, alla cui uscita va collegato l'ingresso del nostro amplificatore.

Infine, si collega all'uscita dell'amplificatore un carico fittizio o in mancanza di esso l'antenna che, come detto, deve presentare un'impedenza di 50 Ω. Il tutto si deve presentare come in figura 18. Se si hanno a disposizione due SWR-metri, tanto meglio, perchè si potrà collegare il secondo tra l'uscita

dell'amplificatore e l'antenna, senza dovere più scollegare niente fino a taratura ultimata.

In ogni caso si dia tensione al tutto, iniziando anche per il trasmettitore, se possibile, da un valore più basso del nominale.

Il trasmettitore deve essere posto in trasmissione, alla frequenza centrale della banda che più ci interessa o altrimenti a 145 MHz circa e con modo di funzionamento FM o CW. Si devono regolare i trimmer C1 e C2 con un cacciavite antinduttivo di nylon, plastica o fibra di vetro, fino ad avere il minimo di onde stazionarie del trasmettitore pilota. Per far ciò si inizia con le viti dei trimmer completamente serrate (non con forza!) e si ritocchi prima l'uno poi l'altro compensatore fino a portare il tutto a $SWR = 1$. A tal punto si stacchi l'alimentazione e si porti il misuratore di SWR all'uscita dell'amplificatore RF. Si ridia tensione e si tarino i trimmer di uscita per il massimo dell'onda diretta il che più o meno significa per il massimo della potenza. Fatto questo si aumentino le tensioni di alimentazione fino a portarle ai valori nominali notando che all'aumentare della tensione deve corrispondere un aumentare di pari passo della potenza in uscita. Si riporti il misuratore di onde stazionarie all'ingresso dell'amplificatore e si tari l'ingresso per il minimo SWR e poi di nuovo in uscita per il massimo segnale. Dopo qualche prova, non si riuscirà ad ottenere di meglio, quindi la taratura si potrà definire terminata. Si fissino poi i trimmer con una goccia di Bostik sulla vite di regolazione.

Per chi fosse interessato al funzionamento in SSB, aggiungerò che senza analizzatore di spettro si può fare piuttosto poco.

Darò solo alcuni consigli pratici. Terminata la taratura descritta, occorre spostare il terminale a massa della VK 200 sulla piazzuola ove si collega anche l'emitter di Q2. Dopo essersi accertati che su Q2 sia stata posta l'aletta di raffreddamento e i diodi siano in stretto contatto con i rispettivi transistori e spalmati di grasso al silicone, si colleghi un milliamperometro con portata 100 mA fondo scala o similare in serie a L4 (o RFC2) e si regoli il trimmer P1 finchè nel transistor Q1 non scorra, a riposo, una corrente di $20 \div 30$ mA.

Si ripristino i collegamenti di L4 e si regolino C1 e C2 per il minimo SWR, lasciando inalterati gli altri compensatori. Non si faccia l'errore di tararli per la massima uscita perchè senza la verifica dell'analizzatore, o almeno di un wattmetro selettivo, non si potrà sapere se l'incremento di uscita è dovuto o no a termini di distorsione, detti anche spurie. In SSB, infine non si pretendano 25W in uscita ma si stia bassi di potenza di pilotaggio e non si chiedano più di 20W circa in uscita.

Occorrerebbe controllare poi che nel transistor, una volta riscaldatosi, la corrente a riposo sia rimasta nell'ordine dei $20 \div 30$ mA, ritoccando eventualmente il trimmer e curando il contatto termico tra i diodi e il transistor.

Con l'analizzatore, chiaramente, si può vedere per quale corrente a riposo si ha il minimo di spurie e regolare i compensatori per il meglio, usando il test dei due toni. Naturalmente, se questo amplificatore deve funzionare con dei ricetrasmittenti, occorre anche un relè che lo escluda dal circuito quando si è in ricezione, come rappresentato in figura 19.

Un circuito adatto a tale scopo verrà presentato prossimamente su questa rivista. L'autore rimane a disposizione di tutti per eventuali chiarimenti.

Fig. 16 - Come ottenere il collegamento tra piste della faccia superiore e piano di massa.

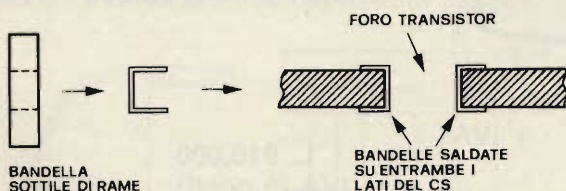
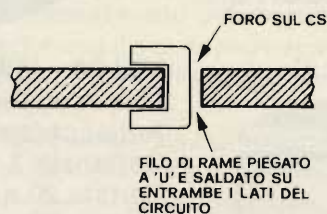


Fig. 17 - Realizzazione pratica delle bandelle di rame e loro saldatura sul circuito stampato.

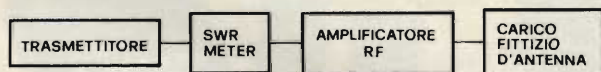


Fig. 18 - Disposizione delle apparecchiature per la taratura dell'amplificatore.

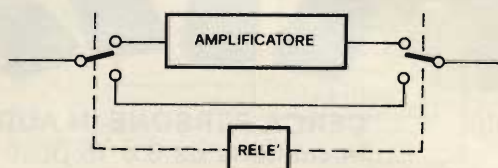


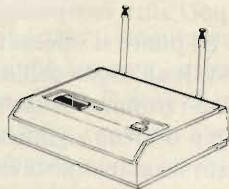
Fig. 19 - Connessioni del relè di antenna per escludere l'amplificatore durante la ricezione.

ITALSTRUMENTI s.r.l.

00147 ROMA - VIALE DEL CARAVAGGIO, 113 TEL. (06) 51.10.262 CENTRALINO



L. 430.000
+ IVA



K 80 Portata 1 - 10 Km.



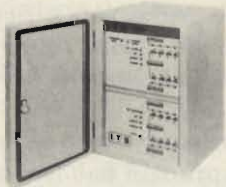
L. 380.000
+ IVA

HANDY PHONE Mod. HP 1001
Portata 1-3 Km.

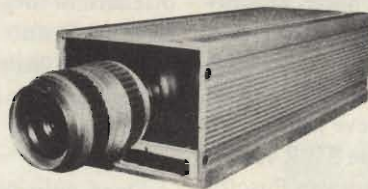


L. 220.000
+ IVA

FREEDOM PHON
Mod. FF 1500
Portata mt. 200
Disponibili altri 10 modelli



CENTRALE I.T.C. HARD
da 2-4-8-16-24 zone
professionali

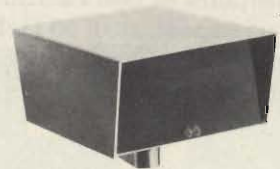


L. 190.000
+ IVA

**TELECAMERA A CIRCUITO
CHIUSO**
VIDICON 2/3"



**BATTERIE
ERMETICHE
RICARICABILI**
P.S. modelli
da 1 A/h
fino a 36 A/h
6V - 12V

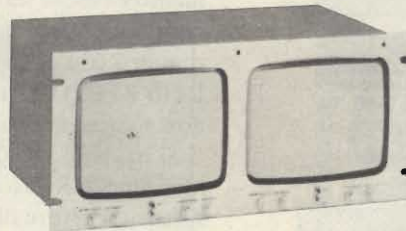


MW 20 - MW 30
Microonde in 2 versioni
Antiacciacamento
Garanzia 3 anni
Portata 20 mt. L. 80.000 + IVA
Portata 30 mt. L. 90.000 + IVA



L. 220.000
+ IVA

MONITOR
Disponibili modelli
da 6" 9" 12" 20" 24"



L. 420.000
+ IVA

MONITOR DA RACK



"SUPER BEEP" in audio in versione da 6-12-18 posti
L. 815.000 + IVA (6 posti)



L. 910.000
+ IVA (6 posti)

CERCA PERSONE IN AUDIO
In versione da 6 e 15 posti

Uso delle memorie programmabili per sola lettura

di Howard Cook

Un moderno dispositivo elettronico, assai versatile e adatto per svolgere un gran numero di funzioni nei moderni sistemi di elaborazione, è la memoria programmabile per sola lettura, la cui sigla è P.R.O.M. Esponiamo in questo articolo i concetti fondamentali del suo funzionamento, ne chiariamo le differenze rispetto alla normale memoria per sola lettura, precisiamo alcuni esempi tipici di impiego.

Per stabilire in primo luogo la differenza sostanziale tra una memoria del tipo R.O.M. e una memoria del tipo P.R.O.M., diremo che quest'ultima consiste in un dispositivo che può recare un programma che in essa viene trascritto una volta dall'utente, dopo di che il circuito assume virtualmente le stesse caratteristiche di una memoria per sola lettura a programma fisso.

Il meccanismo di immagazzinamento del programma è irreversibile, e - nella maggioranza dei casi - può essere considerato alla stessa stregua della fusione di accoppiamenti metallici all'interno del dispositivo.

Quest'ultima operazione si è dimostrata molto sicura quando i suddetti accoppiamenti metallici vengono incorporati in uno spesso strato di quarzo, facente parte del cristallo. Quando viene fatto fondere, l'accoppiamento metallico torna a

spostarsi dal centro verso ogni estremità, determinando quindi una netta rottura, che non lascia possibilità alcuna alle due metà di ricombinarsi tra loro.

Incidentalmente, aggiungiamo che l'unica modifica possibile nel programma immagazzinato, una volta che il dispositivo sia stato programmato, consiste nel determinare la fusione di un maggior numero di accoppiamenti rispetto a quelli che erano già stati precedentemente interrotti.

Ne deriva che, con questo tipo di P.R.O.M., il progettista si trova a disporre di un attrezzo flessibile, in quanto - tramite la programmazione delle proprie unità - egli si trova in grado di sfruttare le tecniche R.O.M. nelle applicazioni che non era possibile prendere in considerazione precedentemente, impiegando unità R.O.M. a maschera programmata, a causa del costo elevato e dei lunghi periodi di attesa che si associavano alla fabbricazione di questi dispositivi.

In questa occasione vedremo come il dispositivo possa essere usato per la produzione della temporizzazione, per il controllo delle informazioni, nonché per la produzione di caratteri ad alta velocità.

CONTROLLO DELLA TEMPORIZZAZIONE DEL SISTEMA

Introduzione

Alcune esigenze relative alla temporizzazione di un sistema sono difficili da completare mediante le tecniche logiche convenzionali: quanto sopra può essere dovuto alla gamma dei periodi di tempo da definire entro un ciclo di temporizzazione.

Il sistema illustrato in *figura 1* denota un metodo per produrre una sequenza di questo genere, impiegando una unità del tipo P.R.O.M. In questo caso, l'unità è del tipo SN74186, organizzata in 64 parole x 8 bit, per cui presenta sei ingressi di selezione, e otto uscite per i dati.

Gli ingressi di selezione vengono alimentati con le uscite

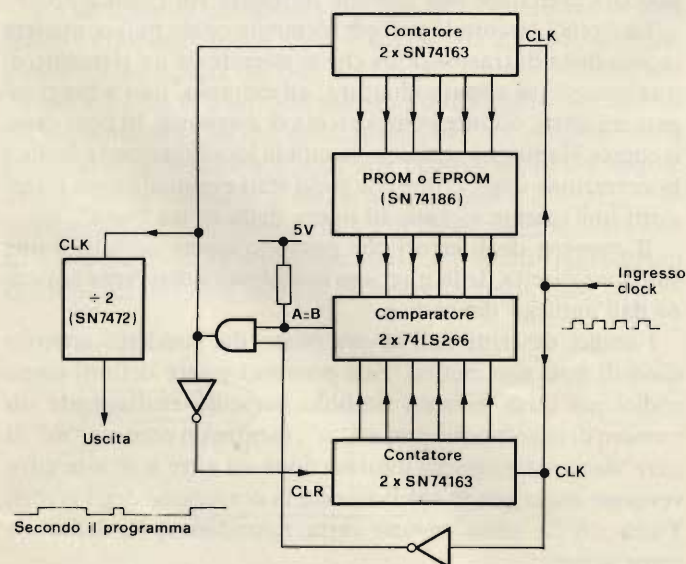


Fig. 1 - Schema a blocchi del temporizzatore programmabile in sequenza.

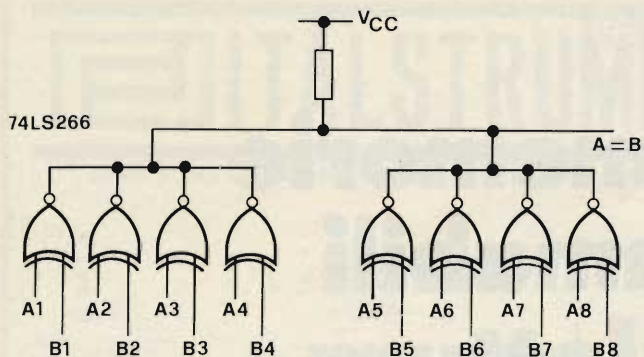


Fig. 2 - Collegamento di "gate" del tipo "Exclusive NOR" come comparatore di parola da 8 bit.

provenienti dalla coppia superiore di contatori sincroni del tipo SN74163.

Le due uscite più significative di questi contatori vengono trascurate. Le uscite fornite dall'unità P.R.O.M. vengono confrontate con le uscite provenienti dalla coppia inferiore di contatori SN74163, ad opera dei due dispositivi tipo SN74LS266. Queste unità consistono in dispositivi "quad exclusive NOR" a 2 ingressi, con uscite a collettore aperto.

La figura 2 illustra come questi dispositivi possono essere usati con un comparatore di parole da 8 bit, con le uscite collegate tra loro nel modo "wire-AND", con l'aggiunta di un resistore "pull-up" per costituire un'uscita di eguaglianza.

Funzionamento

L'ingresso "clock" del sistema è fornito a entrambe le serie di contatori, dopo di che viene invertito di polarità, e sfruttato per controllare il funzionamento dell'uscita "A = B" proveniente dal comparatore. Partendo dal presupposto che i contatori ricevono un impulso di azzeramento proveniente da un'altra parte del sistema non appena si applica la tensione di alimentazione, tutti i contatori partono da zero.

L'ingresso "tutti zero" applicato all'unità P.R.O.M. rappresenta un indirizzo valido, e al comparatore di dati viene fornita un'uscita corrispondente, proveniente dall'unità P.R.O.M. Tuttavia, l'ingresso al comparatore proveniente dal contatore inferiore è ancora del tipo "tutti zero", per cui non corrisponde all'uscita dell'unità P.R.O.M.

L'uscita "A = B" proveniente dal comparatore rimane quindi al livello logico "0", e ciò inibisce l'ingresso "enable" nei confronti dei contatori superiori.

A mano a mano che gli impulsi "clock" sono forniti al sistema, i bordi degli impulsi "clock" varianti in senso positivo tentano di incrementare l'indicazione dei contatori. Tuttavia, solo i contatori inferiori aumentano in pratica, in quanto i contatori superiori risultano disabilitati.

Quanto sopra continua a verificarsi finché l'uscita dei contatori inferiori passa alla medesima parola disponibile all'uscita dell'unità P.R.O.M. A causa di ciò, la linea "A = B" passa al livello logico "1", e questo segnale viene fatto passare attraverso un "gate AND" quando il "clock" ritorna a "0".

Si noti che, dal momento che il "clock" viene applicato a questo "gate", ciò protegge il sistema contro gli impulsi di uscita spuri presenti lungo la linea "A = B" a causa delle variazioni del ritardo di propagazione durante i cambiamenti di uscita del contatore.

Quando la linea "A = B" passa al livello "1", i contatori inferiori vengono riazzerati, mentre si attivano i contatori superiori, e risultano quindi pronti per l'impulso "clock" successivo.

A sua volta, il segnale "A = B" determina il funzionamento dello stadio di divisione per due, che rende disponibile l'uscita del sistema. Questo stadio permette di programmare la durata di entrambi gli stati "alto" e "basso" dell'uscita del sistema.

L'impulso "clock" successivo incrementa tutti i contatori, in che determina la variazione delle parole di dati fornite al comparatore, facendo quindi in modo che la linea "A = B" ritorni al livello "0", ciò che disattiva nuovamente i contatori superiori.

La nuova uscita proveniente da questi contatori costituisce un nuovo indirizzo per l'unità P.R.O.M., che - a sua volta - fornisce una nuova parola di uscita al comparatore. In questo modo il procedimento continua.

Questo sistema può essere programmato il modo da immagazzinare 64 intervalli, e ciascuno di essi può essere di qualsiasi lunghezza compresa tra un periodo "clock" e 2^8 periodi "clock". (Un esempio di tale esigenza potrebbe essere costituito dalla temporizzazione di una lavatrice automatica, nella quale le fasi di "risciacquo" variano probabilmente di durata da un minimo di 3 sec. ad un massimo di 10 min.

Con il periodo "clock" regolato su 3 sec., l'intervallo più lungo che può essere ottenuto dal circuito corrisponde a 12,8 minuti, il che è maggiore di 10 min., e quindi adeguato).

CONTROLLO DELL'INFORMAZIONE

Codice "Hamming"

Uno dei metodi più comuni per proteggere l'integrità di un'informazione di carattere digitale, mentre passa attraverso una "rete" circuitale, consiste nell'impiegare un codice "Hamming". Nel 1950, R. W. Hamming scrisse un articolo intitolato "Rivelazione di Errori e Codici di Correzione degli Errori", che descrive un metodo pratico per migliorare tale sistema; grazie al costo ridotto per ciascuna funzione che viene riscontrato con le moderne tecnologie elettroniche, la maggiore complessità che deriva dall'impiego di tale sistema può ora esercitare una minima influenza sul costo globale.

La "rete" circuitale precedentemente citata può consistere in una linea di trasmissione che si estende da un elemento di una complessa apparecchiatura, ad esempio, fino a raggiungere un altro, oppure in un sistema di memoria. In ogni caso, il codice Hamming consente la rapida localizzazione e facilita la correzione degli errori che sono stati eventualmente introdotti unitamente ai dati, ad opera della stessa "rete".

Il numero degli errori che possono essere corretti è una funzione diretta della ulteriore complessità derivante appunto dall'impiego del codice.

I codici descritti dall'autore citato del suddetto articolo sono di tipo sistematico. Essi possono essere definiti come codici nei quali ciascun simbolo presenta esattamente un numero di cifre binarie pari ad "n", mentre un numero "m" di cifre viene associato all'informazione ed altre $k = n - m$ cifre vengono usate per la rivelazione e la correzione degli errori. Tutto ciò dà adito ad una certa ridondanza, R, definibile come segue:

$R = \text{Numero totale delle cifre} / \text{Cifre di informazione}$
 ciò che effettivamente riduce il rendimento del canale.

I bit di controllo "k" vengono prodotti come bit di parità su parti selezionate della parola che contiene i dati. È possibile dimostrare che, per essere in grado di correggere un unico errore nella parola che reca i dati, le regolazioni che intercorrono tra "m" ed "n" corrisponde a $2^m \leq 2^n / (n+1)$.

Ciò denota che quattro bit di controllo sono sufficienti per lunghezze della parola di informazione (m) fino ad 11 bit.

Di conseguenza, la ridondanza varia a seconda del valore di "m".

Per poter essere in grado di rivelare (senza correzione) un ulteriore errore, è necessario disporre di un altro bit di controllo. Sotto questo aspetto, le unità P.R.O.M. possono essere usate per effettuare la produzione dei bit di controllo per parole di dati costituite da 4 bit di informazione, nonché per il controllo e la correzione di una parola combinata.

Produzione del Bit di controllo

La tabella 1 che segue rappresenta le equazioni di definizione per la produzione dei bit di controllo, P, a partire dai bit dei dati, X, e la figura 3 rappresenta un metodo per migliorare le prestazioni globali nei confronti di P1, facendo uso di "gate" del tipo "exclusive OR".

$$\begin{aligned}
 P_1 \oplus X_1 \oplus X_2 \oplus X_4 &= 0 \\
 P_2 \oplus X_1 \oplus X_3 \oplus X_4 &= 0 \\
 P_3 \oplus X_2 \oplus X_3 \oplus X_4 &= 0 \\
 P_1 \oplus X_1 \oplus P_2 \oplus X_2 \oplus P_3 \oplus X_3 \oplus P_4 \oplus X_4 &= 0
 \end{aligned}$$

Tabella 1 - Equazioni mediante le quali è possibile la produzione dei bit di controllo P partendo dai bit "X" dei dati.

La tabella 2 rappresenta invece la tabella logica della verità per 4 bit di dati, e per 4 bit di controllo (con correzione di errore singolo, e rivelazione di errore doppio), che può essere prodotta attraverso le equazioni della tabella 1.

Un'alternativa economica per produrre questi bit di controllo è l'impiego di una unità P.R.O.M. da 256 parole x 4 bit, e cioè un esemplare del tipo SN74S287, come si osserva alla figura 4: i 4 bit di controllo sono in pratica sufficienti fino ad un massimo di 11 bit di informazione, nell'eventualità che sia necessario procedere soltanto alla correzione di un singolo errore, senza rivelazione dell'errore doppio.

Di conseguenza, questa unità P.R.O.M. può produrre i bit di controllo fino ad un massimo di 8 bit di informazione, in quanto dispone di 8 ingressi di selezione (indirizzo).

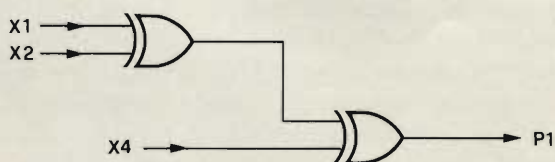


Fig. 3 - Circuito di principio per la produzione del codice Hamming.

Decimal Number	P ₁	X ₁	P ₂	X ₂	P ₃	X ₃	P ₄	X ₄
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	1	0	0	1
2	0	0	1	0	1	1	1	0
3	1	0	0	0	0	1	1	1
4	1	0	0	1	1	0	1	0
5	0	0	1	1	0	0	1	1
6	1	0	1	1	0	1	0	0
7	0	0	0	1	1	1	0	1
8	1	1	1	0	0	0	1	0
9	0	1	0	0	1	0	1	1
10	1	1	0	0	1	1	0	0
11	0	1	1	0	0	1	0	1
12	0	1	1	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	0	0	0	1
14	0	1	0	1	0	1	1	0
15	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabella 2 - Tabella della verità relativa ad una memoria programmabile per sola lettura.

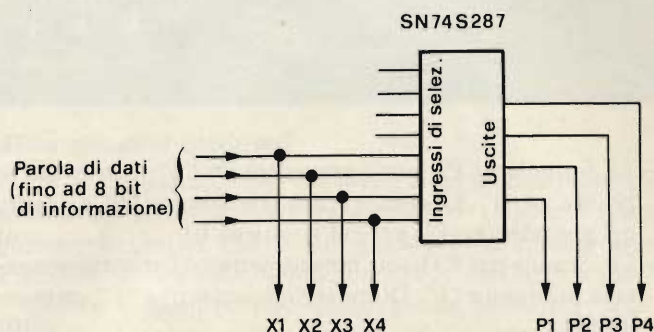


Fig. 4 - Generazione dei bit di controllo per il codice Hamming.

Se il dispositivo viene usato per lunghezze della parola di informazione inferiori ad 8 bit, in tal caso gli ingressi di selezione non utilizzati devono essere tenuti permanentemente ad un livello o all'altro. L'unità di memoria programmabile viene programmata a seconda della tabella appropriata della verità, come ad esempio la tabella 2.

Controllo e correzione di errore

Il metodo per controllare una parola di dati agli effetti degli errori, nonché per la locazione e la correzione dell'errore, consiste nello svolgere controlli di parità sui diversi gruppi di bit, nel modo definito dalle equazioni della tabella 1. Un esempio numerico può essere allestito come segue:

Consideriamo il codice che rappresenta il numero decimale 12: in tal caso avremo che:

Numero Decimale	P ₁	P ₂	X ₁	P ₃	X ₂	X ₃	X ₄	P ₄
12	0	1	1	1	1	0	0	0
					(0)			

Se il livello "1" in posizione X2 viene alterato ed assume invece il livello "0", in tal caso accade che:

— La formula per P1 lascia prevedere un "1", e presenta effettivamente uno "0". Di conseguenza si scrive 1

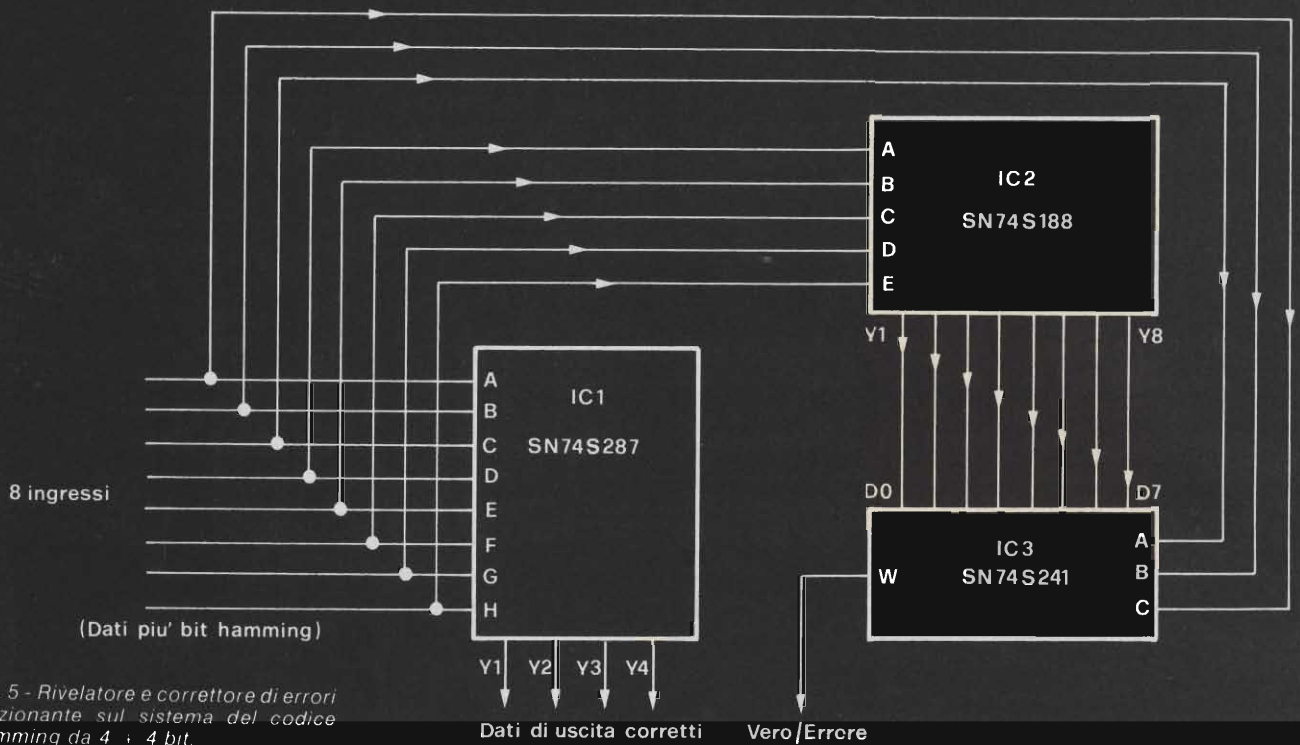


Fig. 5 - Rivelatore e correttore di errori funzionante sul sistema del codice Hamming da 4 a 4 bit.

- La formula di P2 lascia prevedere un "1", e presenta in pratica un "1". Di conseguenza si scrive un "0" a sinistra del precedente "1", per cui si ottiene 01 01
 - La formula per P3 lascia prevedere un "0", mentre presenta in pratica un "1". Di conseguenza si scrive "1", ottenendo 101 101
- Questo numero binario rappresenta il valore 5, denotando che il quinto bit rappresenta l'errore. P4 viene usato per indicare la presenza di due errori. La formula per P4 lascia prevedere uno "0", e presenta effettivamente uno "0". Di conseguenza, non vi sono due errori. Questo procedimento può essere svolto anche in modo economico, impiegando appunto unità del tipo P.R.O.M.

La figura 5 illustra un sistema per elaborare una parola di dati da 8 bit, allestita con 4 bit di informazione, e 4 bit di controllo: tutti gli 8 bit vengono forniti agli ingressi di selezione dei circuiti integrati che ancora una volta sono del tipo SN74S287 256 x 4 P.R.O.M.

Questo dispositivo viene programmato secondo il procedimento già descritto per la correzione di errori singoli; e le relative quattro uscite forniscono quindi la vera informazione per nessun errore o un errore all'ingresso.

I circuiti integrati IC2 ed IC3 costituiscono un blocco di memoria organizzato in 256 parole di 1 bit; IC2 è una unità P.R.O.M. del tipo SN74188, del tipo da 32 parole x 8 bit (256 bit in totale), ed IC3 consiste in un selettore da 1 linea da 8 linee. Quest'ultimo circuito integrato, controllato attraverso tre linee di ingresso, seleziona una uscita alla volta dall'unità SN74188.

Gli ingressi di selezione di questa unità vengono collegati agli altri cinque ingressi, ed il dispositivo viene programmato in conformità alla formula che definisce l'ultimo bit di controllo, P4. Di conseguenza, se la parola di ingresso di 8 bit contiene due errori, l'uscita di IC3 indica che la parola di uscita fornita da IC1 non è corretta.

GENERATORI DI CARATTERI AD ALTA VELOCITA'

Nei sistemi che implicano l'indicazione o lo stampaggio di caratteri alfanumerici, è solitamente necessario effettuare la conversione dal codice digitale nel formato di carattere, in un determinato stadio. Questa fase viene definita in base a parametri di natura economica, in quanto un carattere formato mediante un indicatore a matrice da 5 x 7 punti implica la definizione di 35 punti ma 64 caratteri, per fare un esempio, potrebbero essere definiti soltanto da sei bit in una parola binaria, in quanto $2^6 = 64$.

Di conseguenza, la struttura elettronica dell'intero sistema deve necessariamente essere in grado soltanto di elaborare parole da 6 bit, in questo caso specifico.

Sebbene per la conversione dal codice digitale al formato con matrice a punti siano disponibili circuiti integrati standard per la "produzione di caratteri", queste unità non sono adatte per alcuni tipi particolari di applicazioni.

Un dispositivo standard tipico, sotto questo aspetto, è quello contraddistinto dalla sigla TMS 2501, che è un dispositivo MOS a canale "p" programmato con 64 caratteri standard, (da A a Z, da 0 a 9, con l'aggiunta della punteggiatura, ecc.).

A causa della tecnologia che viene impiegata per la fabbricazione di dispositivi di questo genere, la velocità di funzionamento è molto limitata (all'incirca 1,5 MHz di frequenza massima per fila di caratteri).

Questa limitazione, che si aggiunge al fatto che il programma all'interno del dispositivo è fissato a una serie standard di caratteri, impone delle limitazioni all'utilità del dispositivo.

Un metodo per superare entrambe queste restrizioni consiste nel realizzare il generatore di caratteri impiegando unità P.R.O.M. del tipo TTL. Anche in questo caso si permette all'utente di definire e di impostare il proprio programma di

caratteri, oltre al fatto che il circuito è in grado di funzionare con una velocità molto maggiore.

Il sistema illustrato in *figura 6* immagazzina 128 caratteri per l'indicazione tramite una matrice a punti da 5 x 7, e funziona con un tempo di accesso dall'ingresso di indirizzo all'uscita della fila di caratteri del valore tipico di 50 ns.

Il funzionamento

I componenti dell'unità P.R.O.M. impiegati in questo sistema sono dispositivi SN74S287 da 1024 bit, organizzati in 256 parole di 4 bit.

Allo scopo di immagazzinare 128 caratteri per un'indicatore a matrice da 5 x 7, la capacità totale della memoria deve essere pari almeno a $128 \times 5 \times 7 = 4480$ bit, ed organizzata in 896 parole da 5 bit.

I primi quattro circuiti integrati del tipo P.R.O.M., vale a dire IC1, IC2, IC3 ed IC4 presentano le rispettive uscite corrispondenti collegate tra loro nel modo "Wire-AND", e tali dispositivi vengono selezionati uno alla volta tramite i rispettivi ingressi "enable". Questi ingressi vengono pilotati ad opera delle uscite di una metà di IC6, del tipo SN74S139, che consiste in un decodificatore da 2 a 4 linee, i cui due ingressi corrispondono a due dei dieci ingressi di indirizzo facenti capo al sistema.

I restanti 8 ingressi di indirizzo vengono collegati a ciascuna delle unità P.R.O.M. facenti parte del sistema.

I circuiti integrati compresi tra IC1 ed IC4 costituiscono quindi un blocco di memoria da 1024 parole di 4 bit, per cui resta soltanto da procurare 1024 parole di 1 bit per completare il sistema.

Tutto ciò viene fornito dal quinto dispositivo, IC5, le cui

quattro uscite vengono selezionate una alla volta da una metà del selettore di dati IC7, del tipo SN74S153.

Gli ingressi del selettore dei dati vengono controllati dalle due medesime linee di indirizzo che controllavano il decodificatore del blocco di memoria da 1024 x 4.

IC5, unitamente ad IC7, costituiscono quindi un blocco di memoria da 1024 parole di 1 bit, determinando così la disponibilità di un'organizzazione totale di 1024 parole di 5 bit.

La velocità di funzionamento: Il ritardo tipico di propagazione attraverso il dispositivo SN74S139 è pari a 7 ns, ed il tempo tipico di accesso delle unità P.R.O.M. a partire dai rispettivi ingressi di abilitazione corrisponde a 15 ns.

Questo ritardo totale di 22 ns è inferiore al tempo tipico di accesso delle unità P.R.O.M. a partire dagli ingressi di indirizzo, il che corrisponde a 45 ns.

Il tempo di accesso di un blocco da 1024 x 1 viene determinato dal tempo di accesso dell'unità P.R.O.M., a partire dagli ingressi di indirizzo, vale a dire 45 ns, che si sommano al ritardo di propagazione attraverso il dispositivo SN74S153, vale a dire 6 ns, raggiungendo così un totale di 51 ns.

Dal momento che ciò corrisponde al più lungo di due tempi totali di accesso del sistema, si tratta di un parametro che determina la massima velocità di funzionamento da parte del sistema stesso.

Altre semplici soluzioni

Per le applicazioni con l'impiego di un minore numero di caratteri, è possibile usare un dispositivo singolo: a tale riguardo, si precisa che l'unità SN74S471 è un dispositivo P.R.O.M. da 2 k bit, organizzato in 256 parole ed 8 bit.

Questo dispositivo può quindi essere usato per varie e

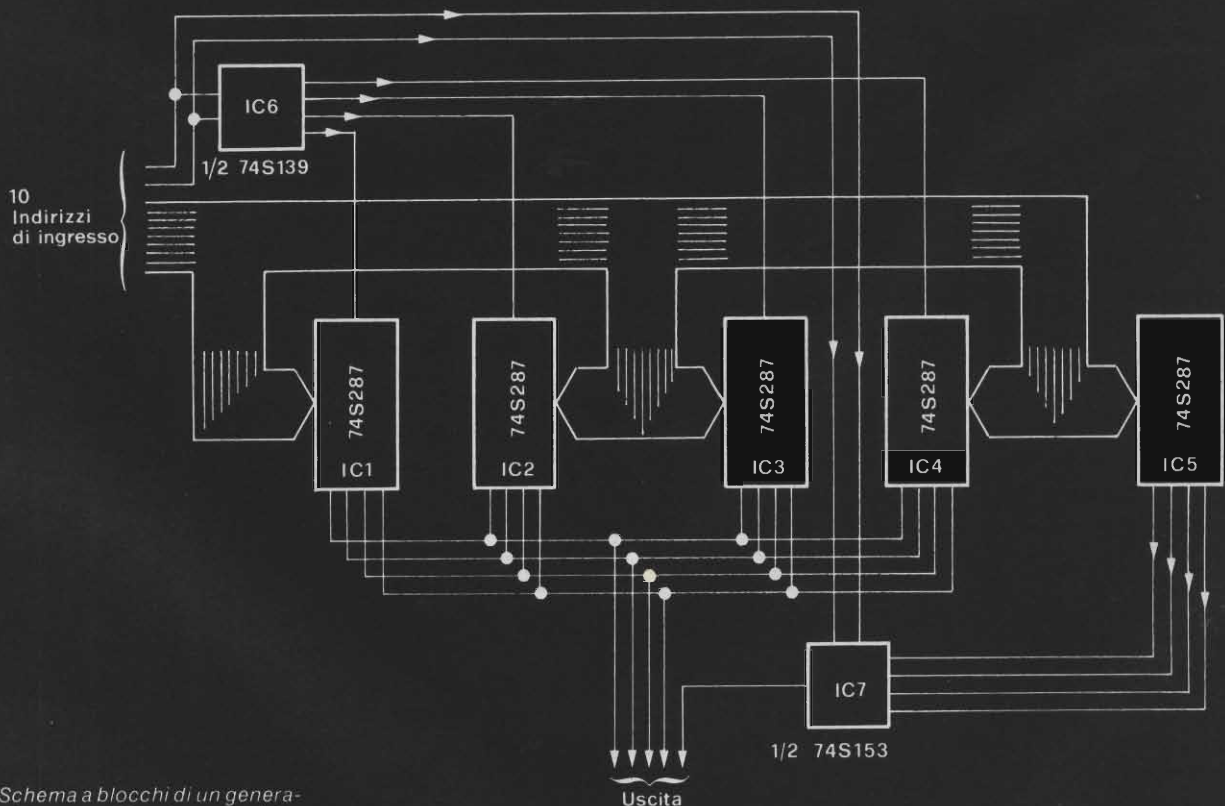


Fig. 6 - Schema a blocchi di un generatore di 128 caratteri funzionanti ad alta velocità.

Il vero tester digitale

KEITHLEY

mod. 130



Lire 225.000*
sconti per quantità
consegna pronta

- multimetro digitale 3 cifre e 1/2
- 5 funzioni: Vdc, Vac, Idc, Iac, Ohm
- precisione Vdc: 0,5%
- misura Idc e Iac fino a 10 A
- prova i diodi su tre portate
- grande display LCD da 15 mm
- portatile, autonomia 200 ore
- protetto su tutte le portate

Disponibile presso ns. magazzino
o Rivenditori autorizzati

Borsa per il trasporto Lire 5.000

* Luglio 1981 - IVA esclusa, pagamento alla consegna
Completo di batteria, puntali e manuale di istruzioni

e una gamma completa di strumenti elettronici di misura
elettronucleonica s.p.a.
MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

diverse organizzazioni agli effetti della produzione di caratteri.

Per una matrice di caratteri da 5 x 7, cinque delle uscite disponibili possono essere usate per le applicazioni di uscita di fila, oppure è possibile usare sette uscite nelle applicazioni di uscita a colonna. In questi esempi di impiego del dispositivo, quest'ultimo può essere programmato in modo da immagazzinare rispettivamente 36 e 51 caratteri. Inoltre, il dispositivo risulta adatto come sistema di uscita di fila per l'impiego con una matrice da 7 x 9, impiegando 7 delle relative uscite. In questo caso, il dispositivo può immagazzinare 28 caratteri.

In tale applicazione considerata così come è stata presentata, l'unità P.R.O.M. è un dispositivo di valore incalcolabile. Esso permette la disponibilità di alcuni caratteri supplementari, quando l'impiego avviene in concomitanza con un dispositivo standard per la produzione di caratteri, oppure, in alternativa, in numero dei caratteri immagazzinati (fino a 51) può essere sufficiente per le esigenze globali di un semplice sistema.

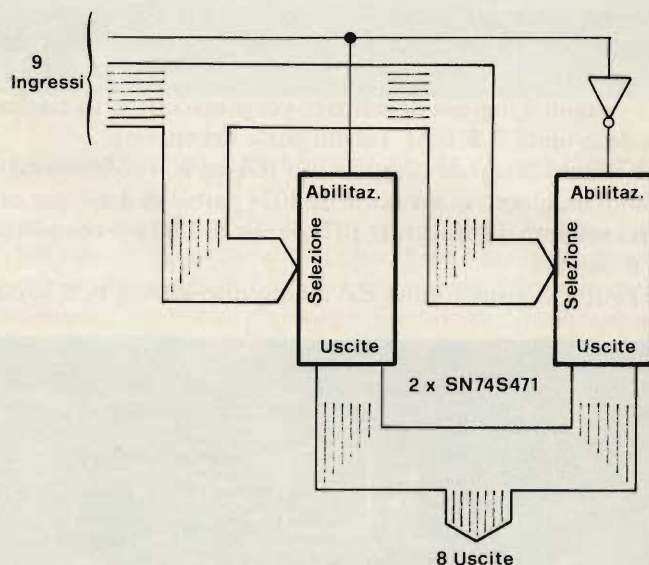


Fig. 7 - Esempio di collegamento in cascata delle unità necessarie per ottenere memorie da 512 parole per 8 bit, che possono essere programmate in modo da immagazzinare 73, 102 oppure 56 caratteri nell'organizzazione descritta nel testo.

Naturalmente, questi dispositivi possono essere collegati tra loro in cascata allo scopo di aumentare il numero delle parole immagazzinate.

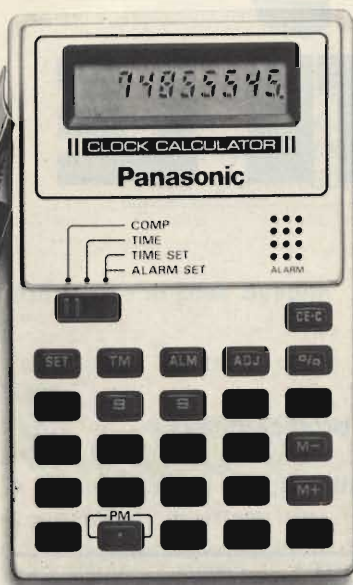
La figura 7 rappresenta due dispositivi in cascata allo scopo di formare 512 parole x 8 bit, che possono essere programmate per immagazzinare 73, 102 oppure 56 caratteri nelle organizzazioni precedentemente descritte.

Il nono ingresso di indirizzo di riga abilita un solo dispositivo alla volta, consentendo quindi di collegare le 8 uscite provenienti dai due dispositivi ad una linea comune da 8 bit, a partire dal sistema.

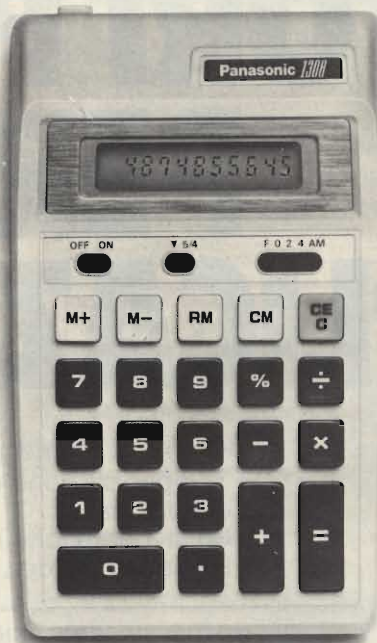
Una volta che il dispositivo sia stato disattivato, le sue uscite sono ad alta impedenza a causa del loro circuito a tre stati, per cui non esercitano alcuna influenza sulle uscite di dati provenienti dal dispositivo che viene selezionato.

DA OGGI PUOI CONTARE SU PANASONIC.

Job Line



Calcolatrice tascabile-orologio mod. JE 8351 U
 Display a cristalli liquidi, 8 cifre, alimentazione a pile.
 Funzioni orologio: ore (AM-PM) minuti secondi allarme/sveglia.
 Funzioni calcolatrice: percentuale add-on e sconti, costante, ripetizione automatica dei calcoli, calcoli a catena e misti.
 Dimensioni: mm 55x91x5,6



Calcolatrice da tavolo mod. JE 1308 U
 Display a cristalli liquidi, 10 cifre, alimentazione a pile (durata media circa 7500 ore).
 Inserimento/estrazione dati in memoria (tasti M+ o M-).
 Selezione decimali a 5 posizioni, costante automatica in moltiplicazione e divisione, ripetizione automatica dei calcoli.
 Dimensioni: mm 100x161x32.




Calcolatrice da tavolo mod. JE 1803 P
 Display a LED e stampante, 10 cifre
 alimentazione a rete, con pile ricaricabili incluse.
 Memoria, percentuale.
 Funzione non-add.
 Selezione decimali a 5 posizioni.
 Costante automatica.
 Contatore dei dati.
 Dimensioni: mm 90,5x219x43,5



Calcolatrice da tavolo mod. JE 2804 P
 Display a LED e stampante a 2 colori, 12 cifre, alimentazione a rete.
 Memoria indirizzabile.
 Percentuale.
 Funzione non-add e totale parziale.
 Tasti doppio zero.
 Selezione decimali a 8 posizioni, virgola automatica per 3 decimali.
 Costante automatica.
 Contatore dei dati a doppia funzione.
 Tasto cambio di indirizzo.
 Tre funzioni di arrotondamento.
 Dimensioni: mm 246x319x85

Questi e gli altri modelli di calcolatrici Panasonic disponibili sono tutti garantiti per un anno

 **Panasonic**
 Fiducia in un nome famoso.

MOTORI PHILIPS PER TUTTE LE APPLICAZIONI

Settori d'impiego

- Temporizzazione e controllo per applicazioni professionali e industriali
- Unità-periferiche di calcolatori e lettori di nastro
- Registratori video, audio, giradischi, ecc.

MOTORI SINCRONI UNIDIREZIONALI	TENSIONE	VELOCITA' * g/min.	COPPIA mNm	DIMENSIONI mm
9904 110 02...		250	3	∅ 51 x 12
9904 110 05...		250	0,5	∅ 35 x 10
9904 110 06...		250	0,25	∅ 35 x 10
9904 110 09...		375	0,08	∅ 20 x 10

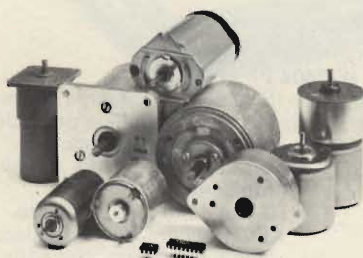
MOTORI SINCRONI REVERSIBILI	da 24 V a 220 V			
9904 111 06...		250	37	∅ 44 x 76
9904 111 27...		250	70	∅ 68 x 58
9904 111 31...		250	20	∅ 51 x 25
9904 111 32...		250	7	∅ 35 x 21
9904 111 33...		250	70	∅ 60 x 40

* a 50 Hz; disponibile versione a 60 Hz

MOTORI PASSO-PASSO	ANGOLO DEL PASSO	TENSIONE NOMIN.	PULL-IN MAX. PASSI/S	COPPIA MASSIMA mNm	DIMENSIONI mm
9904 112 06...	7,5°		200	50	∅ 44 x 76
9904 112 27...	7,5°		275	110	∅ 68 x 58
9904 112 28...	15°		200	65	∅ 68 x 58
9904 112 29...	3,45°	5	700	250	∅ 68 x 100
9904 112 30...	7,5°	e	500	165	∅ 68 x 100
9904 112 31...	7,5°	12 V	400	24	∅ 51 x 25
9904 112 32...	7,5°		600	7	∅ 35 x 21
9904 112 33...	7,5°		275	110	∅ 60 x 40
9904 112 34...	15°		200	65	∅ 60 x 40

MOTORI IN C.C., CON FERRO	TENSIONE NOMIN. V	VELOCITA' NOMIN. g/s	COPPIA mNm	DIMENSIONI mm
4322 010 71...	4,5/7	2000	1	∅ 34 x 26
4322 010 72...	5,5	2400	1	∅ 27 x 22

MOTORI IN C.C., SENZA FERRO	TENSIONE NOMIN. V	VELOCITA' NOMIN. g/s	COPPIA mNm	DIMENSIONI mm
4322 010 75...	12/24	2800	10	∅ 40 x 40
4322 010 76...	12/24	3100	5	∅ 29 x 40
4322 010 77...	9	5000	0,3	∅ 19 x 15
4322 010 78...	24	2100	100	∅ 66 x 64



Per ulteriori informazioni
rivolgersi a:

BRITELEC

Viale Fulvio Testi, 327 - tel. 6445 (20 linee)
20162 MILANO - Telex: 331271 PHIMIL

Digitale-Microcomputer

a cura di Paolo Bozzola

In questo articolo vi mostrerò il nuovo DOS (Disk Operating System) per il SYM ed il KIM col suo impiego pratico. Mostrerò i punti fondamentali riguardanti la disposizione dei componenti del sistema di dischi e darò una panoramica dei comandi operativi del DOS "HDE" per la 6502 (SYM).

Introduzione al Disk System

Parlando di sistema a dischi è inevitabile il parlare del "DOS".

"DOS" deriva da "Disk Operating System", ovvero "Sistema Operativo per la gestione dell'unità a disco".

In commercio, dai sistemi più piccoli a quelli più grandi, esistono infinità di sistemi operativi di tale genere, sviluppati secondo caratteristiche peculiari da macchina a macchina, ma tutti, in ogni caso, non sono che dei "programmi" (del Software, per intenderci) più o meno sofisticati.

Intendo dire, infatti, che un sistema di dischi aggiunto al nostro computer non può funzionare fino a che non si crea un "programma" che gestisce tale interfaccia a dischi.

Vediamo di capirci meglio.

La prima interfaccia con memoria di massa che voi adoperate senz'altro è il normalissimo registratore a cassette.

Anche in tale caso, tuttavia, avete bisogno di un "programma" - che in genere nei buoni computer come SYM e KIM è già incluso nella ROM di Monitor - il quale è composto nella fattispecie da due routines principali:

* **LOAD** la quale ha il compito di analizzare il segnale proveniente dal registratore e quindi "riversare in memo-



Ecco invece un dischetto (da 5"1/4)".

ria" il contenuto (si usa dire "il file") della cassetta letta dal registratore;

* **DUMP** la quale ha il compito opposto, e deve dunque provvedere a inviare al registratore il contenuto della memoria sotto forma di un opposto segnale. (In seguito accennerò meglio alle tecniche usate).

Occorre poi un "interfaccia" solitamente composto da hardware analogico e in parte digitale per poter fisicamente collegare il registratore al computer.

Quando l'utente deve registrare un file (dati e/o istruzioni che ha in memoria RAM o ROM nel suo computer) dovrà quindi compiere le seguenti operazioni:

- 1) innanzitutto sapere l'esatto indirizzo di inizio e fine del file da registrare;
- 2) dovrà predisporre il registratore sulla "registrazione";
- 3) inizierà opportunamente (coi parametri del punto 1) la routine di "DUMP";
- 4) farà partire il registratore;
- 5) darà il "go" alla routine di registrazione (DUMP).

Di solito la suddetta routine è ricambiabile con dei comandi del sistema, e ritorna al monitor appena termina di eseguire il riversamento sui dati.

Siccome ogni registratore a cassette è normalizzato sulla



La cassetta UNITRONIC C15, come quelle che uso col computer per memoria di massa.



L'etichetta specifica chiaramente il tipo di dischetto scelto.

velocità di record/play di 4,75 cm/sec., significa che - essendo il mezzo usato a velocità costante - la quantità di memoria riversabile sulla cassetta dipende esclusivamente dalla "velocità di funzionamento" della routine di DUMP, velocità che solitamente viene espressa in termini di bit al secondo ovvero di "BAUD" (BAUD = 1 bit/sec).

Ora il KIM o il SYM o il Nanocomputer (CPU 6502 e Z80), per esempio, hanno una lunghezza di parola di 8 bit, per cui il numero dei bytes riversati al secondo sulla cassetta si ottiene dalla Baud rate dividendola per 8.

Il SYM, per citare uno dei problemi che ci sono familiari, ha una Baud - rate in DUMP di 1480 Baud, ovvero 185 Byte/secondo.

Siccome "un K" è definito come 1024 bytes, ecco che, ad esempio usando una cassetta C-60, su un lato (30 minuti) potranno essere memorizzati circa 300K di "materiale".

Per ora, teniamo presente questi fatti.

Eccoci dunque alla operazione di lettura.

L'utente deve eseguire, in fase di lettura della cassetta e quindi di riversamento in RAM dei file, le seguenti operazioni:

- 1) inizializzare la routine "LOAD" con i parametri peculiari del solo file che si deve trasportare in RAM;
- 2) predisporre il registratore in PLAY;
- 3) dare il "GO" alla routine di LOAD, che aspetta...
- 4) ...l'azionamento del registratore in modo "PLAY-BACK".

Il tempo impiegato in fase di DUMP è ovviamente, per le ragioni suddette le gate alla velocità del registratore costante, identico al tempo di LOAD.

D'altra parte, si deve tenere presente che al tempo della sola lettura del file "xy" si deve aggiungere il tempo, talvolta considerevole, impiegato nella ricerca del file stesso. Di solito si evita pedestramente di eseguire la ricerca col computer facendolo attendere fino a che il file non gli si presenta (è ovvio che una buona routine di LOAD deve essere capace di distinguere il "nome" che è posto all'inizio di ogni file registrato): infatti se per somma sfortuna il file è fra gli ultimi ed abbiamo usato una cassetta capace, devono passare parecchi minuti in fase di ascolto.

Per esperienza personale, il "computerista" diventa sempre più impaziente man mano che la sua esperienza ed abilità crescono!

I problemi che sono apparsi fino ad ora sono del resto risolvibili con una politica accorta.

La prima cosa da evitare, quando la memoria di massa esterna sia il solo registratore a cassette, è l'uso di cassette con una elevata capacità.

A parte il fatto che più la capacità è elevata e più il nastro è sottile, con conseguente rischio di rottura o danneggiamento a breve termine, una cassetta troppo "capace" ci impone ogni volta faticose ricerche del file da caricare, ed inoltre ci impone di avere almeno un registratore col contagiri.

Ovviamente, tale pratica ci impone a sua volta il dovere di segnare i limiti, letti sul contagiri, che definiscono la zona ove risiede il file.

È una pratica che a lungo andare risulta scomoda, e voglio poi insistere sul fatto della sicurezza nell'uso del nastro, che in una C-60, per esempio, viene a mancare dopo un non troppo lungo periodo d'uso.

Tutti questi inconvenienti si risolvono brillantemente adottando la pratica di registrare non più di due file su una cassetta.

In tale caso è ovvio che è inutile disporre di cassette capaci; è quindi bene rivolgersi a tipi di cassetta dalla durata relativamente breve e dalla confermata robustezza.

Per il mio uso personale ho adottato le cassette Unitronic C-15, da 7,5 minuti per lato: forse già troppo, dato che in genere 5 minuti per lato vanno bene. Il costo (è ovvio che occorre acquistarne almeno 50 pezzi alla volta per garantirsi una scorta efficace) è inferiore alla 400 lire e quindi c'è un evidente risparmio rispetto a C-60 (di buona marca) tenendo conto del vantaggio che adesso, in questa situazione, la ricerca del file "xy" consisterà solo in una breve ricerca - da parte dell'utente - della cassetta nei suoi scaffali.

Il secondo modo di ovviare ai problemi che derivano dall'uso di un registratore come interfaccia esterno per memoria di massa, è decisamente "professionale" e universalmente adottato quando si debba conciliare una buona velocità di LOAD-DUMP con una sicurezza d'uso in ambiente insicuro (è tipico l'ambiente industriale).



La biro indica la finestrella ovale che permette alla testina di R/W del Driver di appoggiare sul dischetto. Si nota bene la camicia protettiva (più scura) nonché l'etichetta e la banda adesiva nera che, in alto a destra permette di proteggere la scrittura del disco.

Tale secondo metodo consiste nell'uso di un registratore a cassetta però predisposto esclusivamente per agire come memoria di massa. Modelli esistono nella gamma Philips e TE-AC. In questi modelli si usano microcassette certificate (ovvero provate più volte SOLO come memorie digitali e quindi messe in vendita dopo essere state approvate) e la velocità di trascinamento è elevata in modo da permettere al computer di usare routine di LOAD e DUMP che arrivano oltre i 9000 Baud (72.000 bit/sec).

Inoltre la velocità in fase di ricerca è ancora più elevata ed il registratore "digitale" stesso (così viene chiamato) ha poi gli ingressi per i comandi di ricerca, reverse, stop, fastforward, playback, record: ingressi che possono con estrema facilità essere allacciati ad un computer.

L'uso di un registratore esclusivamente digitale è ottimo, dicevo, in un ambiente altamente rischioso per mezzi di supporto quali il dischetto (che vedremo dopo); basta tenere infatti presente che un operaio che ha già la responsabilità di seguire la sua macchina ben difficilmente sarà in grado di attenersi alle precauzioni d'uso necessarie ogni volta che si deve inserire un dischetto nel drive. Non solo: il rischio di danneggiamento di un dischetto è notevolmente superiore a quello di una cassetta certificata su un registratore digitale.

Il costo è comunque elevato, superiore alle 200.000 lire solo per il registratore come minimo, tanto da giustificare l'adozione in controlli tipicamente industriali.

Infine la soluzione ultima e la migliore da adottare in sistemi di sviluppo fissi portatili (ma comunque non usati in ambiente "difficile") è l'adozione di un sistema di dischi come memoria di massa a grande capacità.

In definitiva, i passi verso la espansione della memoria di massa sono:

- l'uso di un registratore a cassette (e di solito, come si è visto, le routine di gestione sono comprese nel Monitor di sistema);
- l'adozione di un registratore digitale veloce (le cui routines di gestione sono però sempre da svilupparsi da parte dell'utente);
- l'installazione di un sistema a dischi (e allora solitamente il software di gestione è fornito dalla Casa che vende il controller).

Notate che il secondo passo è percorso assai poco frequentemente e si passa di solito da un interfaccia a registratore ad un sistema a dischi.

C'è del resto molta analogia fra un sistema a dischi ed un registratore, in quanto, sotto tutti gli aspetti, il sistema di "memorizzazione" è il medesimo: ovvero registrare impulsi elettrici su un supporto magnetico.

L'uso di un dischetto, tuttavia, permette una velocità di movimento del supporto magnetico molto più elevata (sono 300 giri al minuto) e quindi un tempo di accesso medio al dato che è di gran lunga minore.

Anche tenendo conto, soprattutto della forma del mezzo che è circolare mentre un nastro magnetico è sempre avvolto su due bobine da una delle quali si deve svolgere per potersi riavvolgere sull'altra.

I componenti del Disk System

Vediamo ora, dopo questo preambolo, che cosa ci serve per potere applicare un sistema a dischi al nostro computer.

Appositamente ho voluto prima descrivere le fasi d'uso di un normale registratore affinché possiate confrontare le due pratiche fra di loro.

Innanzitutto occorre avere un "Controller".

Con tale nome si intende una interfaccia completamente digitale che sia in grado di colloquiare col sistema a dischi.

È dunque (nella maggior parte dei casi) una scheda che si aggiunge al proprio computer, al quale è collegata in DUE modi possibili (che vedremo meglio dopo). È spesso il "pezzo" più costoso dell'insieme, in quanto è realizzato con appositi chip dedicati (i "Floppy Disc Controller" del tipo FDC1771, FDC1791 e altri) e porta poi una logica complessa legata al modo di "colloquiare" col computer principale.

Occorre poi almeno una meccanica sulla quale "giri" il disco.

Tale macchina si chiama "(Floppy) Disc Driver".

Ho incluso "floppy" fra parentesi perchè, a tutti gli effetti, non è detto che l'utente possa accedere solo a sistemi a disco flessibili (floppy, appunto), in quanto ormai sul mercato medio basso esistono diversi drivers con disco rigido a costi accessibili (se rapportati ovviamente al costo d'insieme del computer: nessuno si sognerebbe di applicare il disco rigido su un sistemino da un milione!).



Stavolta la banda di protezione è stata parzialmente rimossa. Si noti la incavatura che permette ad un microswitch del Driver di sapere se il disco può anche essere scritto oltre che letto.

Il "Driver", come lo si chiama per brevità, è un sistema di hardware elettronico e di parti meccaniche di precisione, da cui il costo relativamente elevato, che raggiunge le L. 500.000 per un driver da 5 pollici e supera anche il milione per driver da 8 pollici.

Il Driver contiene dunque un motore che serve a porre in rotazione il disco, un altro motore passo-passo che aziona la testina di lettura/scrittura; dei servo comandi per controllare i posizionamenti corretti e la velocità di rotazione del motore; inoltre il Driver contiene una o più schede con hardware elettronico composto sia da parti digitali che da parti analogiche.

Lo scopo di tale scheda è di fornire alla uscita del Driver (e quindi verso l'ingresso apposito del Controller) un segnale digitale legato al segnale rilevato su disco, ma comprensibile dal Controller.

Ovviamente tale segnale sarà una serie di impulsi su un unico conduttore il che implica che la comunicazione fra il

Controller ed il Driver avviene in modo seriale.

Se non ci fosse dunque il Controller ed il nostro computer possedesse già tale interfaccia nella sua struttura, potremmo dire che non sussistono grandi differenze fra il collegarsi ad un registratore ed il collegarsi ad un Driver.

Occorre poi il mezzo su cui registrare permanentemente i dati.

Tale mezzo è ovviamente un disco, configurato come "disco flessibile", o "disco rigido".

Un disco flessibile è effettivamente un disco di mylar sul quale è depositato uno strato d'ossido ferroso come avviene per i nastri magnetici.

Affinchè il disco sia maneggiabile, esso è contenuto (e tale viene fornito) in una busta nera, a forma di quadrato, che lo ricopre completamente ad eccezione di alcune parti che devono essere collegate meccanicamente alla macchina (cioè il Driver).

Nelle fotografie si nota come appare tale dischetto (si vede un dischetto da cinque pollici ed un quarto), la biro indica sia la finestrella ovale ove passa la testina di lettura/scrittura, sia la finestrella laterale sulla copertina che indica al Driver se il disco è protetto o meno (proprio come per le cassette).

Inoltre è visibile il minuscolo foro che permette, ad ogni giro del disco interno, lasciare passare la luce attraverso il foro della "busta" nera, affinché un sensore sul Driver avverta che il disco sta ruotando o meno.

Un dischetto si differenzia sia nel formato che nel numero di fori indicatori di rotazione.

Un dischetto con un solo foro - ruotando - farà sì che il sensore sul Driver sia azionato una volta ad ogni giro del disco.

In tale caso si dice che il disco è "settorizzato da software" (soft sectored).

Se esistono più fori vuol dire che il dischetto è predisposto per macchine il cui Controller riconosce ad ogni giro anche la zona (il settore) sul quale la testina si trova, e lo riconosce subito da hardware senza compiere altre operazioni sotto il controllo del software. Ancora, i dischetti si differenziano per le dimensioni.

Esistono dischetti del diametro di 5 pollici e 1/4 (5"1/4) ed altri (quelli IBM standard) del diametro di 8 pollici.

A parte questo, il loro aspetto è identico.



La biro stavolta indica il foro del disco che è fatto coincidere col foro della camicia protettiva. Tale foro, come spiegato nell'articolo, serve ad abilitare sul Driver un sensore di rotazione.

Ovviamente su un dischetto da 8 pollici la capacità sarà assai più elevata.

Il dischetto trova alloggio nel Driver così come si vede dalle fotografie. Se invece si parla di disco rigido, allora il Driver diviene molto più sofisticato in quanto un disco rigido è permanentemente fissato sul Driver stesso. Non solo, ma il disco è costituito da un supporto appunto "rigido" e indeformabile sul quale è depositato l'ossido. Non esiste in tale caso una "camicia" ed il disco è protetto dall'esterno tramite lo stesso involucro che contiene la meccanica del Driver. Inoltre esistono diverse tecnologie per la realizzazione della testina, la più nota delle quali è la tecnologia "Winchester" nella quale si adopera una testina di lettura e scrittura che non tocca mai la superficie del disco ma è sostenuta dal flusso d'aria che si genera nella rotazione del disco rigido. Sono dunque, i Drivers per disco rigido, delle macchine molto delicate e costose. Il fatto che il disco sia inamovibile deriva dal considerare che un disco rigido consente memorizzazioni fino a parecchi megabyte sullo stesso Driver+disco: è del resto utile il suo impiego in sistemi che lavorano tipicamente in memoria virtuale (cioè un complesso DOS fa sì che appena la RAM vera e propria sia riempita, intervenga una routine che ne riversa il contenuto sul disco, così che all'atto pratico per la CPU la memoria usabile ed accessibile durante il lavoro sia illimitata o, meglio, limitata solo dalla capacità del disco usato). Le dimensioni dei dischi rigidi vanno dai 5"1/4 dei più piccoli fino ai 30 cm ed oltre delle complesse "werke" delle unità IBM e simili. In Driver di grossi sistemi, inoltre, il disco rigido è impaccato in un sottoinsieme che può venire asportato e sostituito. Nei sistemi con disco rigido e fisso, ovviamente, sarà sempre presente una ulteriore periferica per memoria di massa (un registratore digitale o una unità a dischetti da 8") in modo da potere ricopiare il contenuto del disco in fase di archiviazione o per procedure di "black up" (cioè salvare il contenuto periodicamente su altri sistemi per evitare di perdere tutto in casi di emergenza).

Come ultimo anello della catena, serve il "DOS". Il DOS - finalmente vi siamo giunti! - è il software che, tramite la CPU del sistema sul quale si applicano i dischi, controlla i trasferimenti dei files da e verso la memoria.

Il suo scopo è quello di agire, tramite opportune routines, sul Controller, in modo da "pilotarlo" affinché esso a sua volta controlli il Driver ed il disco.

Ripeto ancora, il DOS non è nulla di diverso dal "COS", se così possiamo chiamare il Cassette Operating System sempre presente su un buon sistema. La differenza in pratica consiste nel fatto che il Controller lo si aggiunge estremamente al computer-base, e nel fatto che il DOS è assai più complesso di un programma di gestione (LOAD e DUMP) di cassetta, essendo ciò dovuto al fatto che:

- il DOS deve operare in accesso casuale al disco, ovvero si deve leggere dal disco solo ciò che ci serve senza dovere effettuare lo "scanning" di tutto il disco ogni volta;
- il DOS si deve "incastrare" nei programmi di firmware abitualmente compresi nel sistema (RAE BASIC etc.);
- il DOS deve colloquiare con l'utente tramite una serie di comandi che sono molti di più che il semplice LOAD e SAVE (o DUMP) delle routines di cassetta;
- il DOS deve, infine, sapere gestire la ricezione e/o l'inizio dei dati in base ad uno dei due sistemi di collegamento adottati fra Controllers e Computer.

BIT SHOP PRIMAVERA



**LA PRIMA ORGANIZZAZIONE
ITALIANA DI DISTRIBUZIONE
DI INFORMATICA**

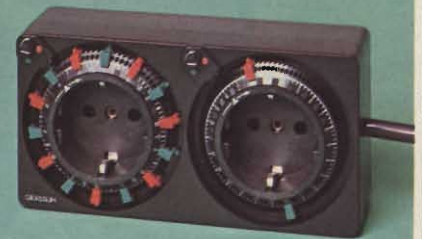
Per informazioni rivolgersi presso: Bit Shop Primavera Galleria Manzoni-MILANO-

GRÄSSLIN

Interruttori a tempo "GRÄSSLIN"

Ideali per comandare:

lampade, insegne e illuminazioni in genere, radio, Hi-Fi, elettrodomestici, termoventilatori, radiatori, impianti antifurto, segreterie telefoniche, condizionatori, mangianastri,... in breve qualsiasi apparecchio elettrico.



Interruttori a tempo "Grässlin"

con spina

Alimentazione: 220 V/50 Hz

Si possono alimentare apparecchiature con potenza max di 3500 W (16 A/220 Vc.a.)
Dimensioni: 70 x 70 x 40 mm

24 ore

Mod. STA/T LU/6930-10

24 ore + ronzatore

Mod. STA/T LU/6930-15

Settimanale

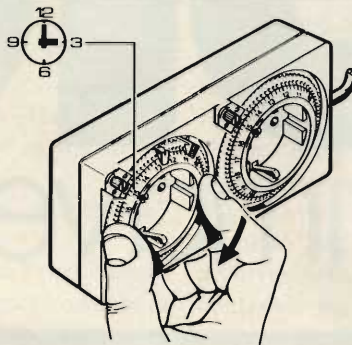
Mod. STA/W LU/6930-20

2 ore

Mod. STA-2H LU/6930-30

12 ore

Mod. STA-12H LU/6930-40



Doppi interruttori a tempo "Grässlin"

Due interruttori a tempo in un'unica custodia

Alimentazione: 220 V/50 Hz

Cavo d'alimentazione: 1,40 m

Si possono alimentare due apparecchiature diverse contemporaneamente ad orari indipendenti

Potenza max 3500 W (16 A/220 Vc.a.)

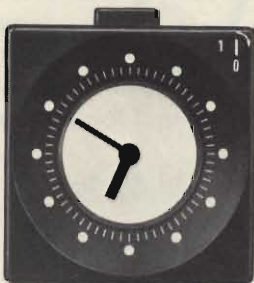
Dimensioni: 140 x 70 x 40 mm

Giorno/Giorno

Mod. DSA-TT LU/6930-50

Giorno/Settimana

Mod. DSA-WT LU/6930-60



Sveglia ronzatore "Grässlin"

Può essere utilizzato come sveglia o come segnalatore acustico.

Si applica agli interruttori orari Grässlin

L'intensità di suono ha un aumento graduale

Dimensioni: \varnothing 41 x 53 mm

Mod. S

LU/6930-90



Interruttore a tempo "Grässlin"

in esecuzione da tavolo

Orologio da tavolo con quadrante illuminato completo di cordone (1,30 m) e spina multipla

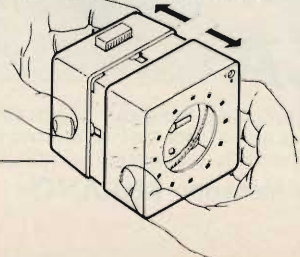
Possibilità di comando manuale con tasto

Alimentazione: 220 V/50 Hz

Potenza max: 2000 W

Dimensioni: 70 x 70 x 62 mm

Mod. STU-52B LU/6930-80



Orologio digitale / interruttore a tempo "Grässlin"

Il DIGITAL è un interruttore a tempo elettronico

All'elegante design di un orologio digitale si unisce la precisione elettronica per il comando a tempo di tutto ciò che funzioni elettricamente.

Particolarmente indicato per il comando di apparecchiature di alto costo che debbano funzionare in modo preciso e sicuro.

Alimentazione: 220 V/50 Hz

Si possono alimentare apparecchiature con potenza max di 3500 W

Dimensioni: 135 x 110 x 50 mm

Mod. DIA

LU/6930-95



Queste foto mostrano le fasi della inserzione di un dischetto nel Driver da 5"1/4. L'etichetta del dischetto va tenuta verso l'alto. Si nota che il Driver è inscatolato in un contenitore e resta spazio (a destra) per un secondo Driver. Seconda fase della inserzione: con attenzione si spinge il dischetto verso il fondo della fessura del Driver.

Appare subito chiaro che dunque la buona riuscita di una espansione con i dischi dipende esclusivamente dal DOS fornito con il sistema di dischi. Se manca un buon DOS oppure il DOS è limitato, usare i dischi è quasi meno proficuo che continuare con la normale cassetta.

Vedremo in seguito una analisi dei tipici comandi DOS, scorrendo fra le caratteristiche di uno dei migliori DOS per 6502 (quello per SYM e KIM).

Adesso diamo una breve descrizione dei due modi di interfacciamento di un sistema a dischi.

Collegamento del sistema a dischi in DMA

“DMA” singifica “Direct Memory Access”, ovvero sia “Accesso diretto in memoria”, ovviamente, da parte di un dispositivo del nostro sistema.

Questo significa che una parte e al limite tutta la memoria RAM è in comune e può essere letta e/o scritta sia dalla CPU sia da un dispositivo esterno al computer-base.

Noi sappiamo che una Memoria colloquia con la CPU tramite 3 Bus fondamentali:

- il Bus dei Dati (per esempio 8 Bits)
- il Bus degli indirizzi (per esempio 16 Bits: non tutti vanno alla memoria in quanto la parte alta del BUS degli Indirizzi è sempre decodificata a parte da Decoder esterni alla memoria in modo da ottenere i corretti segnali di selezione)
- il BUS di controllo (tipicamente le linee di READ e di WRITE).

Se ammettiamo che la memoria possa essere presa sotto controllo sia dalla solita CPU che da un dispositivo esterno siamo obbligati a definire una speciale interfaccia che costituisca in pratica, detto brutalmente, un “deviatore” con tante linee quante sono quelle dei BUS usati, “deviatore” che viene azionato o dalla CPU o dal dispositivo che deve funzionare in DMA.

Deve quindi esistere un ‘arbitro’ che decida, nel caso di

richieste della memoria contemporanee da parte di CPU e DMA, a chi affidare la memoria stessa. E tale “arbitro” è in genere una serie di logiche più o meno complessa.

Infine sia la CPU che - soprattutto - il dispositivo che lavora in DMA debbono provvedere a generare gli appositi segnali da inviare sia all’arbitro che all’altro dispositivo (indicandogli di “attendere”).

La CPU, infatti, non deve assolutamente cercare di usare la memoria quando vi lavora il dispositivo in DMA, e viceversa, pena un “crollo” del sistema: interferenze sui bus o lettura di una parte di memoria che non c’è o non è disponibile.

È ovviamente il software del DOS che in tale caso governa il sistema istruendo ognuno dei dispositivi ad eseguire determinate procedure di uso della memoria comune.

Quali vantaggi porta l’uso di un dispositivo che acceda direttamente alla memoria?

Diciamo subito che il vantaggio è la VELOCITA’.

Parlando in maniera “pessimistica” potremo dire che un blocco di 8K si può riempire in 100 msec, con un clock di sistema di un microsecondo.

È una velocità decisamente fantastica in relazione al vecchio registratore a cassette!

Del resto, i “contro” alla adozione del sistema a dischi operante in DMA derivano dagli alti costi sia dell’hardware necessario, sia del software del DOS. Per cui tale adozione è sconsigliata per piccoli sistemi.

Il collegamento tramite I/O

È assai più semplice ed economico - qualora l’elevata velocità non sia strettamente necessaria - collegare il Controller tramite una semplice porta (Port di I/O, come quelli di una VIA 6522).

In tale caso non è necessario collegarsi direttamente sul Bus del sistema in quanto ciò avviene tramite l’interfaccia di I/O stessa.

Sarà il software a dirigere il riempimento della RAM o la

sua copiatura verso il Controller: ed in pratica ciò avviene nel seguente modo:

- il DOS riceve una richiesta di "save" su disco. Egli identificherà automaticamente gli estremi del file, e poi inizierà a scrivere byte dopo byte nella porta selezionata, alla quale è collegato il controller. Questo è d'altro canto pronto a ricevere il dato e ad immetterlo nel punto esatto del disco. Byte dopo byte, il file viene tutto ricopiato su disco, assieme alle informazioni fondamentali necessarie, poi, per recuperarlo.
- il DOS riceve un comando di "load". Allora egli richiede il "nome" del file da recuperare. Tali informazioni, opportunamente gestite istruiscono il Controller a posizionare a sua volta il Driver sul file richiesto. Adesso ogni byte letto viene inviato dal Driver al controller che a sua volta, tramite il Port, permette di inserirlo in memoria al corretto indirizzo. Questo è effettuato via software, abilitando la CPU a leggere subito ciò che compare al Port e scriverlo poi nella corretta locazione di RAM.

In pratica se si lavora con un Port di I/O invece che in DMA è la stessa CPU del sistema che "gestisce il sistema dei dischi.

Ebbene, il nostro sistema HDE con il "6502-FODS, File Oriented Operating System, lavora appunto tramite I/O.

La "lentezza" è relativa: un blocco di 8K viene trasferito in circa 5 s.; il che non ha certo confronti con l'uso della cassetta!

Lista dei componenti da usare (SYM).

Confrontando con le fotografie, si deve disporre:

- di un sistema di sviluppo (6502, SYM 1.1)
- di una scheda "Floppy Disk Controller" HDE FDC01
- di un caso di connessione a 34 poli, piatto Ansley
- di almeno un Driver: SA400 Shugart o Tandon TM100 o equivalente per la versione mini-floppy 5"1/4 e uno Shugart SA800 o Remes RFD2000 o equivalenti per la versione 8"
- di un adeguato alimentatore per il Driver e di un alimentatore per il Controller (di solito per questo si usa l'alimentatore del proprio sistema)
- del dischetto (5"1/4 oppure 8") con il DOS "FODS", fornito con il Floppy Controller stesso.

Un manuale d'applicazione, che qui non è il caso di analizzare per mancanza di spazio descrive dettagliatamente ogni collegamento.

Per i costi e le disponibilità potrete scrivere o telefonarmi, e potrò darvi i dati più aggiornati.

Vediamo ora i comandi resi disponibili dal DOS.

I comandi del DOS "FDOS".

Come ho già accennato, un buon DOS si distingue per la ricchezza dei comandi, non solo, ma anche per la facilità con cui questi possono essere richiamati sia da Monitor, che da Assembler, che da BASIC.

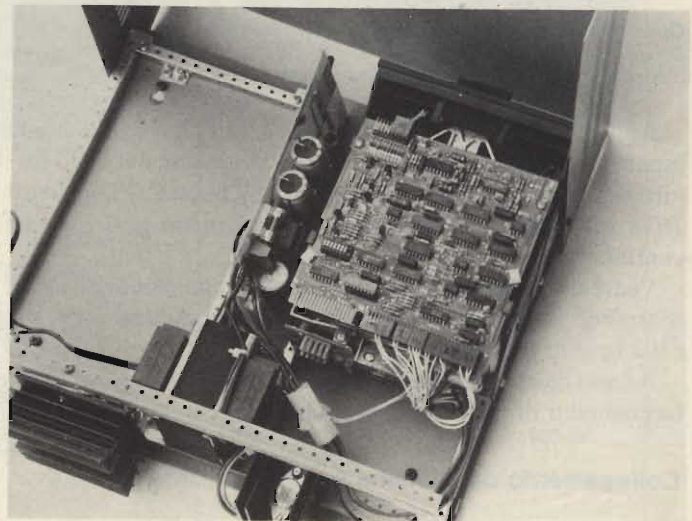
Poniamoci dunque nelle vesti dell'operatore del nuovo sistema così completato e vediamo quali sono le operazioni possibili.

Occorre prima definire il concetto di "indice" e di "file".

L'indice del disco, proprio come quello di un libro, è un piccolo file di 512 caratteri, che viene scritto automaticamente



Per ultimo, si serra il bloccaggio tramite la leva del Driver: a questo punto il dischetto è serrato nel Driver ed è pronto a ruotare.



Una vista del Driver da 5"1/4 nel suo contenitore già predisposto per un secondo Driver.

sul disco (e ogni volta eventualmente aggiornato) nella traccia "0" nei settori da 1 a 4.

Voglio ricordare che sul disco una "traccia" è in pratica una pista circolare scritta o letta dalla testina; la traccia 0 è quella più vicina al bordo del disco (si veda la foto che indica la fessura dove "lavora" la testina Read/Write) mentre la traccia più interna è la 33.

Il nostro Driver, che è a "Singola Faccia, Singola Densità" può dunque controllare 34 tracce, ciascuna delle quali è divisa in archi di circonferenza che prendono il nome di "settori". Ogni traccia è divisa in 16 settori. Ogni settore contiene 128 Bytes. In totale, dunque, la capacità del nostro mini-floppy è di 69.632 Bytes.

Col disco da 8" invece, essendo 26 i settori per traccia e 77 le tracce, la capacità è di 256.256 Bytes, sempre in singola densità e singola faccia. Bene: il DOS usa ovviamente 512 bytes di RAM per tenere una copia aggiornata dell'indice (INDEX), e col SYM per esempio lo fa da \$7000 a \$71FF.

Ricordo che il DOS È UN PROGRAMMA che deve girare anche esso in memoria. Vedremo dopo dove è posizionato e come si inizializza.

Il concetto di "FILE". Un file - lo sappiamo - non è altro che un blocco di dati (che possono essere codici di istruzione o dati da manipolare) situato in memoria. Ha dunque un indirizzo ben preciso di start ed uno di end. "Aprire" un file significa "dire" al DOS in qualche modo che noi riserviamo una certa area di memoria per un certo lavoro e, che quindi tutte le operazioni da e verso il disco ("transazioni") sono dirette esclusivamente verso quel file. Un esempio che può chiarire le idee si può fare qui ricordando la "vecchia" procedura per la registrazione su cassetta: si deve fornire l'indirizzo di partenza e quello di fine in ogni caso.

A volte il file si apre automaticamente (in BASIC o EDITOR); se il DOS sa comunicare con i parametri normalmente gestiti, allora le transazioni possono essere rese più immediate.

Comunque, un qualsiasi numero di files può esistere in RAM. Basterà dire al DOS qual'è quello su cui attualmente si lavora.

Detto questo, possiamo iniziare a lavorare col DOS.

Siccome il SYM o il KIM non hanno ovviamente un DOS su ROM, occorrerà "caricare" il DOS in RAM, riservando ad esempio, per il SYM, gli ultimi 8K bytes della RAM disponibili (da \$ 6000 a \$ 7FFF).

È ovvio che sarebbe a questo punto singolare dovere caricare il DOS... da cassetta! È allora prevista una cosiddetta "procedura di bootstrap" che inizializza il Controller, e carica automaticamente in RAM il DOS, in quanto noi siamo partiti col dischetto "di sistema" nel driver.

Una volta che si ha il DOS in RAM, il disco di sistema può essere sostituito da un altro disco sul quale si debba operare transizioni.

Il DOS in ogni caso deve risiedere in RAM in quanto è molto complesso; è un programma che si automodifica e inoltre fa risparmiare spazio di memoria proprio perchè in RAM può caricare in una sua area di "lavoro" le routines per la esecuzione di certi comandi solo quando queste gli servono.

Una volta inizializzato (la routine di bootstrap è di circa 200 bytes e può risiedere benissimo in una EPROM) il DOS "prende il controllo del SYM" e sul video compare il suo "prompt":

FODS, Copyright HDE, Inc., 1981 # #

dove i segni "# #" sono l'indicazione che il DOS è pronto per accettare comandi da parte dell'utente.

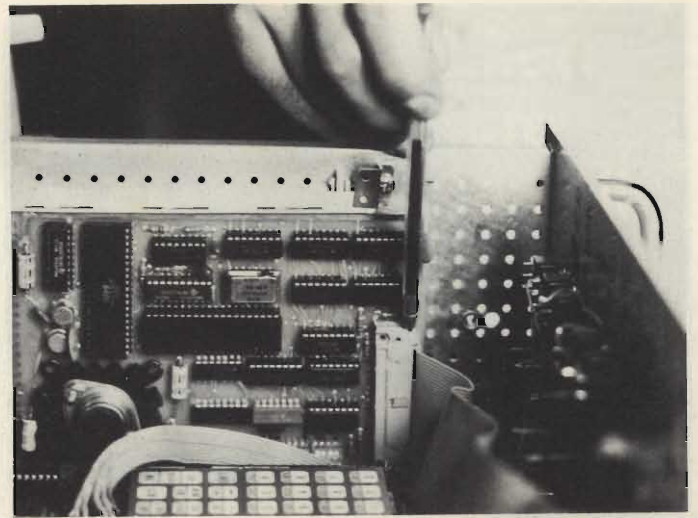
Qui non analizzeremo a fondo i comandi del FODS, per mancanza di spazio; eventualmente mi riservo di vedere più a fondo gli aspetti del DOS per il SYM in una successiva puntata.

Ad ogni modo, ecco qui di seguito una succinta ma completa descrizione dei comandi disponibili.

*FM è un comando fondamentale poichè serve per "formattare" un dischetto nuovo. "Formattare" significa che il Controller, pilotato dal DOS predispone il dischetto vergine affinché possono essere in seguito scritte le varie tracce.

BAS è un comando che richiama la routine del DOS che inizializza il BASIC del SYM e quindi fa "incastrare" il DOS nel BASIC di transazione sui file del BASIC, senza dovere uscire dall'ambiente BASIC. Non solo, ma tutti i comandi sono eseguibili anche da programma!

CPY è il comando per copiare un intero disco o solo delle sue parti su di un altro disco. Esiste solo nelle versioni del



Si nota il Floppy Disc Controller che è appoggiato su un lato del contenitore che ospita il SYM 1.1. La biro indica chiaramente il connettore standard per cavo piatto a 34 conduttori che si diparte dal Controller e va verso il Driver, al quale sarà collegato.

DOS per più drivers. RICORDO qui che il Controller HDE può pilotare senza alcuna modifica fino a tre drivers differenti, sia 5" che 8".

DEL INDEX è il comando che istruisce il DOS a cancellare il famoso indice sul dischetto.

DEL è il comando per cancellare un solo file dal dischetto

DIR fa visualizzare il contenuto (directory) del disco

ENT carica il file aperto attualmente attivo (su cui si sta lavorando) su disco.

FRE visualizza i rimanenti Bytes liberi del disco

LDN carica da disco in RAM il file "numero n"

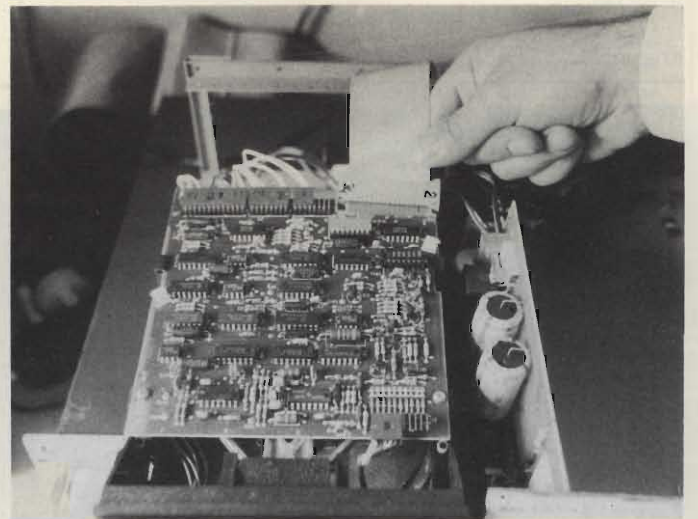
LOD carica in memoria il file richiesto

NAM cambia il nome di un file sul disco

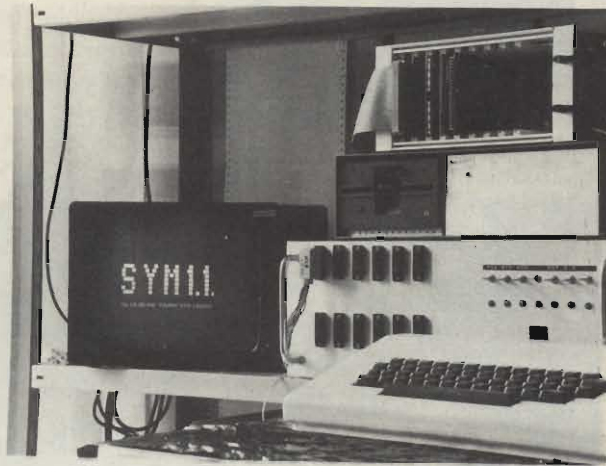
PAK esegue il compattamento del disco

REA cambia l'indirizzo del file sul disco di modo che il file quando sarà caricato in RAM, potrà esserlo in una altra zona.

RUN da il "go" ad un programma oggetto su disco dopo averlo caricato in RAM.



Ecco infatti che l'altro estremo del cavo piatto a 34 capi, con un altro Edge Connector, si infila sulla scheda di controllo del Driver. A questo punto, ammesso che il Controller a sua volta sia stato collegato al computer, e che le alimentazioni siano corrette, il sistema a dischi è pronto per funzionare sotto il controllo del DOS.



Infine, uno scorcio del mio sistema, coi nuovo aspetto che ha assunto da circa cinque mesi. L'organizzazione dell'insieme è dunque più che sperimentata.

Si nota la nuova scatola per il terminale KTM2/80, il "vecchio" contenitore dal quale (vedasi i passati articoli) è stato rimosso il KIM con le due Memory Plus ed è semplicemente stato inserito il SYM col solo Floppy Controller a fargli... compagnia.

Tutte le espansioni sono esterne, collegate tramite un nuovo interfaccia ad alta immunità al rumore e capace di pilotare fino a 6 metri di cavo! Così tutte le espansioni - ormai totalmente della famiglia MINIMICRO sono costituite in maniera assai comoda entro al mezzo Rack Euro che è visibile sopra al contenitore del Driver da 5"1/4.

Infine, alla sinistra il nuovo Video-Monitor Digitronic a fosfori verdi e alta luminosità. La stampante in linea da 80/132 caratteri non è visibile, ma se ne individua la striscia di carta a moduli sullo sfondo, ed il cavo di connessione sul connettore in alto a sinistra del mobile che contiene il SYM.

SOR esegue un sort su un file in editor -

LSA,LSB,SSA,SSB sono i comandi per caricare o scaricare le aree di "scratchpad" (taccuino momentaneo) che sono riservate dalla traccia 66 alla traccia 77 solo sugli 8".

RAE inizializza la routine che poi chiama il RESIDENT EDITOR ASSEMBLER del SYM. Il DOS si "incastra" anche in questo permettendo di "lavorare su disco" senza dovere uscire dal RAE. Tutti i comandi del DOS sono disponibili in RAE.

Ovviamente i codici di comando hanno dei ben precisi argomenti, e le diversificazioni proprio di tali argomenti fan-

no sì che il DOS sia molto versatile. Inoltre in BASIC l'utente dispone di comandi straordinari che agiscono con transazioni particolari sui dati o sul solo programma, con Chain, Append, Savedata, Loaddata, etc. Si possono perfino creare dei programmi gestionali efficienti pur se il SYM non è previsto per crescere come personal!

Conclusione

Lascio, una volta ogni tanto, un pò di spazio alle fotografie che potranno meglio spiegarvi come appare il sistema.

Riprenderemo il discorso la prossima volta con altre novità (nuove schede di espansione, programmer universali per EPROM, etc.) per il sistema. In ogni caso, permettetemi di recitare qui un

DE PROFUNDIS PRO KIM!

Ebbene sì: dopo tanti anni la Mostechnology-Commodore ha annunciato (la decisione è di Aprile circa) che il KIM non è più prodotto.

Generazioni di "computeristi", da Jim Butterfield a Erik Rhenke agli stessi Wozniak e Jobs (i padri dell'Apple) sono cresciuti, allattati da quella unica e splendida balia che, nella sua semplicità, era ed è sempre stato il KIM-1.

Un doveroso saluto ed omaggio va dunque reso da noi tutti appassionati a questo prodotto, che un pò come la Topolino, il viaggio sulla Luna e la gomma-del-ponte hanno creato un'epoca. La storia dovrà citare il KIM sui libri mastri, come del resto lo ha già fatto in USA e lo sta già addirittura facendo con l'Apple.

Fortunatamente, condoglianze esaurite, il futuro ci riserva piacevoli argomenti di "lavoro". Ho già parlato del SYM su BIT e dunque anche qui ben venga il SYM! Nel nostro - più o meno mensile - "angolino della 6502" egli entra prepotentemente con tutte le sue mostruose capacità (ed a basso costo, il che è notevole). Poi...egli parlerà addirittura il linguaggio della più splendida, affascinante, eccezionale, magnifica CPU ad 8 bit che esista tuttora: la 6809.

E proprio alla "recensione" del "6809-SYM" sarà dedicato un articolo fra i prossimi.

Con un ultimo saluto corale al beneamato KIM, vi ricordo che - per ogni ulteriore spiegazione - rimango a vostra completa disposizione.



AUGURI, G.B.C.!

Più di seicento persone hanno affollato recentemente i saloni del Leonardo da Vinci per festeggiare un compleanno d'eccezione.

Nata nel lontano 1931, infatti, la G.B.C. compie quest'anno il mezzo secolo, e lo compie in piena vitalità, nell'invidiabile posizione della più grande organizzazione commerciale del settore in Italia, con più di duecento centri di vendita che rappresentano dei veri e propri punti guida nel settore dei componenti elettronici, dell'HI-FI, degli audiovisivi e dei computer.

Il Presidente Jacopo Castelfranchi ha voluto in questa occasione premiare personalmente duecento fra i più fedeli collaboratori dell'azienda, che con dieci, quindici e perfino venti anni di ininterrotta dedizione hanno saputo contribuire anche in prima persona ad una realtà sociale invidiabile e oggi oramai sempre più rara nella sua continuità e dinamica.

Ci sono

- tante persone che vorrebbero conoscere bene che cos'è l'elettronica, a partire dai primi elementi,
- tanti radioamatori ai quali la tecnica di alcuni settori dell'elettronica non è molto nota,
- tanti radoriparatori che si accorgono di non essere più aggiornati con la tecnica, che cambia rapidamente,
- tanti studenti che abbisognano di un testo da consultare,
- tanti tecnici che nei settori al di fuori della loro specializzazione si sentono un po' poco al corrente,
- tanti tecnici, istruttori, dirigenti, ecc. che amerebbero poter fornire ai loro allievi, apprendisti, collaboratori... e figli, un mezzo per invogliarli allo studio, per agevolare loro il lavoro, per completare la loro conoscenza.

Per tutti loro (e voi forse siete uno tra i tanti) vi è un solo sistema valido, provato, **economico**, completo:

lo ha preparato l'

ISTITUTO TECNICO di ELETTRONICA "G. MARCONI"

La spesa totale oggi è di 26.200 lire soltanto!
Domani sarà un po' di più...

Il miglior modo per valutarlo è quello di **richiederoci un fascicolo/lezione**, senza vostro impegno. Ve lo invieremo subito: unite solo 250 lire in francobolli (rimborso spese postali).

Indirizzare: "Rassegna Radio" F - 18010 Cervo (IM).

è nato un nuovo punto di vendita

G.B.C.
italiana

Ditta: **ELETTRONICA EFFE-GI SDF**
Via G. Pascoli, 7
GARDONE VAL TROMPIA - (BS)

La guida pratica per progettare e calcolare da soli i circuiti elettronici

Cod. 2002
L. 8.400 (Abb. L. 7.560)



Questo corso costituisce la guida attraverso i meandri della moderna tecnica circuitale dei semiconduttori. A differenza delle trattazioni sinora apparse in questo settore, la materia viene trattata con molta semplicità.

Con un minimo di grigia teoria e di arida matematica, viene fornita al lettore la possibilità di progettare circuiti a semiconduttore.

Per mezzo di chiare nozioni pratiche, già alla fine della prima parte il lettore è in grado di progettare e calcolare da sé dei semplici stadi amplificatori. Vengono considerate le tecniche circuitali tipiche della moderna tecnologia dei circuiti integrati fra le quali l'accoppiamento in corrente continua, l'indipendenza delle funzioni circuitali della variazione delle caratteristiche nei singoli esemplari, come pure l'uso di componenti attivi in sostituzione di induttanze, capacità e resistenze.

Chiaramente si deve fare un cenno sulla teoria dei semiconduttori. Si parlerà, perciò, anche delle proprietà fondamentali dei più importanti componenti.

Il corso, inoltre, esamina i problemi di fondo che sorgono nel progetto di circuiti più complicati.

Dato che le complesse funzioni di tali circuiti si ottengono in pratica combinando tra loro i circuiti fondamentali, viene mantenuta la semplicità della tecnica di progetto e di calcolo.

PER ORDINARE QUESTO LIBRO UTILIZZARE L'APPOSITO TAGLIANDO INSERITO IN FONDO A QUESTA RIVISTA.

Controllo di potenza mediante commutatori a sfioramento

di C. Raccagni

I commutatori di tipo meccanico, a causa dei loro svantaggi evidenti, vengono sempre più spesso sostituiti da analoghi dispositivi allo stato solido il cui funzionamento è molto più sicuro. Ma la completa eliminazione dei commutatori di tipo meccanico non può avere luogo, quando le esigenze implicano un elevato isolamento elettrico, e la possibilità di aprire e chiudere circuiti percorsi da energia elettrica di forte potenza, ossia quando le prestazioni dei commutatori allo stato solido non corrispondono alle necessità pratiche. Tuttavia, i cosiddetti commutatori a sfioramento rappresentano un ulteriore progresso nel campo della commutazione allo stato solido, ed è proprio su questo argomento che l'articolo che segue elenca gli ultimi progressi conseguiti.

Con l'aiuto di un circuito di "interfacciamento", l'energia elettrica può essere comandata mediante il semplice contatto della mano dell'operatore con un dispositivo sensibile. Il comando di un ascensore, la scelta dei canali televisivi, nonché l'accensione e lo spegnimento di sorgenti di luce sono esempi tipici di apparecchiature del genere già in uso da parecchio tempo.

Eliminando i sistemi di commutazione meccanica, si migliora la sicurezza, oltre a sopprimere i segnali parassiti.

In questo articolo prendiamo in considerazione due diversi tipi di commutatori a sfioramento: il primo si basa sulla tecnica dei transistori ad effetto di campo, l'altro si basa sull'impiego di circuiti integrati del medesimo tipo usati nei circuiti televisivi.

Dal momento che per il loro funzionamento i commutatori a sfioramento implicano la disponibilità di correnti molto deboli, dell'ordine di pochi milliampere, le relative connessioni diventano molto semplici, ed aumenta nel contempo la flessibilità di impiego.

Una delle applicazioni che meglio utilizza queste caratteristiche è l'abbinamento a sistemi di cablaggio funzionanti a bassa tensione: in questi casi, il concetto fondamentale consiste nell'eliminare la necessità di impiegare cavi di potenza facenti capo ai commutatori, e nel sostituirli con conduttori a nastro piatto a bassa tensione, con l'aggiunta di un sistema centralizzato di distribuzione, con controllo mediante "triac".

Grazie a questi recenti sviluppi, negli edifici di grandi dimensioni, nei condotti, nelle fabbriche, ecc., l'impiego di cavi di grande spessore può essere completamente eliminato, e sostituito dall'impiego di cavi molto più sottili, adatti al funzionamento con tensioni e correnti ridotte. Ciò significa maggiore facilità di cablaggio entro spazi delimitati, come ad esempio nel complesso sistema di commutazione attualmente

in uso nelle testate dei letti di albergo, che spesso sono dense di circuiti molto complicati e ingombranti, e che implicano l'impiego di cavi di un certo spessore.

Infine, occorre considerare che, dal momento che tutti gli effetti di commutazione vengono ottenuti con una tensione molto bassa, sono ridottissime le possibilità di ricevere scosse elettriche la qual cosa protegge tanto gli operatori quanto gli utenti.

USO DEI TRANSISTORI A EFFETTO DI CAMPO

Generalità

Se l'elettrodo "drain" di un transistor a effetto di campo (FET) viene collegato a una sorgente di tensione positiva di alimentazione di 12 V, tramite un resistore del valore di 10 k Ω , se l'elettrodo "source" viene collegato al polo negativo di alimentazione, e se esiste un resistore del valore di 10 M Ω tra il

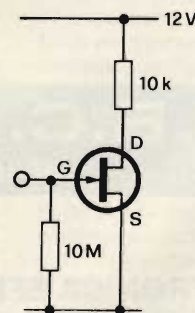


Fig. 1 - Circuito di principio di un transistor a effetto di campo, collegato in modo tale da risultare sensibile all'avvicinamento della mano di un operatore all'elettrodo facente capo al punto G.

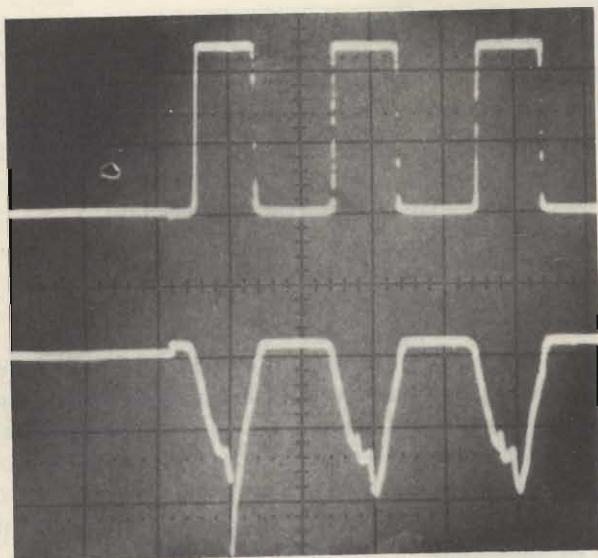


Fig. 2 - Forma d'onda della tensione che viene captata a causa della presenza di rumore di fondo disperso nell'ambiente in cui il dispositivo viene fatto funzionare.

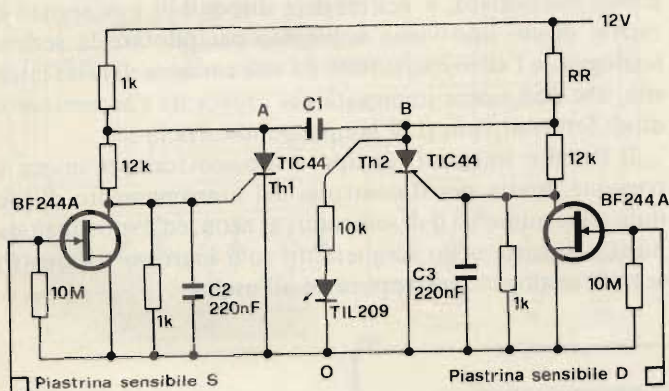


Fig. 3 - Schema elettrico di principio di un commutatore a sfioramento di tipo fondamentale, basato sull'impiego di transistori ad effetto di campo.

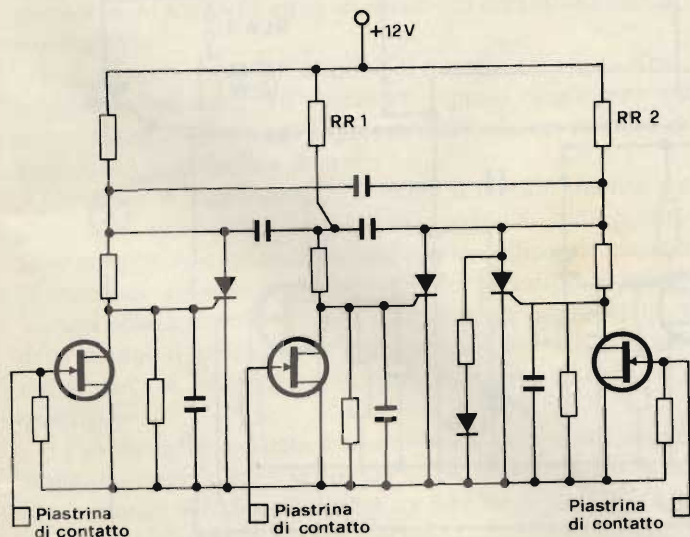


Fig. 4 - Commutatore a sfioramento da 12 V di alimentazione, munito di tre piastrine sensibili al contatto.

"gate" e il lato negativo, come nello schema di figura 1, in tal caso, non appena viene toccato il terminale di "gate", il segnale introdotto alla frequenza di 50 Hz determina un improvviso aumento del potenziale di "drain" come si osserva nella riproduzione oscilloscopica di figura 2.

La tensione di "drain" è normalmente di valore basso, in assenza di tensione di "gate", ma assume un valore alto non appena un potenziale negativo viene appunto applicato al "gate".

Il resistore da 10 MΩ presente tra il "gate" e l'elettrodo "source" (sorgente) mantiene un funzionamento stabile, e - facendo variare questo valore - è possibile controllare la sensibilità di funzionamento del dispositivo: in altre parole, minore è il valore di questo resistore, di materiale plastico di protezione, avente uno spessore compreso tra 0,5 ed 1,0 mm.

Circuito di commutazione a sfioramento

Sfruttando adeguatamente le proprietà testè descritte, è stato possibile progettare e realizzare il sistema di commutazione a sfioramento il cui schema elettrico è illustrato alla figura 3: attraverso il semplice contatto con la piastrina "S" visibile a sinistra, il "drain" del transistor a effetto di campo assume un potenziale "alto", determinando così lo stato di conduzione nel tiristore Th1.

Il condensatore C1 si carica in modo tale che il punto A diventa negativo, mentre il punto B assume una polarità positiva.

In seguito, se il dito dell'operatore entra in contatto con la piastrina D, visibile a destra nello schema, il tiristore Th2 passa a sua volta in conduzione, e scarica la capacità C1 determinando la polarizzazione inversa di Th1, che passa così allo stato di interdizione.

In definitiva, la capacità C1 inverte la polarità della carica ad esso applicata, in quanto il punto A diventa in tal caso positivo, mentre il punto B assume una polarità negativa.

Questo sistema di funzionamento si ripete ogni qualvolta le piastrine S o D vengono toccate nella sequenza precisata.

Il passaggio allo stato di conduzione da parte del tiristore Th2 provoca l'eccitazione del relè a lamina mobile, il cui avvolgimento è rappresentato dal simbolo RR, i cui contatti sono in grado di portare in conduzione un "triac", un tiristore, o qualsiasi altro dispositivo avente determinate caratteristiche elettriche.

In questo caso specifico, il relè a lamina mobile ("reed relay") viene usato per ottenere il necessario isolamento, per cui - in alternativa - sarebbe possibile usare anche un fotocoppiatore per svolgere la medesima funzione.

I "gate" dei tiristori TIC44 sono molto sensibili, in quanto funzionano con una corrente massima di eccitazione di 200 μA.

I condensatori C2 e C3 impediscono il funzionamento accidentale dei tiristori. Il diodo fotoemittente TIL209 risulta acceso quando il relè a lamina mobile viene diseccitato. Incidentalmente, aggiungiamo al riguardo che, in un circuito per il controllo della luce, l'accensione del diodo fotoemittente corrisponde ai periodi di tempo in cui la luce viene spenta, e questo particolare è di grande utilità in quanto permette di individuare più facilmente nel buio la posizione del commutatore.

Il circuito illustrato in figura 3 può essere completato in modo da consentire il funzionamento mediante il controllo attraverso tre piastrine di comando, ad esempio per ottenere vari gradi di luminosità da parte della sorgente di luce controllata, nel modo visibile nello schema di figura 4. Il funzionamento di questo tipo di circuito è del tutto analogo a quello descritto a proposito dello schema di figura 3, in quanto l'unica differenza consiste nel fatto che ogni volta che viene esercitata una funzione di controllo, è possibile determinare l'eccitazione di un solo tiristore.

Impianto a bassa tensione con commutatori a sfioramento

La figura 5 rappresenta un intero impianto elettrico con cablaggio a bassa tensione, facente uso di circuiti di commutazione a sfioramento. L'impianto può essere suddiviso in due sezioni principali, come segue:

- la scatola di distribuzione, contenente l'alimentatore, il o i relè a lamina mobile, ed il o i dispositivi di commutazione,
- i commutatori a sfioramento, che possono essere installati in diverse posizioni, anche a notevole distanza dalla scatola di controllo.

Ogni qualvolta il circuito a sfioramento viene fatto funzionare, il relè a lamina mobile RLA viene eccitato e, tramite il contatto RLA-1 ed il resistore da 470Ω , determina il funzionamento del "triac" associato ad esso, determinando così l'accensione del carico, che può essere costituito eventualmente da una lampada.

Le interconnessioni tra i commutatori a sfioramento e la scatola di controllo possono essere protette contro qualsiasi cortocircuito accidentale, limitando la corrente di errore, e cioè includendo uno o più resistori da $1\text{ k}\Omega$, oppure mediante

l'impiego di relè a lamina mobile.

I commutatori a sfioramento possono essere collegati tra loro in parallelo senza l'applicazione di circuiti supplementari, allo scopo di controllare il medesimo carico. Nell'istante in cui la tensione alternata di rete viene applicata per l'alimentazione del sistema, il carico o i carichi risultano disattivati, in quanto nessuno dei tiristori si trova in stato di conduzione, per cui il relè corrispondente risulta diseccitato.

USO DEI CIRCUITI INTEGRATI

Descrizione del dispositivo

Per l'impiego specifico agli effetti della realizzazione di sistemi di controllo mediante commutatori a sfioramento, soprattutto per l'allestimento di sistemi di commutazione nei ricevitori televisivi, sono stati realizzati diversi tipi di circuiti integrati, che - come avremo occasione di stabilire - possono essere utili anche per altre applicazioni a carattere commerciale ed industriale.

Queste unità consistono in tre circuiti digitali ed in un circuito di tipo analogico.

Il compito degli elementi di tipo digitale consiste nel rivelare il segnale di ingresso a sfioramento, nel memorizzare l'ingresso selezionato, e nel rendere disponibili due segnali di uscita, di cui uno viene impiegato per pilotare la sezione analogica, e l'altro è costituito da una corrente di forte intensità, che può essere impiegata per provocare l'accensione di diodi fotoemittenti, o di lampade indicatrici.

Il circuito integrato di tipo analogico fornisce invece la tensione diretta per il controllo del funzionamento di tubi indicatori numerici o di indicatori al neon, ed il suo funzionamento consiste nello scegliere un solo ingresso tra quattro segnali analogici, per applicarlo all'uscita.

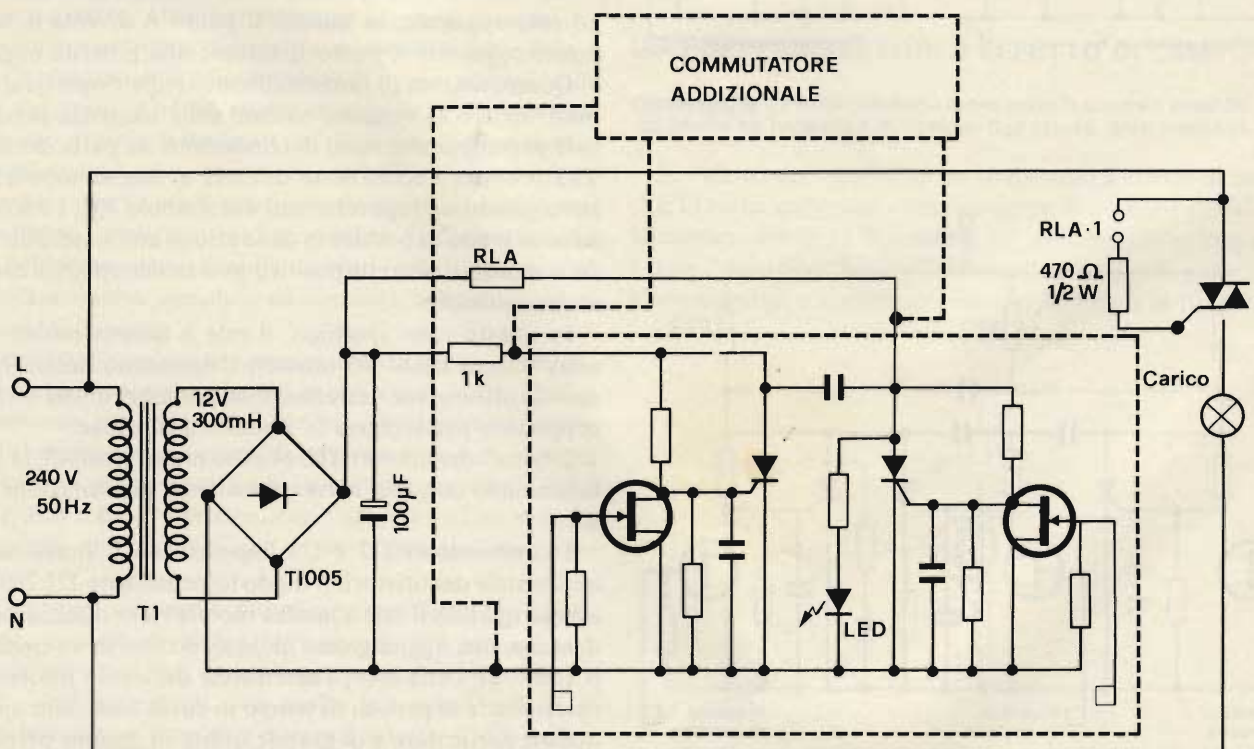


Fig. 5 - Schema completo di un circuito di controllo a bassa tensione, il cui funzionamento si basa sull'impiego di transistori ad effetto di campo.

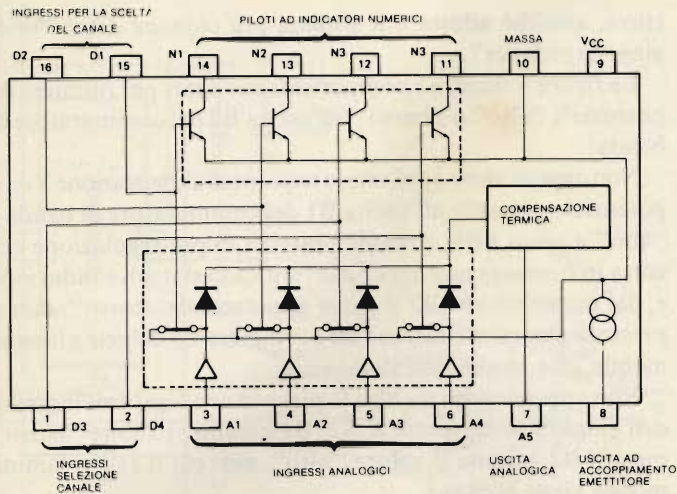


Fig. 6 - Schema a blocchi interno del circuito integrato tipo SN16861/2NG.

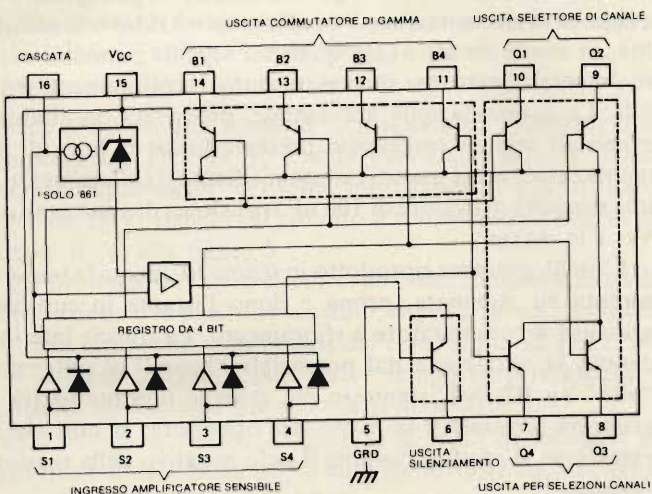


Fig. 7 - Schema a blocchi interno del circuito integrato tipo SN16848N.

Circuiti integrati digitali: Le due unità digitali fondamentali a circuito integrato consistono in un dispositivo "magre" del tipo SN16861AN/NG, ed in un circuito di espansione del tipo SN16862AN.

Il dispositivo "magre" dispone di quattro canali, e - sfruttando le prestazioni dell'espansore - questi canali possono essere estesi con blocchi supplementari, da un minimo di quattro ad un massimo di sedici.

La figura 6 rappresenta lo schema a blocchi interno del dispositivo di tipo digitale: i segnali provenienti dalle piastrelle di sfioramento vengono portati agli amplificatori sensibili ai segnali di ingresso, compresi tra S1 ed S4. I suddetti amplificatori selezionano il "latch" del tiristore appropriato, e determinano il passaggio all'interdizione del "latch" che prima si trovava in conduzione, nella memoria di registro a quattro bit.

Le uscite della suddetta memoria pilotano le uscite di selezione di canale comprese tra Q1 e Q4, nonché le uscite dei commutatori di banda comprese tra B1 e B4 (si precisa che S1 rappresenta l'ingresso di Q1 e di B1, S2 l'ingresso di Q2 e B2, e così via).

L'uscita selezionata assume il potenziale "alto" (vale a dire

maggiore di 13 V, partendo da una linea di alimentazione da 15 V), mentre tutte le altre uscite sono disattivate, oppure vengono a trovarsi nello stato ad alta impedenza.

La sorgente a corrente costante non è presente nel dispositivo di espansione del tipo '862: l'unità '861NG presenta una comodità incorporata secondo la quale, applicando la tensione di alimentazione V_{CC} al circuito integrato, si ottiene automaticamente la selezione del canale 1.

A questo punto è bene aggiungere che, affinché questa funzione di pre-regolazione abbia luogo in modo corretto, il rapporto "slew" di V_{CC} tra 3 ed 8 V non deve essere maggiore di 200 V/s.

Le uscite in cascata vengono collegate tra loro quando si fa uso dell'unità integrata di espansione del tipo '862.

Circuiti integrati analogici: La figura 7 rappresenta invece lo schema a blocchi interno del circuito integrato analogico tipo SN16848N.

Nell'istante in cui vengono ricevuti i segnali digitali in corrispondenza degli ingressi di selezione di canale compresi tra D1 e D4, il commutatore analogico appropriato a bassa deriva ed a basso valore del parametro "offset" viene attivato in modo da determinare il passaggio della tensione presente

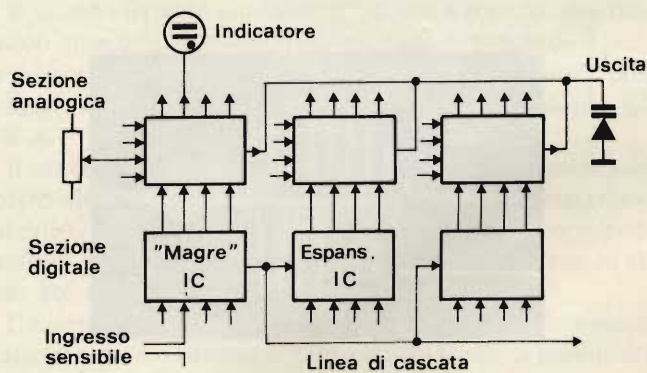


Fig. 8 - Schema a blocchi di un moderno sistema di commutazione per la scelta dei canali in un ricevitore televisivo.

sull'ingresso analogico appropriato compreso tra A1 ed A4 alla linea comune A5 di uscita analogica.

Simultaneamente, viene messo in funzione il sistema di eccitazione dell'indicatore numerico appropriato, per cui l'assorbimento di corrente da parte dell'uscita corretta dell'indicatore compreso tra N1 ed N4 determina il funzionamento dell'indicatore numerico o al neon.

Nel collegamento in cascata delle unità del tipo '848, le uscite analogiche vengono collegate tra loro, facendo uso di un unico carico del tipo ad accoppiamento di emettitore.

Sistema di cambiamento di canale: La figura 8 consiste nello schema a blocchi di un sistema tipico per il cambiamento di canale facente uso di due circuiti di espansione del tipo '862, e di tre circuiti integrati di commutazione analogica del tipo '848, con l'aggiunta di un circuito integrato "magre" del tipo '861.

Sistema a bassa tensione impiegante commutatori a sfioramento con controllo a circuiti integrati

Un sistema di cablaggio a bassa tensione può essere controllato in modo semplice ed efficace facendo uso di un circuito integrato del tipo SN16861NG funzionante a scarica capa-

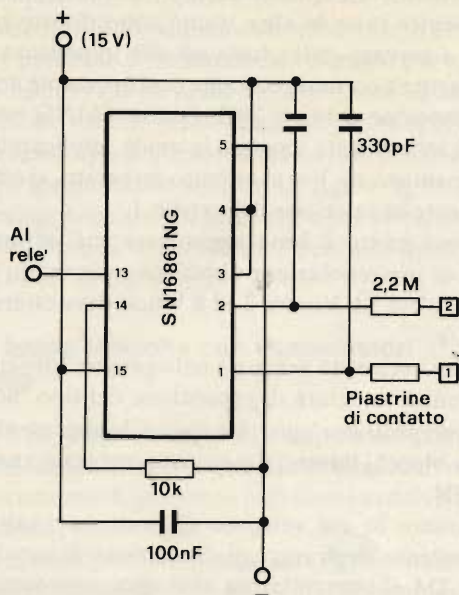


Fig. 9 - Schema elettrico di un commutatore standard del tipo a sfioramento.

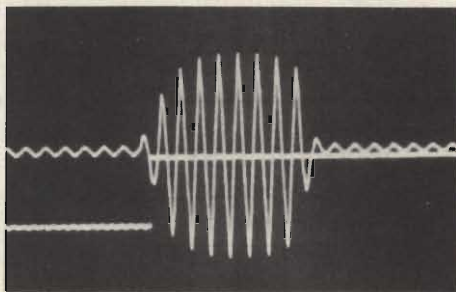


Fig. 10 - Forma d'onda della tensione captata attraverso cavi di una certa lunghezza, e quindi attenuata.

citiva, anzichè adottare il sistema più comune detto "bridging/impedance".

La figura 9 illustra i componenti necessari per ottenere un potenziale "alto" o "basso" all'uscita B2 del commutatore di banda.

Non appena viene applicata la tensione di alimentazione V_{cc} , il potenziale presente all'uscita B1 del commutatore di banda è "alto" a causa della comodità interna di pre-regolazione che entra in funzione non appena si verifica lo stato di conduzione e, dal momento che B2 si trova al potenziale "basso", non si presenta alcuna eccitazione all'avvolgimento del relè a lamina mobile, che risulta così diseccitato.

Non appena viene toccata la piastrina collegata all'ingresso dell'amplificatore sensibile S2, B1 assume il valore "basso" mentre B2 assume il valore "alto", per cui il relè a lamina mobile viene eccitato.

Gli ingressi 3 e 4 dell'amplificatore sensibile vengono collegati a V_{cc} , per garantire che essi non possano funzionare. Dei condensatori da 330 pF vengono collegati tra gli ingressi 1 e 2 e la linea di alimentazione V_{cc} , allo scopo di ridurre la sensibilità, in modo da attenuare qualsiasi segnale parassita eventualmente captato, che sia presente lungo i collegamenti sensibili. La commutazione accidentale, provocata da qualsiasi eventuale segnale transitorio presente lungo la linea di alimentazione, viene quindi evitata mediante il collegamento di una capacità del valore di 100 nF tra la linea di alimentazione V_{cc} e la massa.

L'oscillogramma riprodotto in figura 10 denota la tensione captata ed attenuata, prima e dopo l'istante in cui viene azionato il commutatore a sfioramento. La traccia inferiore denota la variazione dal potenzialz "basso" al potenziale "alto" su B2, nell'istante in cui avviene il contatto tra la piastrina sensibile e la mano dell'operatore; si noti che la variazione si verifica durante il ciclo negativo della tensione "captata".

La figura 11 rappresenta l'intero sistema di cablaggio a bassa tensione: dal momento che il circuito integrato deve

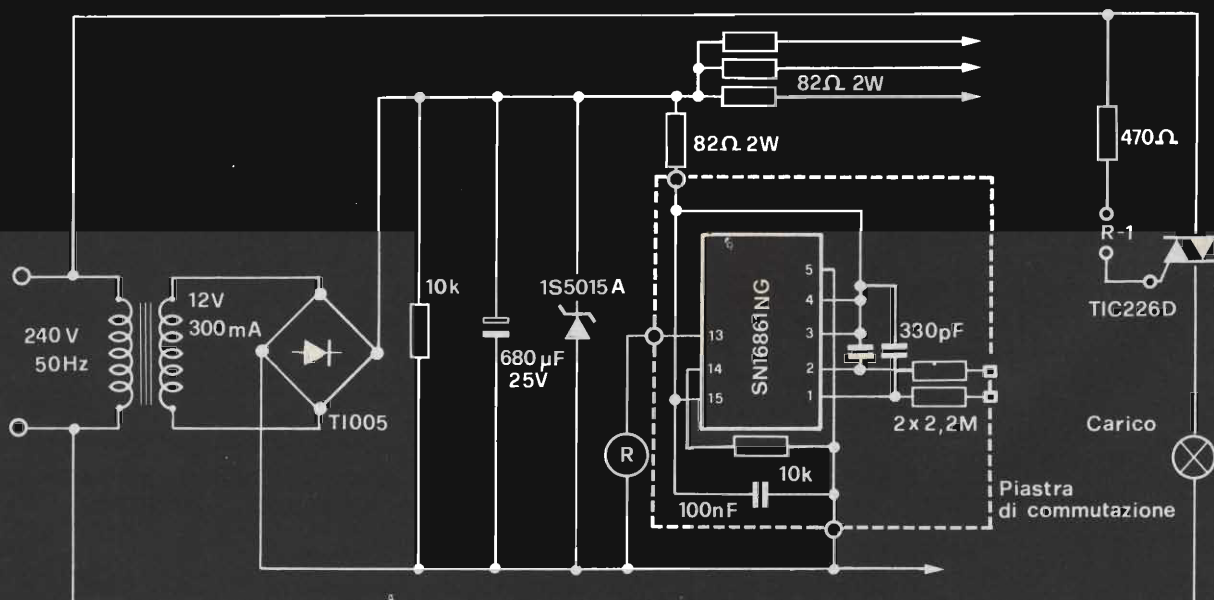


Fig. 11 - Schema elettrico completo del circuito per il controllo di tensioni basse, funzionante con l'impiego di un circuito integrato.

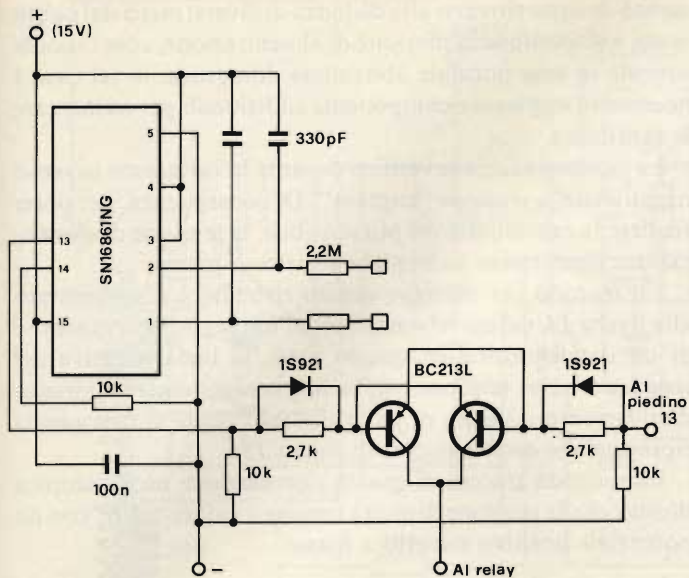


Fig. 12 - Commutatore principale a sfioramento adatto all'impiego in un sistema di collegamento in parallelo.

funzionare con una tensione consigliata di alimentazione compresa tra 11 e 18 V, è stata prevista l'aggiunta di un ulteriore condensatore di livellamento da $680 \mu\text{F}$ e di un diodo zener da 15 V, rispetto al circuito a transistor ad effetto di campo di cui alla figura 5.

Per proteggere l'intero circuito, ad esempio tra la scatola di distribuzione e le piastrine sensibili, rispetto ad un eventuale cortocircuito, sono stati inclusi dei resistori da $82 \Omega - 2 \text{W}$.

Il circuito integrato può essere semplicemente montato dietro ad un normale pannello di commutazione.

Collegamento in parallelo: Quando si tratta di collegare in parallelo i circuiti integrati, la situazione non è così semplice come si è detto a proposito del sistema a transistori ad effetto di campo: il segnale parassita captato alla frequenza di 50 Hz

lungo i collegamenti che fanno capo ai contatti a sfioramento impediscono la possibilità di doppio controllo quando i circuiti integrati sono sul lato sensibile. Un modo per superare queste difficoltà consiste nell'aggiungere ad un contatto a sfioramento (il contatto principale) un "gate" del tipo "exclusive OR", come si osserva nello schema di figura 12. In tal caso la corrente può scorrere soltanto quando le uscite B2 dei due circuiti integrati si trovano a diverso livello, per cui uno qualsiasi dei due commutatori può essere usato per ottenere la funzione di controllo.

Controllo per tre lampade: Sfruttando adeguatamente tutti gli ingressi e tutte le uscite del circuito integrato del tipo '861, è possibile controllare tre relè e quindi altrettante lampade o altrettanti carichi di diversa natura, nel modo illustrato in figura 13: la sistemazione può essere variata, nel senso che una combinazione di "a" e "b" determina il controllo individuale di tre lampade, toccando una delle quattro piastrine sensibili.

Un'applicazione tipica di questo tipo di controllo potrebbe essere quella di un'abitazione domestica, nella quale sia necessario realizzare il controllo di accensione di tre diverse lampade, da diversi punti di un locale.

Combinando tra loro gli effetti di "c" e "b" si ottiene anche la possibilità di smorzamento graduale.

Toccano il punto sensibile "2", il relè A si eccita, determinando quindi l'accensione della lampada A: toccando il punto sensibile "3", l'uscita B3 assume il potenziale "alto", provocando così l'eccitazione del relè B, e, tramite un diodo, del relè A.

Il contatto con il punto sensibile "4" provoca l'aumento del potenziale presente all'uscita B4, determinando l'eccitazione del relè C nonché di relè Bed A, attraverso i diodi corrispondenti: di conseguenza, tutte e tre le lampade risultano in tal caso accese.

Un elemento adatto nei confronti del quale potrebbe essere realizzato questo sistema di controllo del livello di luminosità consiste nella lampada centrale di un salotto.

Impiego di lunghe interconnessioni: Se i commutatori a sfiora-

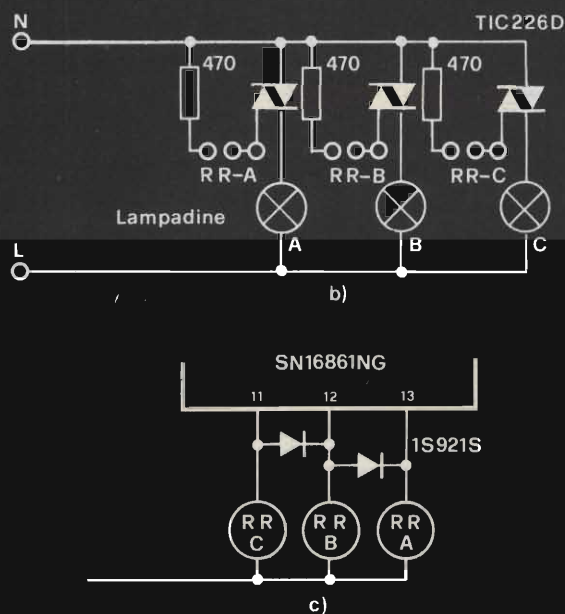
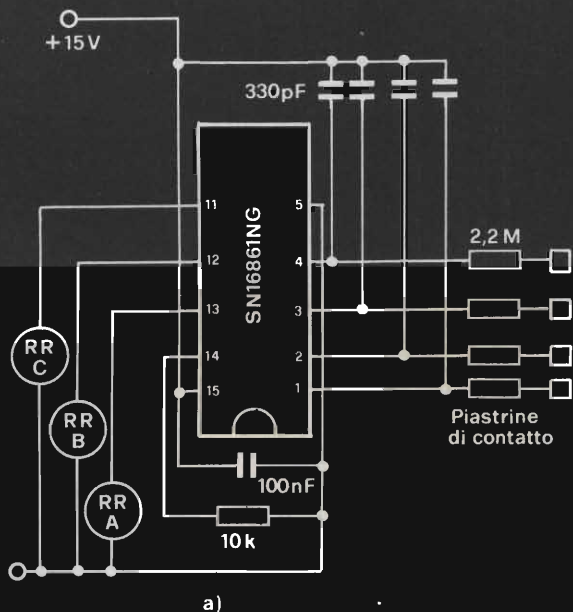


Fig. 13 - Esempio di circuito per il controllo indipendente di tre lampade.

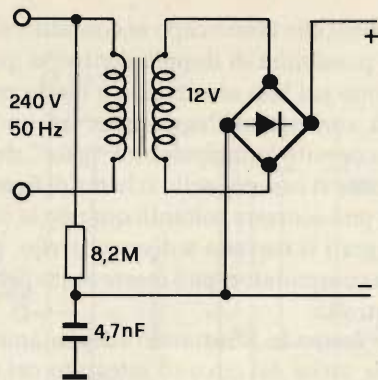


Fig. 14 - Circuito amplificatore il cui impiego risulta necessario soltanto quando è opportuno aumentare la sensibilità del dispositivo.

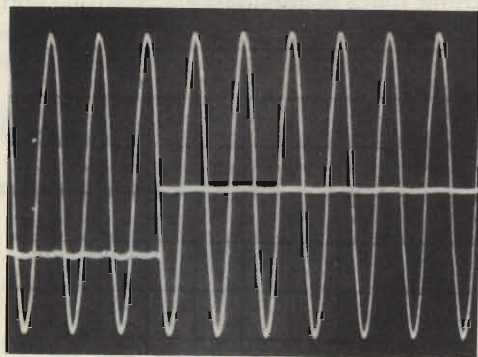


Fig. 15 - Forma d'onda della tensione captata ed amplificata.

mento devono trovarsi alla distanza di diversi metri dal punto in cui è disponibile la tensione di alimentazione, come accade sovente in una normale abitazione domestica, in tal caso è necessario impiegare componenti aggiuntivi per aumentare la sensibilità.

La commutazione si verifica durante la variazione in senso negativo della tensione "captata". Di conseguenza, per poter rendere la commutazione più sensibile, la tensione di alimentazione deve essere aumentata rispetto a massa.

Un metodo per ottenere questo risultato è rappresentato alla figura 14, nel cui schema si nota l'impiego di un resistore e di un condensatore: in questo caso, la linea negativa del sistema a bassa tensione oscilla fino a raggiungere approssimativamente il valore di picco di 30 V, come si rileva nella riproduzione oscilloscopica di figura 15.

La seconda traccia di questa riproduzione oscilloscopica illustra che la tensione di uscita assume il valore "alto" con un potenziale positivo rispetto a massa.

Controllo di elementi di riscaldamento

La combinazione tra un circuito integrato del tipo '862 ed un altro del tipo '861, collegati tra loro in parallelo in modo da ottenere complessivamente otto uscite rappresenta la soluzione ideale per realizzare un sistema proporzionale di controllo di elementi di riscaldamento, come ad esempio gli anelli elettrici di un forno.

A questo riguardo, la figura 16 illustra i componenti del circuito necessari per allestire la sezione sensibile e di controllo dell'intero impianto.

Al momento dell'applicazione della tensione di alimentazione, le strutture interne del circuito integrato tipo '861 garantisce che l'uscita B1 sia al potenziale "alto", e che le relative uscite comprese tra B2 e B4, nonché le uscite dell'unità '862 siano invece al potenziale "basso". Di conseguenza, il diodo fotoemittente che corrisponde alla mancanza di tensione risulta acceso.

Ciò premesso, toccando una qualsiasi delle piastrelle sensibili collegate agli ingressi dell'amplificatore sensibile compresi tra S2 ed S4 dell'unità '861, ed agli ingressi compresi tra S1 ed S4 dell'unità '862 fanno sì che le uscite corrispondenti (da B2 a B4 e da B1 a B4) assumano il potenziale "alto", e provochino quindi l'accensione del diodo fotoemittente associato.

Contemporaneamente, l'uscita corrispondente di scelta del canale rende disponibile un'uscita per il pilotaggio del circuito di controllo di potenza che segue. Il valore di ciascuna impedenza in serie dipende dalla regolazione, oppure dall'effetto desiderato di riscaldamento, ad esempio da 1 a 7.

L'intero circuito per il controllo dell'energia di alimentazione è illustrato in figura 17: il componente più importante è il rivelatore del tipo "zero cross", e cioè il circuito integrato tipo SN72440. In questo caso specifico, il suddetto circuito integrato non ricava la propria energia di alimentazione dall'alimentazione di rete, bensì da un sistema di alimentazione a 12 V, come si osserva attraverso lo schema.

Allo scopo di evitare qualsiasi soppressione di una semionda, al circuito integrato viene collegato un dispositivo di isteresi costituito da due transistori, di cui uno da 3,3 kΩ ed uno da 15 kΩ.

Dal momento che questo circuito, di per sè limiterebbe la

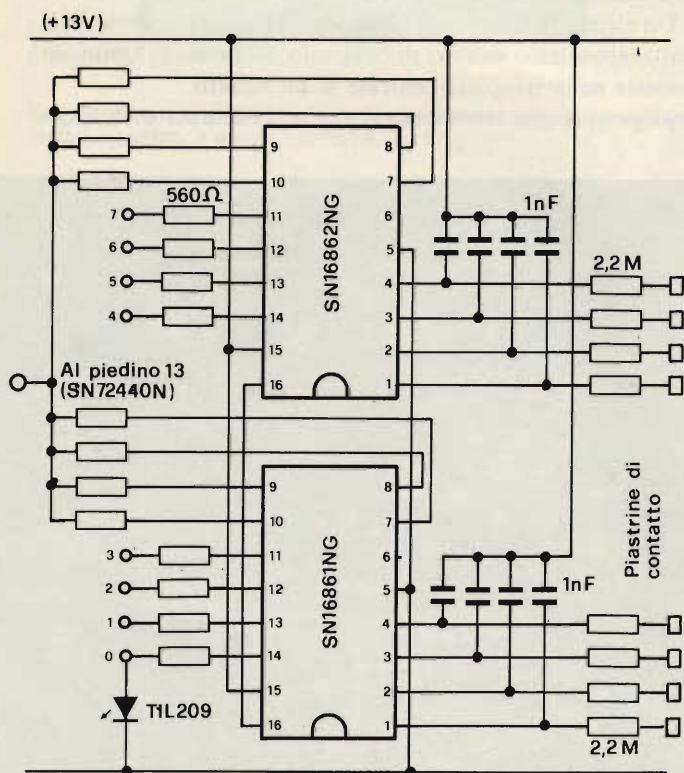


Fig. 16 - Sezione sensibile e di controllo dell'intera apparecchiatura descritta nel testo.

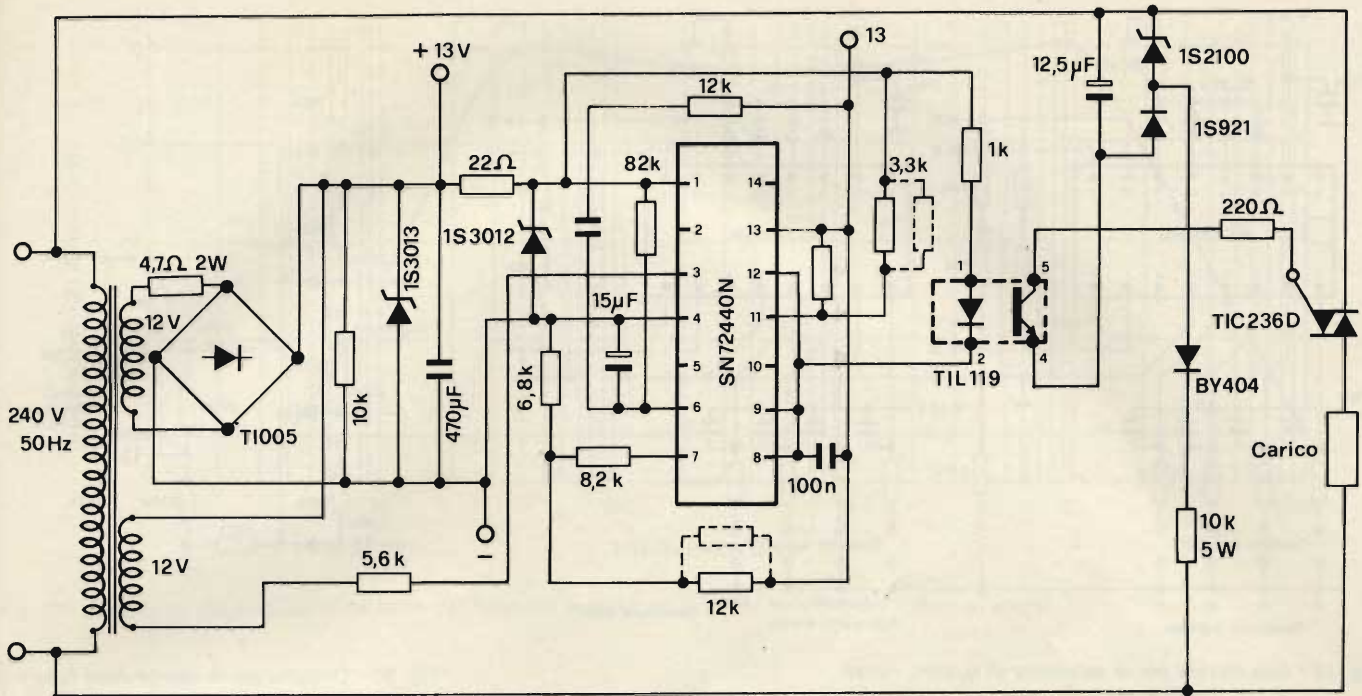


Fig. 17 - Sezione di alimentazione dell'unità di cui alla figura 16: si notino i diversi diodi zener ed il triac che vengono impiegati in questo caso per ottenere alcune importanti funzioni di controllo.

gamma del controllo di "burst firing", vengono aggiunti anche i componenti di azzeramento dell'isteresi (vale a dire un resistore da 12 kΩ, in serie ad un condensatore non polarizzato della capacità di 2,2 μs).

Ne deriva che la portata del controllo viene estesa dal suo valore originale compreso tra il 35 ed il 75% ad una gamma compresa invece tra il 2 ed il 98%. L'isolamento è dovuto all'impiego di un opto-accoppiatore del tipo TIL119, come illustrato, la cui alimentazione è indipendente.

Questo impianto, che implica l'impiego di sei soli conduttori che vengono percorsi da una corrente di pochi milliampere, per regolare il funzionamento ad esempio di quattro elementi riscaldanti, rappresenta la soluzione ideale per il comando a distanza. Di conseguenza, le piastrine sensibili allo sfioramento potrebbero essere montate a livello di superficie in una posizione conveniente, ad una certa distanza dall'elemento di cottura.

L'indicazione alternativa delle condizioni dell'elemento riscaldante in funzione e della relativa regolazione potrebbero essere realizzate impiegando un sistema di indicazione numerica.

Controllo di luce/ventilatore

La figura 18 rappresenta la struttura circuitale che si basa sull'impiego di un circuito integrato del tipo '861, per controllare le funzioni di commutazione di un ventilatore o di una lampadina.

Nell'istante in cui la tensione di alimentazione viene applicata, oppure in cui viene praticato il ponte A, l'uscita B1 (terminale 14) si trova al potenziale "alto", mentre le altre uscite del commutatore di banda si trovano al potenziale "basso". Di conseguenza, entrambi i transistori sono in interdizione, per cui non funziona né il ventilatore, né la lampadina.

Applicando il ponte B, si fa in modo che l'uscita B2 (terminale 13) assuma il potenziale "alto", e porti quindi in stato di conduzione il transistor allo scopo di ottenere il funzionamento del relè che controlla il ventilatore.

Il ponte C fa in modo che l'uscita B3 (terminale 12) assuma il potenziale "alto", in quanto entrambi i transistori funzionano con una certa corrente di base attraverso i diodi, per cui entrano in funzione per entrambi i relè che comandano il ventilatore e la lampadina.

Il ponte finale D fa in modo che il terminale 11 dell'uscita B4 assuma un potenziale "alto", in modo da fornire la corrente al transistor che controlla il funzionamento del relè per la luce.

Controllo di funzionamento per amplificatori audio

Il circuito integrato del tipo '861 può essere usato negli amplificatori di bassa frequenza allo scopo di produrre segna-

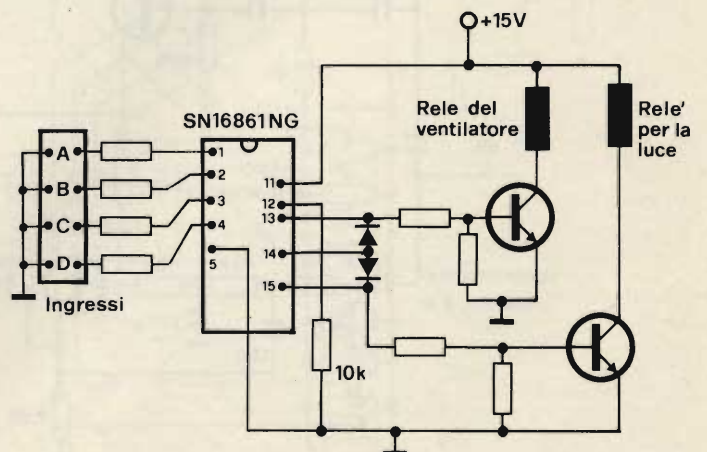


Fig. 18 - Schema del dispositivo per il controllo del funzionamento di una sorgente di luce a lampada, e di un ventilatore.

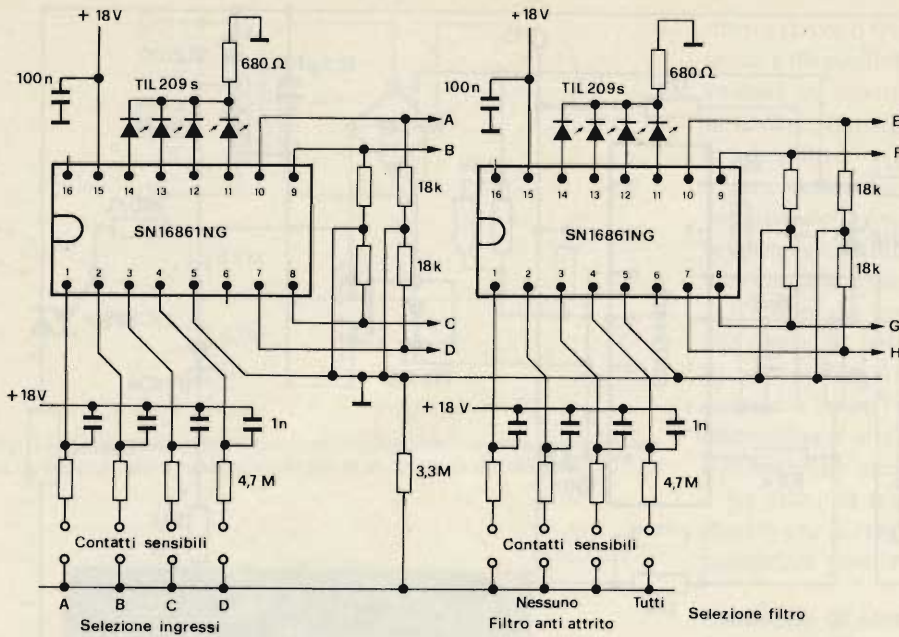


Fig. 19 - Due circuiti per la selezione di quattro canali.

li per il pilotaggio dei circuiti "gating", come quelli necessari per la scelta di una funzione o di un determinato tipo di filtro.

La figura 19 rappresenta la tecnica di collegamento di due unità integrate del tipo '861 allo scopo di realizzare due selettori a 4 canali.

I segnali provenienti dalle uscite di selezione del canale pilotano direttamente il circuito di "gating": ciascuna uscita del commutatore di banda comporta un diodo fotoemittente associato del tipo TIL209, allo scopo di indicare la funzione

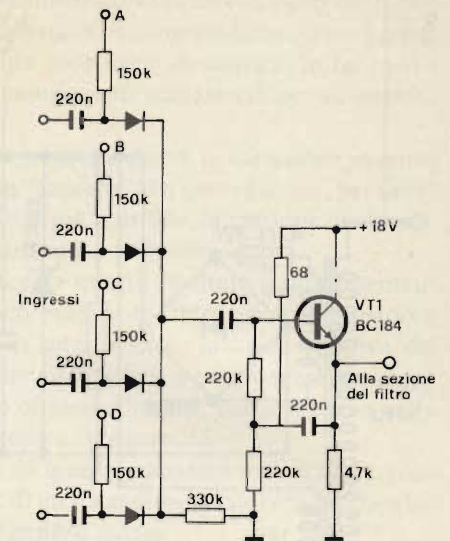


Fig. 20 - Circuito per la scelta delle funzioni.

scelta o il filtro adottato.

Per consentire al circuito di "gating" di elaborare segnali a frequenza acustica di maggiore entità possibile, ciascuna uscita del commutatore di banda viene associata ad un diodo fotoemittente del tipo TIL209, allo scopo di indicare correttamente la funzione scelta oppure il filtro.

Per consentire al circuito "gating" di elaborare un segnale audio della massima entità possibile (3 V eff.), si fa uso di una sorgente di alimentazione che fornisce una tensione di 18 V. I

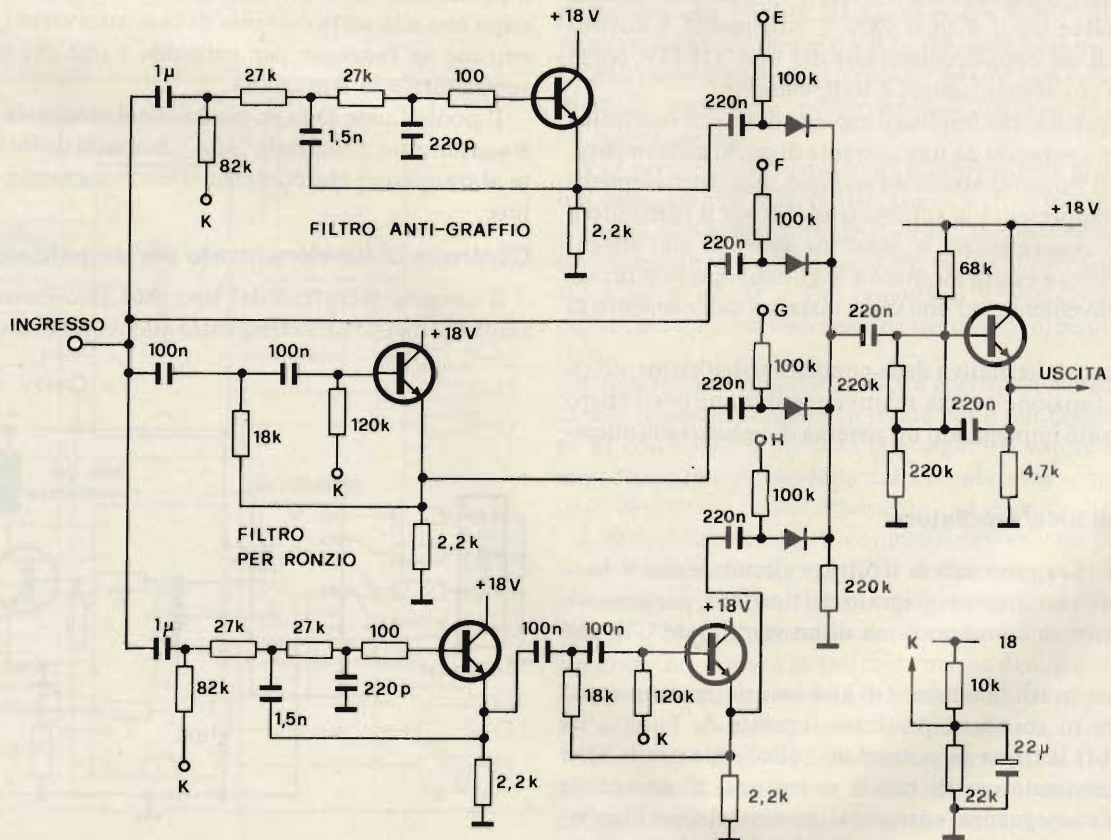


Fig. 21 - Circuiti relativi alla sezione di filtraggio del dispositivo automaticamente precedentemente descritto.

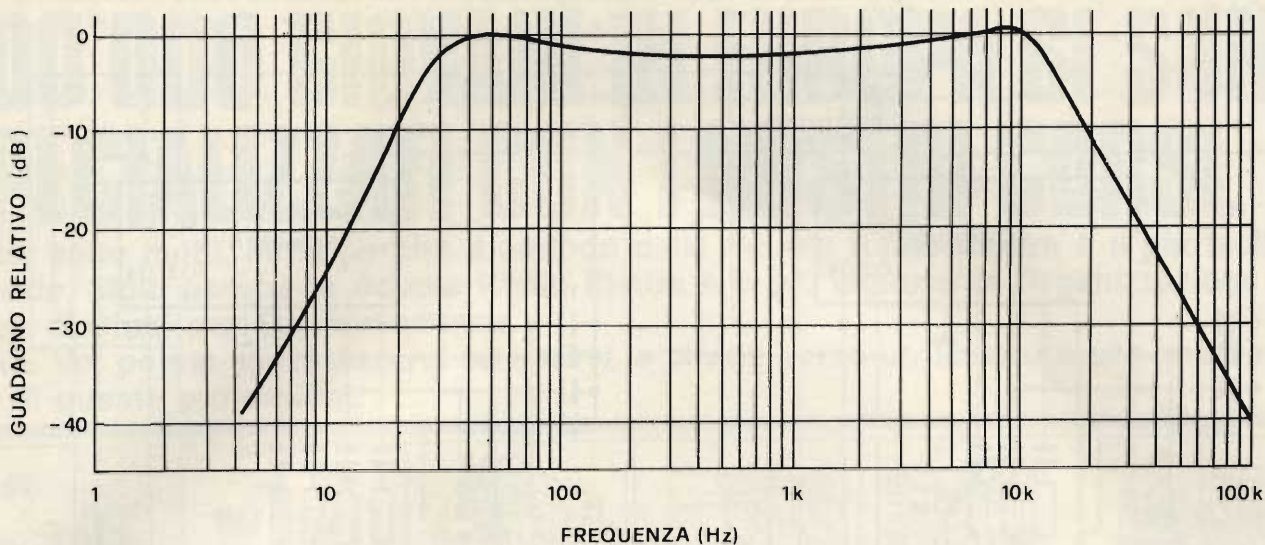


Fig. 22 - Risposta alla frequenza da parte del filtro per la soppressione del ronzio e dei rumori di attrito.

condensatori di disaccoppiamento da 100 nF presenti sulle linee di alimentazione sono importanti, in quanto evitano la reciproca influenza tra i due circuiti integrati del tipo '861. Si fa presente che questi devono essere installati in prossimità dei veri e propri circuiti integrati.

La figura 20 rappresenta il circuito fondamentale per la selezione di funzione. Uno dei diodi viene mantenuto in polarizzazione diretta ad opera del potenziale presente all'uscita di selezione del canale del circuito integrato '861. Gli altri tre

diodi vengono polarizzati in senso inverso, ed impediscono il passaggio di segnali all'altro ingresso.

Allo scopo di ridurre al minimo l'eventuale distorsione, gli altri tre diodi vengono polarizzati in senso inverso, ed impediscono il passaggio dei segnali agli altri ingressi. Uno stadio separatore ad alta impedenza di ingresso, eventualmente impiegando il transistor VT1, deve seguire il commutatore a diodo allo scopo di rendere minima la distorsione.

La figura 21 rappresenta la struttura circuitale del suddetto

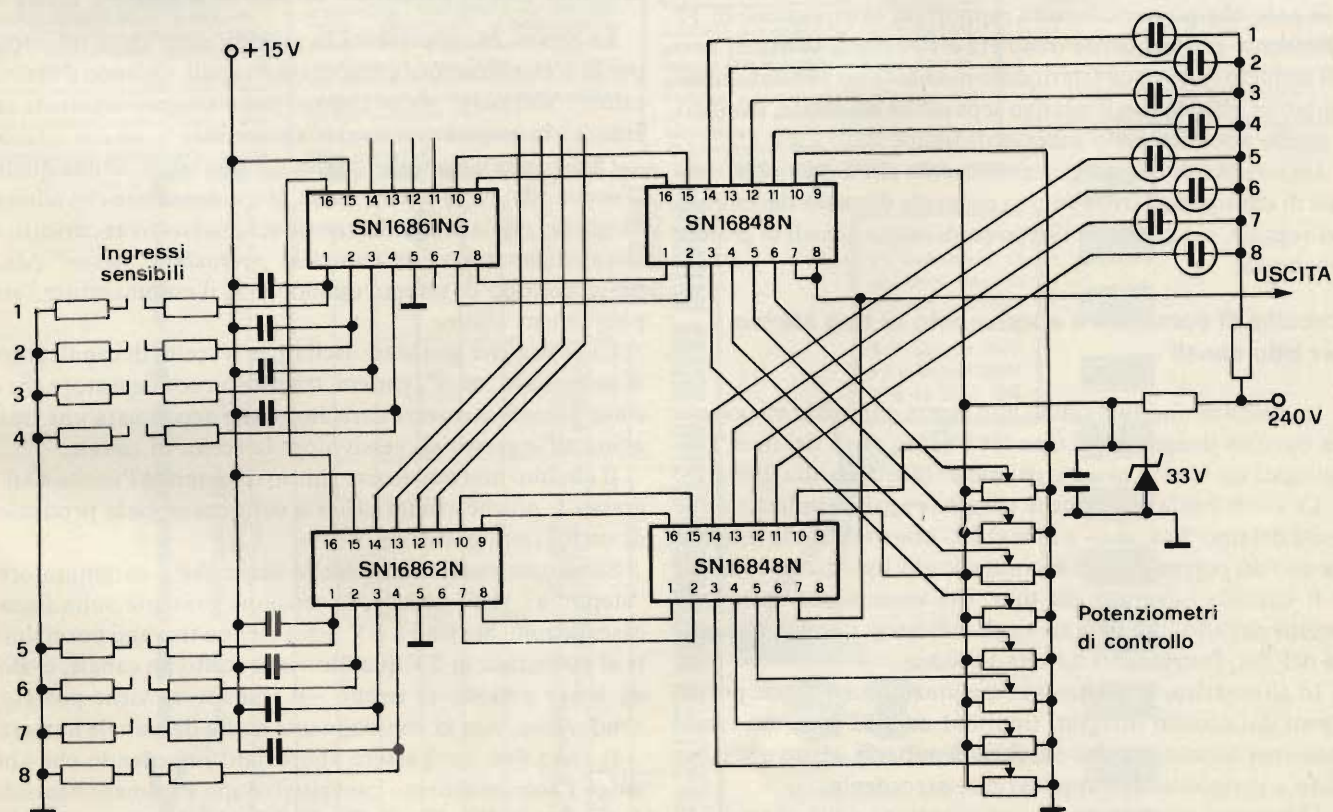


Fig. 23 - Esempio di circuito statico per il controllo di 8 canali televisivi, col sistema detto a sfioramento.

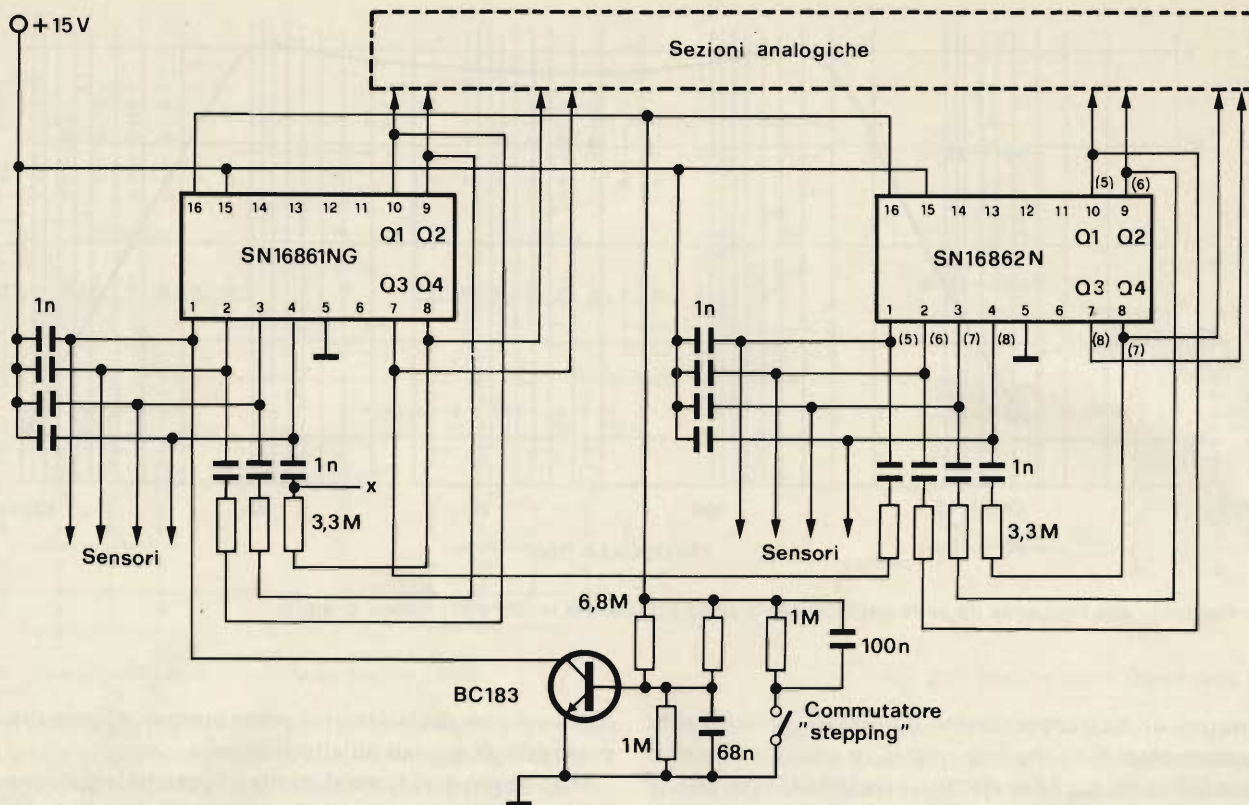


Fig. 24 - Circuito per la scelta dinamica e statica basato sull'impiego di due sole unità integrate.

filtra, e cioè i filtri contro i graffi, il rumore di fondo, il ronzio e lo slittamento della puntina, oppure il "bypass".

Come si può rilevare attraverso le curve riprodotte nel grafico di figura 22, esistono dei filtri di tipo convenzionale a due poli, che possono fornire rapporti di attenuazione di 12 dB/ottava alle frequenze di 40 Hz e 10 kHz. L'uscita di uno dei suddetti filtri viene selezionata mediante un ulteriore commutatore a diodo con il relativo separatore associato, identico a quello adottato nello schema di figura 20.

Un sistema di questo genere consente che il pannello frontale di controllo si trovi ad una notevole distanza dai circuiti del segnale, ciò che evita l'impiego di cavi coassiali di grande lunghezza.

Circuito di comando a sfloramento di tipo statico per otto canali

La scelta di uno su 8 canali può essere effettuata attraverso un circuito integrato del tipo '861 ed un altro del tipo '862, collegati tra loro in cascata nel modo illustrato alla figura 23.

Le uscite per la selezione di canale vengono applicate a due unità del tipo '848, che - a loro volta - convogliano la tensione da uno dei potenziometri di controllo alla loro uscita comune.

Il circuito integrato del tipo '848 viene usato inoltre, in questo circuito, per pilotare degli indicatori numerici a scarica nei gas, funzionanti ad alta tensione.

In alternativa, le uscite di commutazione a 4 bande provenienti dai circuiti integrati tipo '861 ed '862 possono essere usate per alimentare dei diodi fotoemittenti, come abbiamo visto a proposito dell'applicazione precedente.

Ciò comporterebbe anche l'eliminazione della necessità di disporre di un alimentatore ad alta tensione, sebbene sia

ancora necessario disporre di un alimentatore regolato per l'alimentazione dei circuiti integrati tipo '848, e dei potenziometri.

Circuito per la selezione dinamica e statica

La figura 24 rappresenta lo schema elettrico di un circuito per la scelta dinamica e statica tra 8 canali. Quando il commutatore "stepping" viene chiuso, viene automaticamente selezionato in sequenza il canale successivo.

Questo risultato viene ottenuto come segue: se una qualsiasi uscita (da 1 a 7) è stata scelta, il condensatore che alimenta l'ingresso per la scelta del canale successivo viene caricato. La linea in cascata viene tenuta al potenziale "basso" per un breve periodo di tempo, quando cioè il commutatore "stepping" viene chiuso.

Ciò evita che qualsiasi uscita per la scelta di canale si trovi al potenziale "alto", per cui, tramite un condensatore che era stato precedentemente caricato, viene accoppiata una transizione all'ingresso successivo per la scelta di canale.

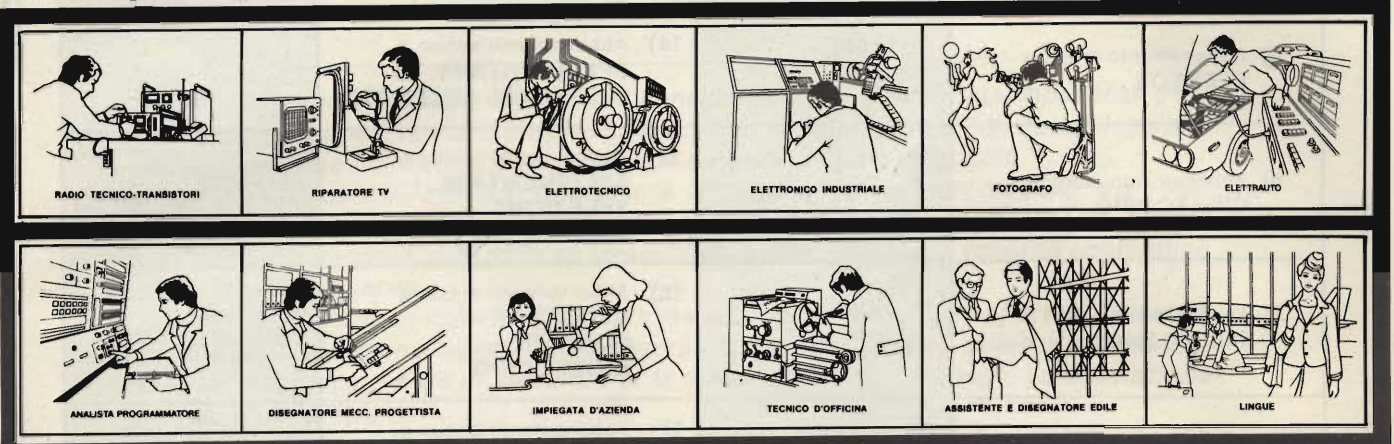
Il circuito non può essere chiuso riportando l'uscita 8 all'ingresso 1, poiché - in tal caso - si verificherebbe la produzione di oscillazioni parassite.

Se nessun canale viene scelto dopo che il commutatore di "stepping" viene chiuso, la tensione presente sulla linea in cascata aumenta fino a 6 V. Essa viene a trovarsi normalmente al potenziale di 3 V quando viene scelto un canale, e - dopo un breve periodo di tempo - il transistor viene portato in conduzione, con la conseguente scelta del canale numero 1.

Il ciclo può però essere abbreviato impedendo che abbia luogo l'accoppiamento capacitivo dopo il numero necessario di gradini, vale a dire portando il punto X in contatto diretto con la massa.

400'000 GIOVANI IN EUROPA SI SONO SPECIALIZZATI CON I NOSTRI CORSI.

Certo, sono molti. Molti perchè il metodo della Scuola Radio Elettra è il più facile e comodo. Molti perchè la Scuola Radio Elettra è la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Anche Voi potete specializzarvi ed aprirvi la strada verso un lavoro sicuro imparando una di queste professioni:



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

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

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

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

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

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

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

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

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

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

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

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/ H61
10126 TORINO

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

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

CANARD

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

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

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

H61

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



Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD



abbonarsi conviene..

.. si risparmia fino al 40%

PROPOSTE	TARIFFE	PROPOSTE	TARIFFE
1) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE	L. 19.500 anzichè L. 24.000 (estero L. 29.500)	12) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 46.000 anzichè L. 61.000 (estero L. 66.000)
2) Abbonamento annuo a SELEZIONE	L. 23.000 anzichè L. 30.000 (estero L. 33.000)	13) Abbonamento annuo a ELEKTOR + MILLECANALI	L. 47.000 anzichè L. 65.000 (estero L. 63.000)
3) Abbonamento annuo a ELEKTOR	L. 24.000 anzichè L. 34.000 (estero L. 30.000)	14) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR	L. 62.500 anzichè L. 88.000 (estero L. 88.500)
4) Abbonamento annuo a CINESCOPIO	L. 24.500 anzichè L. 30.500 (estero L. 34.500)	15) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO	L. 63.000 anzichè L. 84.500 (estero L. 93.000)
5) Abbonamento annuo a MILLECANALI	L. 25.000 anzichè L. 31.000 (estero L. 35.000)	16) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO	L. 67.500 anzichè L. 94.500 (estero L. 93.500)
6) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE	L. 40.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 60.500)	17) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR + CINESCOPIO	L. 64.000 anzichè L. 88.500 (estero L. 90.000)
7) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 41.500 anzichè L. 58.000 (estero L. 57.500)	18) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI	L. 63.500 anzichè L. 85.000 (estero L. 103.500)
8) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + CINESCOPIO	L. 42.000 anzichè L. 54.500 (estero L. 62.000)	19) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO	L. 83.000 anzichè L. 118.500 (estero L. 119.000)
9) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR	L. 45.000 anzichè L. 64.000 (estero L. 61.000)	20) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 83.500 anzichè L. 119.000 (estero L. 119.500)
10) Abbonamento annuo a SELEZIONE + CINESCOPIO	L. 45.500 anzichè L. 60.500 (estero L. 65.500)	21) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI + CINESCOPIO	L. 84.000 anzichè L. 115.500 (estero L. 124.000)
11) Abbonamento annuo a ELEKTOR + CINESCOPIO	L. 46.500 anzichè L. 64.500 (estero L. 62.500)	22) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 100.000 anzichè L. 149.500 (estero L. 146.000)

IMPORTANTE

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



Le riviste leader
in elettronica

Indicatore digitale da pannello a tre cifre led

di Muarizio Calvi

L'UK 474W è uno strumento digitale da pannello dotato di un'altissima impedenza d'ingresso e precisione, munito di display LED con le cifre alte ben 14 mm, quindi leggibile anche in pessime condizioni d'illuminazione e senza problemi d'angolo.

Si tratta di un dispositivo molto compatto: la profondità massima del modello "a giorno" (UK 475W privo di contenitore), è di soli 11 mm. Questo dato è molto interessante, perchè favorisce il montaggio anche nelle apparecchiature preesistenti che abbiano pochissimo spazio libero all'interno.

Di base, l'UK474W è un millivoltmetro CC, ma naturalmente tramite opportuni sistemi di conversione, si possono leggere le grandezze più svariate: correnti, potenze, temperature, tensioni alternate e via di seguito. Per la massima facilità d'impiego, l'alimentazione prevista è 5V "TTL".

Per le misure elettroniche, in molti casi i vecchi strumenti a indice non bastano più, nel senso che non offrono la precisione che serve. Per esempio, anche nei casi più terra-terra, come negli alimentatori, gl'indicatori d'uscita sono *pericolosi* se non indicano il vero. Molti dispositivi, dalle logiche "TTL" a vari microprocessori, hanno una massima tensione di lavoro precisa ed invalicabile; se la si supera anche di poco si hanno guasti irreversibili. Altri, come gli oscillatori a diodo Tunnel e derivati hanno delle correnti estreme altrettanto invalicabili.

Potremo citare casi analoghi a decine, ma sarebbe spazio sprecato, perchè il lettore li conosce bene come noi.

Per ottenere una lettura molto accurata, non serve passare a indicatori sempre a bobina mobile ma più precisi di quelli originali, perchè resta una notevole non linearità della scala, una insopprimibile inerzia, la possibilità di incorrere in errori da parallasse, la suscettibilità nei confronti dei campi magne-

tici parassiti, e in sostanza, tutta una lunga serie di difetti che si oppongono alla precisione desiderata. Quando occorre una lettura veramente esatta, è necessario il passaggio all'indicazione digitale.

Sino a non molto tempo fa, una sostituzione di tal genere negli strumenti, per apparecchiature o quadri esistenti, sarebbe risultata o impossibile o estremamente difficile a causa di troppi fattori tecnico-pratici avversi: il costo, la complessità del lavoro, la compatibilità, l'ingombro ...

Oggi la situazione è mutata; il progresso continuo che informa e sospinge i sistemi digitali, ha reso possibile realizzare degli indicatori LED con lo stesso ingombro di quelli a bobina mobile, racchiudibili in contenitori analoghi e che non danno problemi di compatibilità. Visto che il prezzo di tali strumenti non è superiore a quello dei dispositivi convenzionali a indice, il loro utilizzo per apparecchi nuovi o per il miglioramento dei sistemi di misura preesistenti è quasi ovvio. Il lettore non pensi però, a questo punto, che sia nostro intendimento descrivere l'autocostruzione di un "digimeter" dall'impiego universale. Ciò sarebbe abbastanza noioso, forse scontato, e certo poco conveniente anche dal punto di vista economico se si acquistano tutte le parti staccate necessarie presso un ricambista. Proponiamo invece uno strumento che è disponibile montato e collaudato e che offre tutta una serie di vantaggi indiscutibili.

L'UK 474W che presentiamo, è un indicatore da pannello *molto* compatto, reperibile in due versioni: munito del proprio contenitore, o nella versione "a giorno" per l'incasso nel retro di un frontale già esistente.

PIN REF	PIN FUNCTION
1	IN HI (Ingresso Alto)
2	IN LO (Ingresso Basso)
3	
4	
5	CONGELAMENTO (Hold)
6	V+ (Alim. Positiva)
7	V- (Alim. Negativa)

Tabella 1 - Tabella delle funzioni dei terminali.

Abbiamo detto della *minima* profondità dello strumento: 11 mm soli, quindi montabile anche ove, per questioni d'ingombro, sino ad ora risultava impossibile alloggiare un "digital meter".

L'UK 474W rispetto ai sistemi a bobina mobile, ha anche il vantaggio di offrire letture positive e negative; difatti nella sua versione di base permette di misurare da -99 mV a +999 mV, con accuratezza di lettura dello 0,1%, +/- 1 cifra. L'affissione è ottenuta tramite LED ad alta efficienza, con le cifre alte ben 14 mm.

Le quote d'ingombro dello strumento sono riportate nella *figura 1*, mentre nella *tabella 1* sono elencate le funzioni dei terminali. Questo strumento digitale ha diverse particolarità degne d'interesse: prima di tutto è possibile programmare la posizione del punto decimale eseguendo un ponticello tra due piste del circuito stampato con una goccia di stagno. Un'altra caratteristica molto utile, è che si può "congelare" una data lettura per tutto il tempo che serve collegando il terminale 5 all'alimentazione positiva (5V "TTL") tramite un qualunque interruttore. In tal modo è possibile, ad esempio, compilare una lista di lettura in varie condizioni senza che vi sia nulla da mandare a memoria.

Talvolta la memoria tradisce, quando si è impegnati in misurazioni complesse e diversificate.

L'impedenza d'ingresso dello strumento è elevatissima ($\geq 100 \text{ M}\Omega$) cosicchè, quale che sia il circuito a misura, non si corre il rischio d'introdurre un carico parassitario che falserebbe la misura in atto.

Il consumo dell'indicatore è molto ridotto: a 5V, vale 0,6W.

La tensione di 5V è presente in qualunque dispositivo che impieghi dei circuiti integrati "TTL". Oggi, però, in molti casi si preferiscono i C-MOS e comunque non proprio tutti gli strumenti comportano un settore logico, anche se tali complementi sono sempre più comuni. Se è presente una tensione superiore, ovviamente, l'UK 474W può essere alimentato tramite una resistenza di caduta ed uno zener, ma se si vuole evitare qualunque "difficoltà" (le virgolette non sono casua-

li!), è possibile adottare l'apposito alimentatore di rete, che è direttamente inseribile sul retro dello strumento (si veda la *figura 1*).

In tal modo, l'indicatore diviene un complesso indipendente, ma dall'ingombro ancora molto contenuto.

Lo strumento è fornito già perfettamente messo a punto dalla fabbrica, ma se occorre ricalibrarlo (tale operazione è consigliabile che sia eseguita ogni sei mesi), sono disponibili due trimmers posti sul fronte: uno per l'azzeramento e l'altro per il valore di fondo-scala.

Tornando ora per un momento all'alimentazione, non è raro che le parti necessarie per realizzare un complesso a rete che eroghi all'uscita 5Vcc siano già disponibili tra le scorte che qualunque tecnico o studioso, o sperimentatore, conserva negli appositi cassette. Se in particolare è giacente, inutilizzato, un piccolo trasformatore che eroghi al secondario 7-8V o simili, è facilissimo assemblare un alimentatorino ben filtrato e regolato: il relativo circuito appare nella *figura 2*.

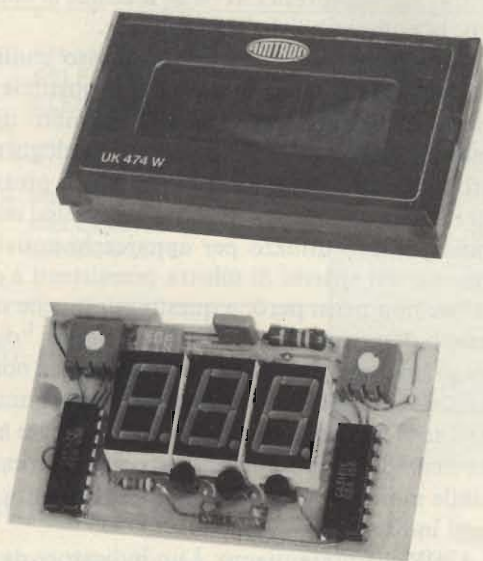
Vediamo ora l'impiego pratico dell'indicatore.

Come abbiamo detto, i valori di fondo-scala dell'UK 474W, sono +999 mV e -99 mV. Molto spesso, sarà necessaria una misura in V (per esempio negli alimentatori, ma in molti altri casi). Per leggere qualunque tensione, basta ridurla al valore accettabile dallo strumento. In pratica, è sufficiente un partitore resistivo; un potenziometro serve benissimo allo scopo, come si vede nella *figura 3*.

Per la misura delle correnti, si ponga in parallelo all'ingresso dello strumento uno "shunt" dal valore calcolato come si vede nella *figura 4*.

Quando la connessione tra lo strumento e i terminali di misura deve essere prolungata, i collegamenti vanno intrecciati per evitare la captazione di disturbi e campi elettromagnetici parassiti. Si deve sempre rammentare che l'elevatissima impedenza d'ingresso, se ha grande utilità ai fini di evitare di caricare il circuito in prova, rende possibile d'altro canto la raccolta d'impulsi e flussi alternati.

Se si nota che, malgrado l'intreccio dei conduttori, l'ultima



Le due foto mostrano lo strumento descritto in questo articolo; sopra con contenitore CK474W, sotto privo dell'involucro e denominato UK 475W per l'eventuale incasso in pannello frontale.

SPECIFICHE DELLO STRUMENTO

Visualizzazione:

Display LED (14 mm.) a 3 cifre ad alta efficienza con indicazione del fuori portata e della polarità.

Posizione del punto decimale programmabile dal fronte.

Congelamento della lettura a comando.

4 letture al secondo.

Ingresso:

Configurazione bipolare, differenziale bilanciata.

Fondo scala: -99mV, +999mV.

Polarità automatica.

Impedenza d'ingresso: 100 M Ω .

Massima tensione d'ingresso: -15 Vcc.

Accuratezza della lettura: -0,1% -1 cifra.

Temperatura di lavoro: -10°C +60°C.

Deriva termica: 50ppm/°C.

Deriva termica dello zero: 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Congelamento della lettura: collegare il pin 5 al pin 6.

Alimentazione:

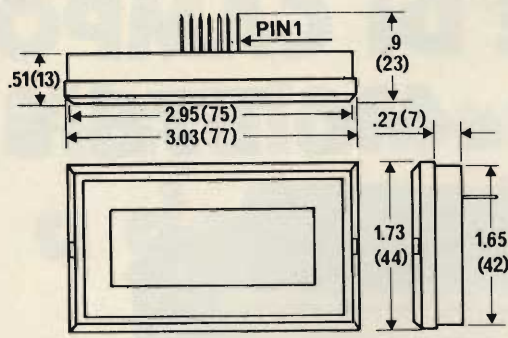
+5V 120 mA Max.

Calibrazioni:

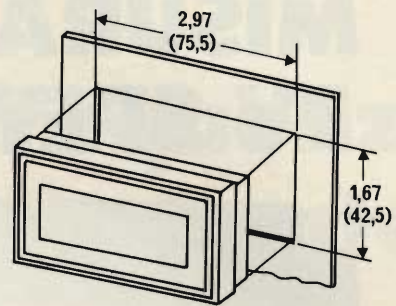
Guadagno

Zero

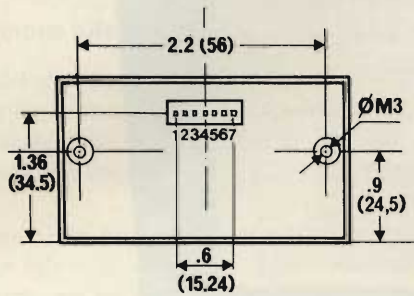
Intervallo di ricalibrazione: 6 mesi.



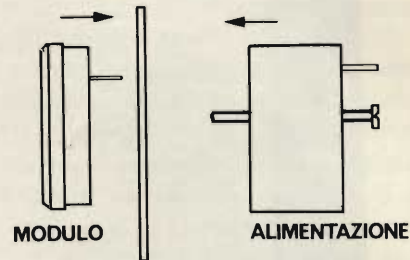
DIMENSIONI MECCANICHE



DIMENSIONI CAVA DEL PANNELLO



VISTA POSTERIORE



PANNELLO

SISTEMA DI MONTAGGIO E CONNESSIONE CON MODULO D'ALIMENTAZIONE

Fig. 1 - Quote d'ingombro dell'UK 474W, descritto in questo articolo.

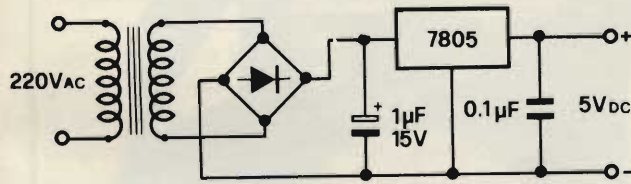
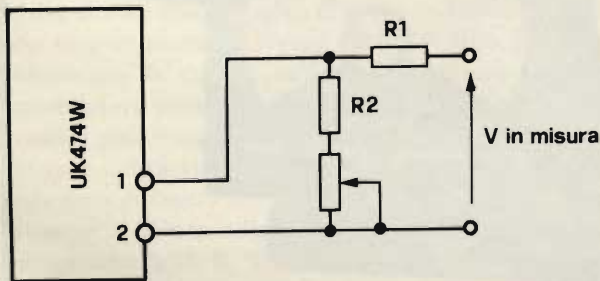


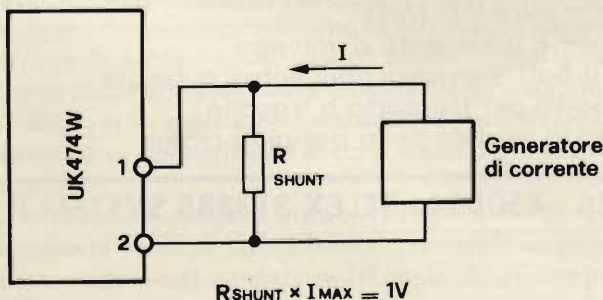
Fig. 2



$$\frac{R2}{R1 + R2} = \frac{1}{\text{nuovo fondo scala}}$$

dove il valore del nuovo fondo scala e' espresso in V

Fig. 3



$$R_{SHUNT} \times I_{MAX} = 1V$$

Fig. 4

cifra nell'impiego "saltella", vi è sicuramente una tensione impulsiva o alternata sovrapposta a quella CC che si vuole misurare. In tal caso, comunque, il rimedio è semplice: basta connettere all'ingresso dello strumento (terminali 1 e 2) un condensatore di bypass. Il relativo valore non è molto critico, e in genere va bene un elemento da 0,47 µF o maggiore.

La circuiteria dell'UK 474W, prevede già un sistema di esecuzione dei disturbi che hanno la frequenza di rete, ma tale circuito è efficace solo per i piccoli valori quasi sempre presenti nelle varie apparecchiature, con un massimo di 50 mV da picco a picco. Per segnali parassiti più forti si deve procedere come abbiamo spiegato.

Per concludere, vediamo ancora la ricalibrazione periodica. Le regolazioni necessarie sono due: quella dell'azzeramento e l'altra del fondo-scala.

Per la perfetta rimessa a zero, si devono cortocircuitare momentaneamente i terminali d'ingresso (1 e 2) con un ponticello, quindi ruotare il trimmer "1" sino a leggere esattamente lo zero.

Per la calibrazione del fondo scala, dopo aver rimosso il ponticello, all'ingresso dell'UK 474W, si conatterà una sorgente di tensione ben precisa, regolata per erogare 900 mV esatti.

In dubbio se la tensione sia proprio quella detta (ad esempio, se la si ricava da una pila al Mercurio tramite un partitore resistivo, pratica comune, le resistenze possono essere meno precise di quanto è specificato ...) sarà necessaria una verifica condotta con un multimetro digitale dalla classe molto buona.

Accertato che la tensione non abbia "tolleranze", si regolerà il trimmer "2" sino ad ottenere la lettura di 900 mV sul display dello strumento.

nuovo

MISURATORE DI CAMPO TV SPETTRO • MC 775 S



il più:

**affidabile
completo
pratico
conveniente**

- visualizzazione panoramica di tutti i segnali presenti in banda
- volubazione regolabile da zero a tutta la banda
- dinamica comparazione ampiezze oltre 36 dB
- sensibilità da 34 a 120 dB/ μ V (50μ V \div 1 V)
- tutte le bande TV sino a oltre 920 MHz
- massima semplificazione e razionalità d'impiego
- alimentazione rete e/o batterie ricaricabili entrocontenute
- completo di robusta borsa per trasporto a tracolla
- opzion (a richiesta) per la verifica della portante croma

TES - MILANO - VIA MOSCOVA 40/7 - TEL. 667326 - 650884 - TELEX 313885 SYSTEM I

Per ulteriori informazioni utilizzate il presente coupon

Nome Cognome

Via N Cap Città

Miscelatore di frequenze a doppio bilanciamento

di R. Norris (seconda parte)

Il modulatore bilanciato

I modulatori a doppio bilanciamento sono di impiego molto diffuso per la produzione di segnali con soppressione della banda laterale della portante. Per la produzione di segnali di questo tipo sono disponibili tre metodi fondamentali, e precisamente:

- A - Il metodo del filtraggio, basato sull'impiego di un modulatore bilanciato per miscelare il segnale a frequenza acustica con un segnale avente la frequenza di diverse centinaia di chilohertz. Il segnale risultante alla frequenza portante con la soppressione di entrambe le bande laterali viene fatto passare attraverso un filtro a frequenza fissa, per eliminare una banda laterale. Il segnale alla frequenza portante che rimane, a seguito della soppressione di un'unica banda laterale, viene poi miscelato ed amplificato con la frequenza del trasmettitore, e fino ad ottenere il livello di potenza necessario.
- B - Il metodo di controllo di fase, impiegando due segnali a frequenza acustica provenienti da una sorgente coerente, ma con sfasamento di 90° reciproco entro l'intera gamma delle frequenze acustiche. Inoltre, in questo caso è necessaria una sorgente analoga di portante bi-fase. Miscelando tutti e quattro i segnali in un doppio modulatore bilanciato, le due bande laterali risultanti da ciascun modulatore possono essere sommate tra loro, nel qual caso si può riscontrare che una di esse viene soppressa, mentre l'altra viene rinforzata, a causa delle rispettive relazioni di fase.
- C - Il metodo basato sulla combinazione dei metodi A e B, progettato da D. K. Weaver. In questo caso, la maggior parte dell'intero circuito funziona su frequenze acustiche, ed è molto facile realizzare i filtri. Il metodo si basa sullo sfruttamento del fatto che, quando una banda laterale più bassa presenta una frequenza teoricamente inferiore a zero, essa si presenta alla frequenza, ma con spostamento di fase di 180° .

Il dispositivo si comporta come un miscelatore lineare del tipo al quale ci siamo riferiti quando abbiamo preso in esame il convertitore di frequenza. Per determinare le prestazioni del dispositivo in un'applicazione particolare è possibile sfruttare le stesse curve caratteristiche di cui ci siamo occupati in quel paragrafo.

È però bene notare che, quando il dispositivo viene usato come generatore di portante a banda laterale unica soppressa, la portante deve essere soppressa nel modo più efficace possibile. Di conseguenza, deve essere applicata all'ingresso dell'o-

scillatore, mentre il segnale a frequenza acustica deve essere applicato all'ingresso a radiofrequenza.

Se lo si ritiene necessario, una debole corrente "offset" applicata all'ingresso per il segnale a radiofrequenza consente di ottenere la massima soppressione della portante. Si precisa inoltre che molti dei modulatori bilanciati attualmente in uso sono versioni che si basano sull'impiego di due o quattro diodi, che però non presentano alcun guadagno di conversione. Il circuito di figura 1 fornisce invece un guadagno di conversione, che è particolarmente desiderabile quando si fa uso di un filtro per eliminare una banda laterale.

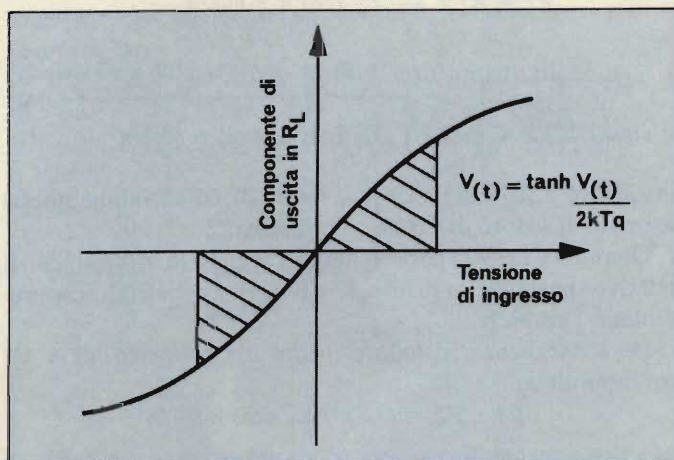


Fig. 20 - Rappresentazione grafica delle caratteristiche di trasferimento.

Rivelatori di fase

Nel caso di impiego precedentemente descritto, il funzionamento del circuito è stato esaminato rispetto ai segnali di ingresso che presentavano un'ampiezza molto inferiore rispetto a quella che potrebbe provocare la limitazione simmetrica ad opera dei diodi costituiti dalla base e dall'emettitore delle coppie di transistori "long tail". Sotto questo aspetto, è interessante considerare ciò che accade quando il dispositivo viene sovrapilotato, in modo che si verifichi l'effetto di limitazione.

La figura 20 illustra la caratteristica di trasferimento nei confronti della coppia superiore "long tail": la caratteristica di trasferimento di una coppia di questo genere è soltanto di tipo iperbolico con deboli valori della corrente del segnale.

Mano a mano che l'intensità della corrente aumenta, la curva si appiattisce, ed il circuito comincia a limitare.

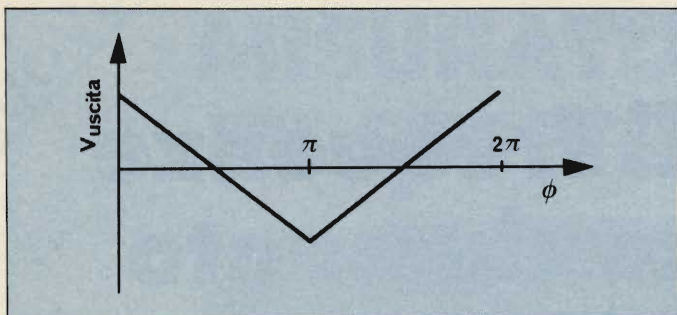


Fig. 21 - Caratteristiche normalizzate di fase.

La presenza di resistori di emettitore nel circuito della coppia "long tail" inferiore determina un effetto di linearizzazione, che rende lineare la caratteristica di trasferimento con segnali a livello basso e medio. Tuttavia, la non-linearità permane con livelli elevati del segnale di ingresso.

Consideriamo ora il caso in cui entrambi gli ingressi, e cioè quello del segnale e quello dell'oscillatore, vengano sovrapposti, in modo da determinare la presenza di segnali di ingresso di forma effettivamente quadra. Se essi presentano la medesima frequenza, ma con una differenza di fase apprezzabile, in tal caso le due onde quadre possono essere rappresentate come segue:

$$V1 = K_1 \times \frac{4}{\pi} \sum_1^{\infty} (\cos n \pi \omega t)/n$$

in quanto $f(\omega + \pi) = -f(\omega)$

$$V2 = K_2 \times \frac{4}{\pi} \sum_1^{\infty} [\cos n \pi \omega t + \varnothing]/n$$

in quanto $f(\omega + \pi + \varnothing) = -f(\omega + \varnothing)$, in entrambe queste formule, il valore di "n" è solo dispari.

Quando V1 e V2 rappresentano i segnali di ingresso con il relativo spostamento di fase, K₁ e K₂ sono costanti che rappresentano l'ampiezza.

Di conseguenza, il valore medio del prodotto V1 x V2 corrisponde a:

$$V1 \times V2 = (K/\pi^2) \sum_1^{\infty} (\cos n \varnothing)/n^2$$

che per $0 < \varnothing < \pi$ è $1 - (2 \varnothing/\pi)$

e per $\pi < \varnothing < 2 \pi$ è $-3 + (2 \varnothing/\pi)$

Ciò rappresenta le caratteristiche illustrate alla figura 21, ossia nel diagramma che illustra l'andamento della tensione

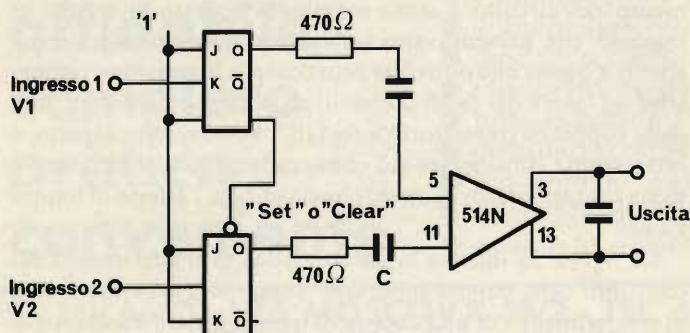


Fig. 22 - Schema elettrico del circuito rivelatore di fase di tipo digitale.

di uscita in funzione dello spostamento di fase.

Se i segnali di ingresso sono tra loro sfasati di $\pm \pi/2$ radianti, l'uscita del circuito è nulla. Di conseguenza, la relazione è lineare entro 180°, e fornisce uscite ambigue se il dispositivo viene usato in un sistema a 360°.

Dal momento che il miscelatore è a doppio bilanciamento, esso funziona nel modo a doppia semionda, anziché nel modo ad una sola semionda, producendo componenti la cui frequenza di uscita è pari al doppio della frequenza di ingresso. Quanto sopra risulta utile in quanto facilita i problemi di livellamento.

Il dispositivo può essere usato in un sistema digitale nella gamma compresa tra 0 e 2π radianti, adottando il circuito illustrato alla figura 22: in questo caso le frequenze di ingresso vengono divise per 2 dal doppio "slave flip-flop" J. K.

Il sistema adottato per il collegamento tra l'uscita di un "flip-flop" ed il terminale "Preset" o "Clear" dell'altro garantisce che, con la messa sotto tensione, si ottengano le corrette relazioni di fase tra le uscite dei "flip-flop", e cioè tra 0 e π, oppure tra π e 2π.

A causa però della bassa impedenza degli ingressi a radiofrequenza e dell'oscillatore, i valori delle capacità C devono essere scelti in modo tale che, rispetto alle frequenze di funzionamento, le rispettive reattanze siano basse al confronto con il valore di 50 Ω.

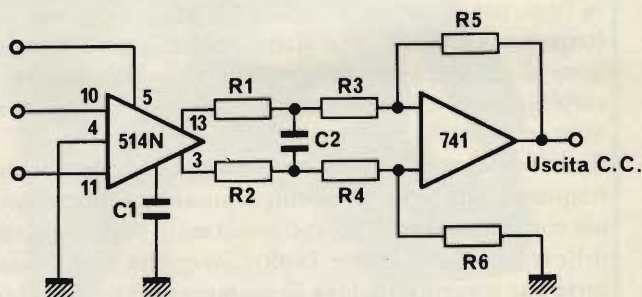


Fig. 23 - Amplificatore "sensor" per corrente alternata.

La frequenza delle ondulazioni residue, in questo caso, sarà naturalmente uguale a quella delle tensioni V1 e V2. Il valore della capacità di livellamento necessaria in uscita dipende invece dal particolare tipo di applicazione.

Infine, la scelta dei "flip-flop" dipende a sua volta dalla frequenza di funzionamento, nel senso che il modello SN74S112 funziona fino alla frequenza di 80 MHz, ma il funzionamento migliore si ottiene per valori inferiori di frequenza. È inoltre possibile anche il funzionamento con logiche ECL.

Fino ad ora, abbiamo considerato esclusivamente il funzionamento con segnali di commutazione applicati ad entrambi gli ingressi: consideriamo invece il caso in cui un ingresso agisca come commutatore, mentre l'altro si trova al di sotto del potenziale di limitazione.

Effettuando le medesime operazioni matematiche precedentemente eseguite con ingressi sinusoidali nei confronti di un terminale, e partendo dal presupposto che la caratteristica di trasferimento sia lineare, si ottiene che il valore medio dell'uscita corrisponde a:

$$V_o = K \times V1 \times \cos \varnothing$$

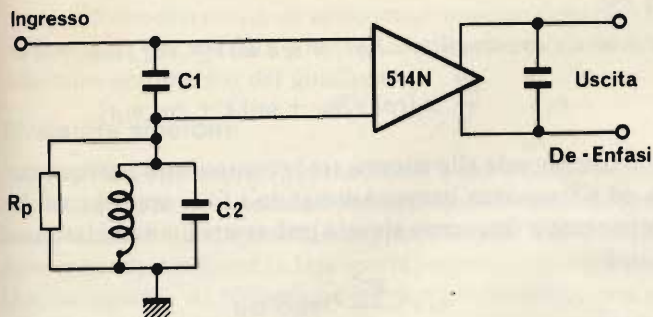


Fig. 24 - Impiego del dispositivo integrato come discriminatore di frequenza.

nella quale V1 rappresenta l'ingresso a livello basso.

Di conseguenza, questa volta l'uscita media risulta proporzionale non soltanto alla differenza di fase, ma anche all'ampiezza del segnale. Ciò coincide con le esigenze di un rivelatore sincrono.

Amplificatore "sensor" per corrente alternata

Il miscelatore a doppio bilanciamento può essere usato anche come demodulatore sincrono per un trasduttore differenziale capacitivo o induttivo ad alta frequenza. L'attitudine da parte del dispositivo a funzionare con frequenze di decine di Megahertz lo rende particolarmente utile in questa applicazione.

La figura 23 illustra un sistema di questo genere: in questo caso, i diversi ingressi provenienti dal sensore vengono applicati agli ingressi a radiofrequenza, mentre la portante di riferimento viene applicata agli ingressi "sensor" e dell'oscillatore: la portante deve essere di livello elevato (limitante) per consentire il massimo guadagno da parte del sistema, nonché per stabilizzare il livello di uscita.

Il miscelatore alimenta un filtro passa-basso ed un amplificatore operazionale del tipo SN72741N, che funziona come separatore di uscita. I resistori R1, R3 ed R5 devono presentare il medesimo valore rispettivamente di R2, R4 ed R6. La capacità C1 è di impedenza bassa rispetto al valore di 50 Ω per la frequenza della portante.

Il condensatore C2, in abbinamento con l'impedenza di uscita e con i resistori R1 ed R2, costituisce un passaggio per il segnale ad alta frequenza allo scopo di integrare l'uscita ad impulsi del rivelatore.

Discriminatori per modulazione di frequenza

Lo schema illustrato alla figura 24 indica come il miscelatore a doppio bilanciamento possa essere usato come discriminatore di frequenza: l'effetto del circuito accordato e di C1 consiste nel produrre uno sfasamento di 90° tra gli ingressi in corrispondenza della frequenza centrale.

In tali condizioni, l'uscita del circuito corrisponde a zero. Tuttavia, una eventuale variazione della frequenza del segnale di ingresso determina una variazione corrispondente della fase rispetto ai 90°. Per questo motivo, il dispositivo fornisce un'uscita che varia col variare della frequenza di ingresso.

Il livello di ampiezza del segnale per entrambi gli ingressi deve essere sufficiente per assicurare che si verifichi l'effetto di limitazione. Lo studio di una rete esterna di accoppiamento

deve tenere conto dell'impedenza di ingresso dell'oscillatore e della sezione a radiofrequenza.

L'attitudine da parte del dispositivo a respingere i segnali a modulazione di ampiezza è abbastanza buona al centro della curva caratteristica, anche se gli ingressi non permettono la limitazione, ma, a meno che non si manifesti appunto l'effetto di limitazione, le prerogative di reiezione si riducono con l'aumentare della distanza dalla frequenza centrale, accade nei discriminatori di Travis e di Foster-Seeley. In realtà, la tensione di uscita sviluppata è nulla in condizioni di quadratura di ingresso.

I vantaggi della struttura a doppio bilanciamento consistono nel fatto che qualsiasi componente a bassa frequenza all'uscita limitata, dovuta ad esempio ad asimmetria tra i circuiti di limitazione, viene neutralizzata in uscita, oltre al fatto che gli impulsi di uscita si verificano con una frequenza pari al doppio di quella di ingresso, ciò che facilita il livellamento, e riduce i pericoli di reazione.

La figura 25 illustra un discriminatore sperimentale, funzionante sulla frequenza approssimativa di 38 MHz: l'ingresso dell'oscillatore è munito di una presa sul circuito accordato mediante un divisore capacitivo, che riflette approssimativamente l'impedenza di 1 kΩ ai capi del circuito. La figura 26 rappresenta invece il responso del circuito, con un livello della tensione di ingresso di 100 mV efficaci.

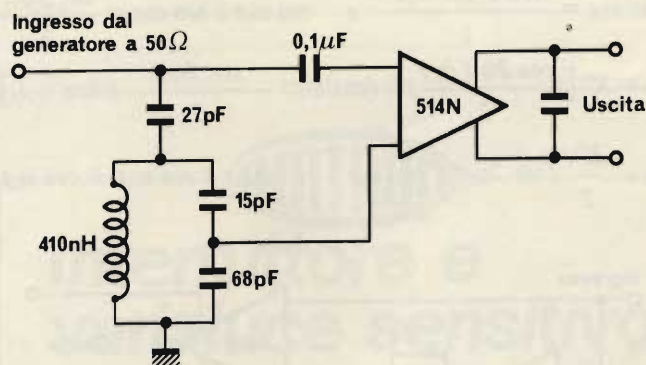


Fig. 25 - Esempio di impiego del dispositivo integrato per allestire un discriminatore di frequenza in grado di funzionare sulla frequenza di 38 MHz.

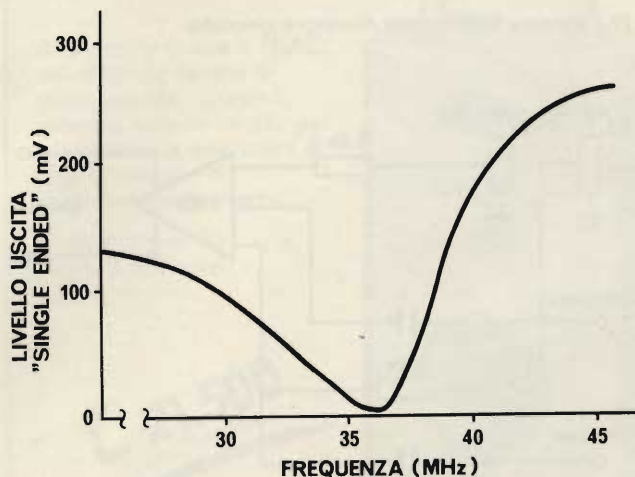


Fig. 26 - Caratteristica di funzionamento del discriminatore di frequenza.

Rivelatori di prodotto

Dal momento che il miscelatore a doppio bilanciamento funziona in modo lineare come un moltiplicatore di tensione, esso si presta all'impiego come rivelatore di prodotto per la ricezione di segnali a banda laterale unica. Consideriamo il segnale di ingresso proveniente dagli stadi di media frequenza nel ricevitore, pari a:

$$e_1 = E_1 \cos(\omega_1 + \omega_2)t$$

mentre l'oscillatore locale corrisponde a:

$$e_2 = E_2 \cos(\omega_1)t$$

Se il dispositivo agisce come moltiplicatore, la tensione di uscita sarà pari a:

$$e_0 = KE_1 \times E_2 \times [\cos(\omega_1)t] \times [\cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$

nella quale K rappresenta un guadagno costante. Ciò premesso, avremo che:

$$\cos(\omega_1 + \omega_2)t = (\cos \omega_1 t \times \cos \omega_2 t) - (\sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t)$$

$$e_0 = K' [(\cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t) - (\cos \omega_1 t \times \sin \omega_1 t \times \sin \omega_2 t)]$$

per cui:

$$\cos \omega_1 t = \frac{\cos 2\omega_1 t + 1}{2} \quad e \quad \cos \omega_1 t \times \sin \omega_1 t = \frac{\sin 2\omega_1 t}{2}$$

$$e_0 = K' \left[\left(\frac{\cos 2\omega_1 t + 1}{2} \right) \times (\cos \omega_2 t) - \frac{\sin 2\omega_1 t}{2} \times \sin \omega_2 t \right]$$

$$e_0 = \frac{K'}{2} (\cos 2\omega_1 t \times \cos \omega_2 t - \sin 2\omega_1 t \times \sin \omega_2 t + \cos \omega_2 t)$$

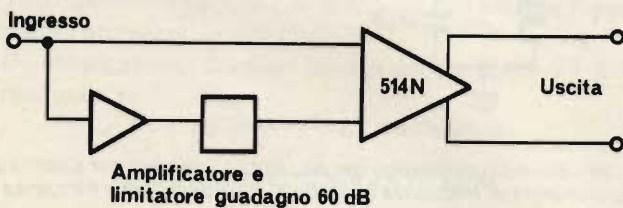


Fig. 27 - Schema elettrico del rivelatore sincrono.

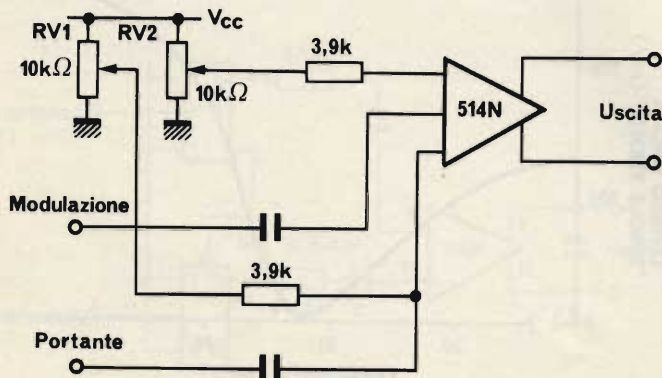


Fig. 28 - Circuito elettrico del modulatore di ampiezza di impulsi.

per cui:

$$\cos 2\omega_1 t \times \cos \omega_2 t - \sin 2\omega_1 t \times \sin \omega_2 t = \cos(2\omega_1 + \omega_2)t$$

$$\therefore e_0 = \frac{K'}{2} \times [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos \omega_2 t]$$

il che corrisponde alla somma tra le componenti a frequenza alta ed a frequenza bassa. Adottando i filtri appropriati, la componente a frequenza elevata può essere limitata, lasciando cioè

$$e_0 = \frac{K'}{2} \times \gamma \omega \sigma \omega_2 t$$

L'unità SN56/76514 può essere usata anche per la ricezione di segnali a doppia banda laterale soppressa. In questo caso, la tolleranza di fase è molto minore che non nel caso della soppressione della banda laterale unica, ma - se la fase della portante iniettata è corretta - è possibile ottenere la rivelazione con una dispersione molto bassa.

Un dispositivo di questo genere è molto utile come rivelatore di prodotto, in quanto consente un buon isolamento tra le

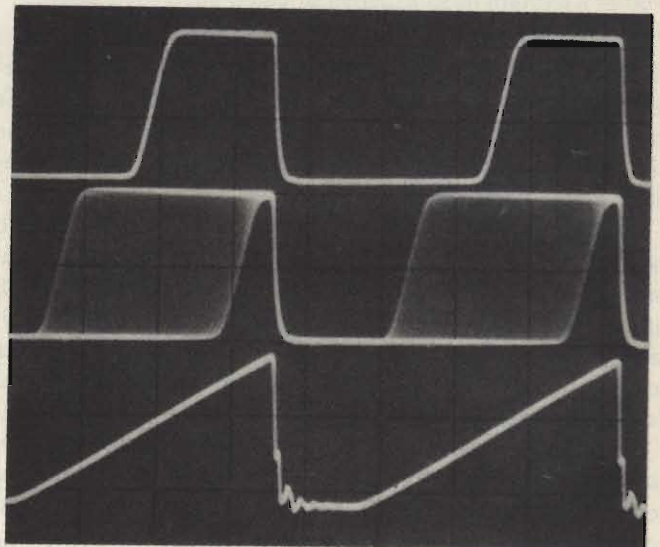


Fig. 29 - Riproduzione oscilloscopica della forma d'onda dei segnali presenti all'ingresso ed all'uscita del modulatore di ampiezza e degli impulsi.

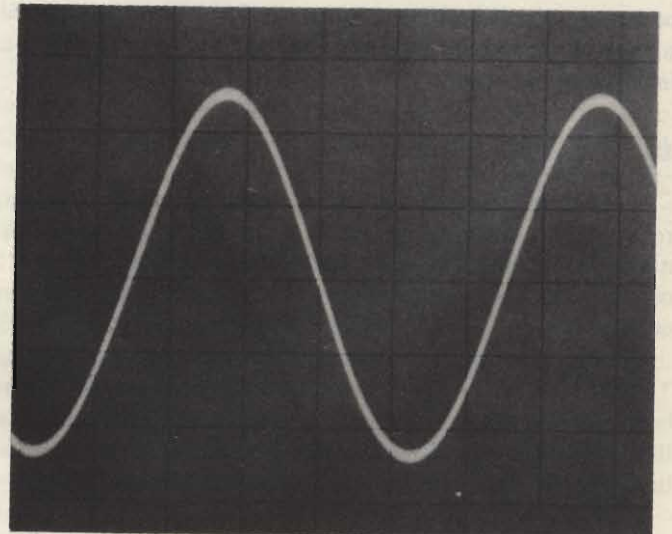


Fig. 30 - Ingresso ed uscita integrata del modulatore di ampiezza di impulsi.

porte, ciò che determina un ammontare minimo della portante iniettata, che esercita una certa influenza sulla linea di controllo automatico del guadagno.

Rivelatore sincrono

Nel caso del rivelatore "Synchrodyne", nel quale il segnale ricevuto è del tipo a modulazione di ampiezza normale (portante intera e banda laterale doppia), la portante iniettata deve essere esattamente in fase con la portante vera e propria. Questo metodo di rivelazione ha destato recentemente un grande interesse, ed una nuova versione è stata proposta nel 1947 da D. G. Tucker.

Le esigenze relative a questo sistema comprendono l'impiego di un rivelatore del tipo "zero-crossing", per ottenere le relazioni corrette di fase. Al riguardo, la *figura 27* illustra il principio di funzionamento del sistema, con il riferimento derivato dal segnale di ingresso. Questo metodo di rivelazione è di vasto impiego nei circuiti integrati studiati per applicazioni a carattere commerciale, come ad esempio per l'allestimento di rivelatori video.

La combinazione tra amplificatore e limitatore si comporta alla stessa stregua di un rivelatore del tipo "zero-crossing" per la portante, e fornisce un segnale di uscita ad onde quadre che agisce come riferimento per il miscelatore a doppio bilanciamento, funzionante quindi come demodulatore sincrono.

Il limitatore taglia il segnale in modo simmetrico approssimativamente all'1 % del livello di picco della portante, o ad un livello leggermente inferiore. Il circuito funziona con buona linearità fino ad una profondità di modulazione del 95 % o maggiore.

Modulatore di ampiezza di impulsi

Infine, il miscelatore a doppio bilanciamento può essere usato anche come modulatore di ampiezza di un impulso. Il metodo è illustrato alla *figura 28*.

Il segnale di modulazione e la portante vengono applicati rispettivamente agli ingressi "Disaccoppiamento 2" ed RF. Il miscelatore funziona quindi come rivelatore del tipo "zero-crossing".

Il potenziometro RV2 funziona con un forte valore di "offset", che controlla l'ampiezza dell'involuppo dell'impulso di uscita modulato in ampiezza. Il potenziometro RV1 funziona invece con un "offset" notevolmente inferiore, e controlla la simmetria della modulazione di ampiezza.

Ciò premesso, la *figura 29* illustra l'impulso di uscita non modulato (traccia superiore con 0,5 V per divisione), il segnale ad impulsi modulato in ampiezza alla frequenza di 1 kHz (traccia centrale con 0,5 V per divisione), e la forma d'onda della portante a rampa (traccia inferiore con 1 V per divisione).

Idealmente, la portante sarebbe costituita dal segnale a dente di sega, con traccia di ritorno molto breve, e con tempo di sosta anch'esso brevissimo. Naturalmente, l'impiego di una forma d'onda ideale darebbe adito ad un ciclo di lavoro dell'impulso di uscita ad andamento simmetrico, e consentirebbe anche di modulare con una profondità maggiore. A questo riguardo, la *figura 30* illustra la forma d'onda di uscita integrata con l'aggiunta di un condensatore da 0,1 µF. Si noti che l'inclinazione della forma d'onda dell'impulso dipende dal grado col quale il dispositivo viene sovrapiolato.

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza



art. 526/abs/TVR
VALIGETTA MODELLO "007
PER ASSISTENZA
TECNICA RADIO TV
Fabbrica specializzata
in:
**Borse per installatori,
manutentori di impianti
elettrici, idraulici,
impiantisti ed ogni
forma di assistenza
tecnica**

uff. e laboratorio
via castel morrone 19
20129 milano
tel. 02 - 273175



MA-FER s.n.c.
p.i. MASSIMO FERRI & C.

valigie Industriali e articoli tecnici

a richiesta si spedisce il catalogo generale

Cognome _____
Nome _____
Via _____ N. _____
Città _____ CAP _____



Interruttore e varialuce sensitivo UK 639

Attenuatore di luce a TRIAC con originale sistema di pilotaggio che richiede il semplice tocco di un dito per eseguire sia le operazioni di regolazione che di accensione-spegnimento.

Alimentazione: 220 Vc.a.
Potenza passante:
250 W max

L. 21.500
IVA COMPRESA



DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Integrato single-chip per radio AM/FM

Un circuito single-chip, contenente tutti gli elementi attivi di una radio AM/FM, è fornibile dalla National Semiconductor.

Chiamato LM1868, il dispositivo offre elevate prestazioni in un sistema a basso costo. Tale circuito è l'ideale per radio funzionanti sia a rete sia a pile, radio per l'ascolto delle previsioni del tempo (esistono all'estero delle emittenti particolari) e per radio a più bande. Per radio con orologio, l'LM1868 può essere usato con un altro dispositivo National, l'MM5402, che pilota direttamente i LED e provvede alle funzioni di un orologio-sveglia digitale; oppure con l'MM5456, chip per radiosveglia digitale che pilota duplex LED.

Combinando l'LM1868 con un tuner per FM si provvede a tutte le necessarie funzioni attive per una radio AM/FM da 0,5W. La caratteristica viene mantenuta in un ampio range di segnale di ingresso (70 dB) ed in un largo range di tensione di alimentazione (da 4,5V a 15V).

L'LM1868 contiene un amplificatore di potenza di qualità, capace di fornire 700 mW su un carico da 8 Ω , operando con 9V di tensione di alimentazione. Pure incluso nello LM1868 vi è un rivelatore in AM a bassa corrente che elimina il tweet che avviene alle frequenze multiple della $\pm F$, ed uno speciale amplificatore audio progettato per eliminare il rumore generato localmente nella banda AM. Il progetto dell'LM1868 è stato ottimizzato per eliminare anche il rumore generato localmente nella banda FM.

L'LM1868 è incapsulato in un package plastico da 20 pin dual-in-line.

NATIONAL SEMICONDUCTOR - MILANO

Termometro LCD tascabile

La Terry Ferraris ha introdotto un sistema di termometro tascabile LCD platino-RTD, caratterizzato da una precisione di 0,1° e da 200 ore di funzionamento continuo con una batteria 9V sostituibile.

Offre inoltre la possibilità di taratura nella parte superiore e una gamma esclusiva di 20 sonde al platino intercambiabili tarate.

Il termometro modello 350X ha una gamma da -100 a +550°C.

La sonda per superfici tipo 145 X è dotata di una molla articolata per otte-



Termometro a cristalli liquidi con sonde al platino.

nere un buon contatto su superfici e una rapida risposta.

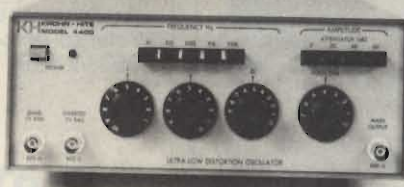
Il sistema termometro e sonda ha una precisione di $\pm 0,5\%$ ed è l'ideale per il controllo di qualità, manutenzione di impianti, conservazione dell'energia, applicazioni di lavorazione e laboratorio per superfici, liquidi, polveri e dei gas.

TERRY FERRARIS - MILANO

Oscillatore a bassa distorsione

La Krohn-Hite presenta l'oscillatore modello 4400, un oscillatore a bassissima distorsione ed alta tecnologia.

Concepito per soddisfare anche le più complesse esigenze di misura nel campo audio ed oltre, il modello 4400 offre caratteristiche eccezionali: campo di frequenza da 1 Hz a 110 kHz selezionabili con un gruppo di selettori per 3 cifre; distorsione inferiore a 0,001%, ma



Oscillatore da 1 Hz a 110 kHz con una distorsione di 0,05 dB.

risposta eccezionalmente piatta (0,05 dB) eliminando così la necessità di controllo continuo del livello di tensione durante le misure. Tre uscite su 600 Ω a 7V max, una regolabile da 0 a 7V con passi di 1V e due fisse rispettivamente invertite a 180° e in quadratura a 90°. Un attenuatore a 3 posizioni, calibrato in passi da 10dB, sino a 60dB che aggiunti ai 30 dB del selettore di livello permettono una dinamica totale di 90dB.

Il modello 4400 abbinato ad un analizzatore di distorsione della serie 6800 sempre della Krohn-Hite, costituisce un sistema completo per le misure di distorsione di qualsiasi apparato audio.

**Krohn-Hite
VIANELLO - MILANO**

Transistori di potenza "power base"

La Motorola annuncia una serie di transistori di potenza al silicio che estende i livelli di potenza dei suoi dispositivi in contenitore plastico sopra i 100W. I nuovi dispositivi vengono assemblati nel contenitore plastico JEDC TO-218AC, che ha la possibilità di montare grossi chip ed ha un'estesa area di dissipazione del calore. Come già il contenitore plastico TO-220, di dimensioni inferiori, il TO-218 presenta la convenienza del montaggio su singolo piano, riducendo in tal modo i costi di assemblaggio.

Le nuove serie in introduzione presso la Motorola sono la serie MJE4340 e la serie MJE4350. Si tratta di transistori complementari con corrente continua di collettore specificata a 10A, tensioni di break-down V_{CEO} da 100 a 160 V e dissipazione di 125 W.

La tecnologia "power base" della Motorola offre un'eccellente area di sicurezza in operazione.

MOTOROLA - ASSAGO (MI)

Tone Squelch System

La CML, Consumer Microcircuits Limited, ha annunciato un circuito integrato monolitico CMOS ed incapsulato in DIP a 28 piedini.

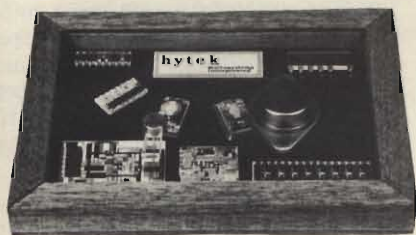
L'FX305 è un Tone Squelch System, cioè un LSI che risolve il problema dell'apertura del ricevitore in ricetrasmittenti in radiofrequenza, mediante l'invio di un tono nella banda leggermente superiore a quella audio.

Il segnale audio è accoppiato, in al-

nuovi prodotti

ternata, al tono di comando, per mezzo di una capacità da 0,1 μ F. Esso viene poi filtrato attraverso un passa-basso con frequenza di taglio di 3,4 kHz; un filtro a due stadi programmabili lo elabora ulteriormente. Il segnale analogico è trasformato in "0" oppure in "1" ed è quindi integrato. Il livello risultante è immesso in un comparatore di tensione: quando la tensione integrata supera quella di riferimento il comparatore commuta ed accende l'interruttore audio.

CML
ESCO ITALIANA - MILANO



Amplificatori C-MOS ad alta velocità

Amplificatore ibrido a film spesso

Il Modello HY 0002C della Hytek è un amplificatore di tensione ibrido costruito a film spesso su singolo substrato, ideale per essere incorporato nel loop chiuso di un amplificatore operazionale. È completamente compatibile con il National Semiconductor LH 0002C.

Il Mod. HY 0021 è un amplificatore operazionale caratterizzato da un'elevata corrente d'uscita (+ 1A a ± 12 V). Sia gli ingressi che le uscite sono protetti contro i sovraccarichi.

Infine l'HY 6110 è un amplificatore di segnale per strumentazione caratterizzato da una elevata velocità e dalla possibilità di programmare il guadagno che può essere di 1,2,4 o 8 volte.

Hytek
RACOEL - MILANO

Tensione di potenza da 50A in TO3

La Solitron Device ha in produzione una serie di dispositivi con corrente di collettore $I_c = 50$ A continui.

Il tipo SDT 96304 ha una $V_{CE0} = 200$ V, il tipo SDT 96305 ha una $V_{CE0} = 250$ V e il tipo SDT 96306 ha una $V_{CE0} = 300$ V.

Questi tre transistori sono utilizzabili in circuiti di commutazione di alta po-

tenza, regolatori in commutazione, controllo di motori.

Altre caratteristiche particolarmente interessanti sono il BETA minimo uguale a 8 con $I_c = 40$ A, la $V_{CE}(SAT) = 1,5$ V max e una I_{SIB} minima di 4A.

Inoltre questi transistori possono lavorare a frequenze elevate in quanto presentano dei tempi di commutazione particolarmente bassi: $t_{on} = 1$ μ s max, $t_s = 2,5$ μ s max, $t_f = 0,6$ μ s max.

Solitron Devices
SYSCOM ELETTRONICA - CINISELLO B.

FM radio test set

La Custom Electronics annuncia l'introduzione di un FM radio test set leggero e compatto, il CE-31A.

L'apparecchio, che pesa soltanto 11,8 kg., contiene in una singola unità gli strumenti di collaudo per controllare le funzioni di un ricetrasmittente FM VHF/UHF da 25 MHz sino a 999,999 MHz. La sezione generatore di segnali RF può controllare la sensibilità del ricevitore da 0,1 μ V sino a 10 mV.

La sezione FM del CE-31A può verificare l'esattezza della frequenza di uscita di un trasmettitore e determinare la deviazione di modulazione o l'entità della modulazione di fase. Il segnale di uscita demodulato può essere usato per pilotare un oscilloscopio per controllare visivamente la distorsione e l'accuratezza della forma d'onda della modulazione.

Il CE-31A può avere come opzione il CTCSS (Continuous Tone Codec Squelch System), generatore sub udibile di toni per aprire il circuito di squelch.

Un'altra opzione del CE-31A è la possibilità di usare una batteria intera ed un +12V esterno.

Cushman
AD INSTRUMENTS - MILANO



Test set per il collaudo di ricetrasmittenti FM VHF/UHF.

Drivers CMOS per LCD

La ISAB Electronics presenta una serie di drivers per LCD della Hughes, atti a pilotare sia display a 7 segmenti sia display a matrice.

Tutti i componenti sono realizzati in CMOS, tecnologia che consentendo un consumo di potenza limitatissimo li rende particolarmente adatti per apparecchiature portatili. Tra le versioni disponibili si hanno l'HLCD 0437, circuito che pilota 4 digit a 7 segmenti con input BCD multiplexato; l'HLCD 0438, che può pilotare (con ingressi seriale e sotto controllo di un microprocessore) fino a 32 segmenti; gli HLCD 0538 e HLCK 0539 che pilotano un display a matrice (8x26, 8x32) sotto il controllo di un microprocessore; l'HLCD 0540, circuito che pilota una matrice (max 32 x 32) sotto controllo di un microprocessore; l'HML 062, che pilota 6 digit con ingresso in BCD.

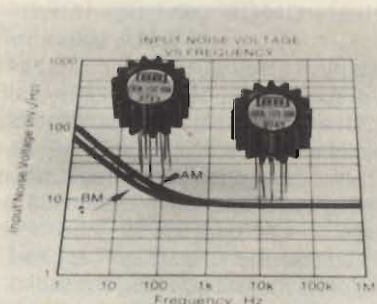
ISAB ELECTRONICS - MILANO

École professionnelle supérieure Paris

Corsi di
ingegneria per
chi si deve
distinguere
con una
preparazione ed
un titolo a
livello europeo

Informazioni presso:

Scuola Piemonte
Lungo Dora
Voghera 22
tel. 837977
10153 TORINO



Amplificatore operazionale con uno slew rate di 5V/μs.

Operazionali con ingresso a FET

La Burr-Brown lancia sul mercato la coppia di operazionali OPA 101/102 in contenitore TO-99, ingresso a FET, bassa corrente di bias, garantendo la densità spettrale di rumore con test individuali sui componenti altrimenti eseguiti soltanto per tipi MIL screened.

Alla temperatura di regime di +25°C gli operazionali offrono 10 pA max di bias, 8 nV/√Hz max di tensione di rumore a 10 kHz, 250 μV max di offset con una deriva di 5 μV/°C.

Lo slew rate è di 5V/μs per l'OPA 101 e di 10V/μs per l'OPA 102.

Burr-Brown
METROELETRONICA - MILANO

Alimentatore switching da laboratorio

L'alimentatore switching SM 5020 della Delta Elektronika dimostra che è possibile costruire un alimentatore a 40 kHz con uscita pulita e lineare.

Il ripple di uscita del SM 6020, a pieno carico, è soltanto di circa 4 mV picco-picco, senza spikes, e la soppressione della RFI, sia in ingresso che in uscita, è a norma VDE 0875.

L'efficienza è dell'87% con 600 W di uscita.

Un altro vantaggio è presentato dall'uscita che può essere commutata da 0 a 30 V con 0-20A a 0-60 V con 0-10 A in modo tale che i 600W si ottengono sia con 30 che con 60V.

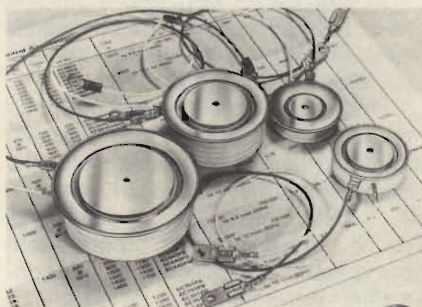
Altre specifiche sono: regolazioni 5mV, tempo di risposta 0,5 ms, tensione e corrente facilmente programmabili con 0-6V, completo di O.V.P. tensione di isolamento di 2,5 KV RMS, dimensioni 483 x 89 x 257 mm, peso 9 kg.

Delta Elektronika
TELAV - MILANO

Amplificatore di antenna per autoradio

Un componente in custodia DIL di plastica a sei poli, che riunisce nella stessa piastrina (BIMOS) la tecnica MOS e quella bipolare, è stato creato appositamente per antenne "attive" di autoradio dalla Siemens. Queste antenne migliorano senz'altro la ricezione con un amplificatore convenzionale, pur non eliminando l'inconveniente di "intasamento" causato da emittenti potenti. Il nuovo componente sopprime in maniera rilevante questi disturbi mantenendo una precisa separazione tra le bande AM ed FM. Il BGY 42 tra l'altro non amplifica segnali HF (di disturbo) che nelle autoradio si trovano al di fuori delle frequenze di risonanza del circuito d'ingresso.

SIEMENS ELETTRA - MILANO



Tiristori di potenza con alte prestazioni dinamiche.

Tiristori ad alta potenza

La costruzione con il gate di amplificazione centrale ha consentito alla E.E.TECH di realizzare dei tiristori con un'alta di/dt, sia per impieghi generali che per applicazioni specifiche.

I nuovi dispositivi coprono il range di corrente da 390 a 2400 A con valori di V_{DRM}/V_{RRM} che arrivano a 2600 V.

I tiristori sono disponibili in quattro diverse dimensioni delle capsule, tra le quali la nuova capsula SLIM PACK, una versione modificata del package TO-200 AB.

E.E.TECH
SYSCOM ELETTRONICA - CINISELLO B.

3 1/2 digit DVM converters

Sono stati annunciati dalla Teledyne S/C i circuiti integrati CMOS 7106 e 7107 - "3 1/2 digit single chip A/D converter".

Questi due componenti (pin-to-pin compatibili con i 7106 e 7107 della Intersil) rappresentano la soluzione ideale per la progettazione e produzione di strumenti digitali quali voltmetri, termometri, multimetri sia da pannello che portatili.

Per rendere ancora più semplice la progettazione, nel chip sono state integrate tutte le funzioni tipo: decodifica, driver per i visualizzatori, clock e circuito di riferimento.

Due sono le versioni disponibili: la 7106 per LCD display e la 7107 per LED display.

Altre caratteristiche di questi convertitori sono: polarità e azzeramento automatico, 1 pA di corrente d'ingresso (tipica), nessun componente esterno per pilotare i visualizzatori, basso rumore (minore di 15 μV pp), bassa potenza (10 mW tipico), singola alimentazione (+9V) per 7105.

Teledyne
MESA - MILANO

Amplificatore operazionale ad alta velocità

L'Optical Electronics ha in produzione un amplificatore operazionale caratterizzato da un ritardo di programmazione di soli 5 ns. Il modello 9918, che è incapsulato in un package DIP standard a 24 pin, è funzionalmente equivalente al 1435 della Teledyne-Philbrick.



Amplificatore operazionale caratterizzato da un ritardo di propagazione di 5 ns.

Si tratta di un amplificatore operazionale ibrido bipolare con ingressi differenziali e uscita single ended.

Le caratteristiche principali del dispositivo sono: settling time a $\pm 1\%$ di 20 ns, larghezza di banda con guadagno unitario di 200 MHz, slewing rate di ± 300 V/μs, swing di tensione di ± 5 V su un carico di 100 Ω, campo di temperatura di funzionamento da -55 a +85 °C.

Optical Electronics

nuovi prodotti

Regolatore di tensione da 10 A

L'LM196 della National Semiconductor è un regolatore di tensione aggiungibile da 10 A, fabbricato utilizzando il processo MOOSE della National. Questo processo che combina la tecnologia standard bipolare lineare con le tecniche utilizzate per i transistori ad alta potenza, ha permesso una riduzione di 2-1 delle dimensioni del die, oltre a significativi miglioramenti nell'efficienza.

Un altro beneficio del processo MOOSE è l'eliminazione dei collegamenti superiori al collettore del transistor di potenza. Questo permette un impiego più efficiente del silicio migliorando inoltre l'affidabilità per la riduzione dei fili di collegamento. Si possono così raggiungere correnti dell'ordine di 30 A.

Tra l'altro il riferimento interno di tensione è trimmerato con una precisione superiore all'1%, la deriva in temperatura ha un valore tipico di 0,003%/°C e il coefficiente di temperatura è 0,01%/°C.

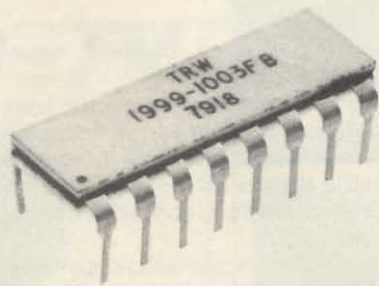
Capace di dissipare una potenza di 45 W con una temperatura del contenitore di 125°C, le regolazioni della linea, del carico e termiche sono inferiori all'1%.

NATIONAL SEMICONDUCTOR - MILANO

Reti resistive a film sottile

La TRW/IRC ha ottenuto l'omologazione a norma MIL-R-83401 per le reti resistive a film sottile.

Si tratta di reti resistive dual-in-line a 14 o 16 pin, con resistori separati oppure con punto comune



Reti resistive in package DIL a norma MIL-R-83401

Il package a sandwich ceramico comprende un substrato di allumina (99,6% di purezza) sul quale viene depositato mediante sputtering un film resistivo a base di niurio di tantalio.

I conduttori interni e i terminali sono realizzati in oro/cromo depositato sotto vuoto. Le caratteristiche di queste reti le rendono adatte a quelle applicazioni dove si esigono basse tolleranze, basso rumore, basso coefficiente di temperatura ad altissima stabilità.

La TRW/IRC è inoltre in grado di fornire reti custom e di effettuare su queste, dietro richiesta, lo screening militare.

TRW/IRC
NEOHM - LEINI' (TO)

Due multimetri digitali da banco da 3 1/2 digit

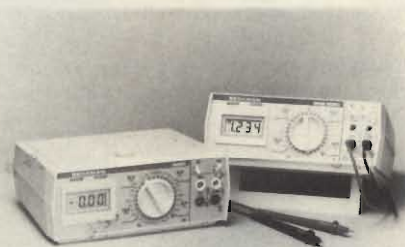
Grazie all'esperienza acquisita con la serie dei multimetri portatili, e come naturale evoluzione della propria gamma, ecco, dalla Beckman, due nuovi multimetri da banco Mod. 3050 e RMS 3060.

Con l'eccezionale durata delle pile di

ben 12.000 ore, pari a 18 mesi di impiego normale, questi strumenti fanno dimenticare di avere un'alimentazione e si lasciano portare dovunque.

Altre caratteristiche salienti comuni ai due modelli sono:

- Precisione base 0,1%
- Risoluzione 0,01 Ω
- Indicazione istantanea di continuità visiva e/o sonora
- Misure di corrente sino a 10A
- Predisposizione per sonda "Touch Hold"



I due multimetri digitali della Beckman mod. 3050 e 3060.

Dotati di abbondanti protezioni contro i sovraccarichi e intrinsecamente affidabili grazie al basso numero di componenti impiegati, tutti i multimetri subiscono un "Burn in" al 100% prima di lasciare la fabbrica per offrire il massimo di tranquillità.

Rispetto al Mod. 3050, il Mod. RMS 3060 misura il "vero valore efficace" sia nella sola componente di c.a. che totale c.c. + c.a., ed accetta pure termocoppie Cromerl-Alumel per la misura di temperatura, sono inoltre dotati di un capace vano, ove riporre manuale e puntali.

BECKMAN - MILANO

SELEZIONE
RADIO TV HI-FI ELETTRONICA

SIM
HI-FI

15° salone internazionale della musica e high fidelity

mostra degli strumenti musicali, delle apparecchiature Hi-Fi, delle attrezzature per discoteche e per emittenti radiotelevisive, della musica incisa e dei videosistemi

Piazza Amendola (Porta Meccanica)

ORARIO: 9 - 18
IL PRESENTE BIGLIETTO È VALIDO SOLO NEI GIORNI 3-4-5-6 SETTEMBRE
Lunedì 7: riservato ai soli operatori (senza ammissione del pubblico)

SCONTO DI L. 500 AI LETTORI DI: **SELEZIONE**
RADIO TV HI-FI ELETTRONICA

QUESTO BIGLIETTO NON È VALIDO PER L'INGRESSO AL PAD. 18, SETTORE BROADCASTING, RISERVATO AGLI OPERATORI ECONOMICI. (IL PUBBLICO NON VI È AMMESSO).



Ne è vietata la vendita
(art. 34 D.P.R. 640 del 26/10/1972)

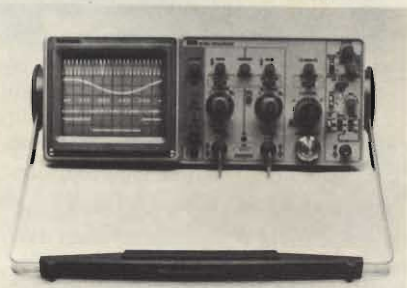
Overseas Buyers Program

Alitalia

nuovi prodotti

Il nuovo standard prestazioni / prezzo negli oscilloscopi

Teletronics, il principale produttore mondiale di oscilloscopi degli ultimi 35 anni, ha definito il nuovo standard prestazioni/prezzo con gli oscilloscopi della Serie 2200. I primi due modelli sono stati realizzati per soddisfare le crescenti esigenze del mercato medio-basso degli oscilloscopi per impiego generale. Questa nuova serie offre maggiori prestazioni ad un costo inferiore. Gli strumenti sono rivolti ad un numero di utilizzatori che diventa sempre maggiore, grazie anche alla proliferazione dei microprocessori in tutti i tipi di industria.



Oscilloscopio Tektroni della serie 2200.

Il 2213 ed il 2215 sono oscilloscopi a doppia traccia, con sweep ritardato, che hanno una banda passante di 60 MHz, da 20 mV a 10 V, e di 50 MHz da 2 a 5 e 10 mV per divisione.

Questi strumenti possiedono un sistema di trigger notevolmente avanzato. Nel funzionamento a doppia traccia è possibile sincronizzare due segnali

asincroni applicati contemporaneamente agli ingressi, mentre il trigger automatico riduce al minimo gli interventi manuali. Il trigger TV, sia di linea che di quadro, permette di effettuare misure su segnali televisivi e l'hold-off variabile fornisce un trigger stabile per l'analisi di lunghi e complessi treni di impulsi.

I due oscilloscopi pesano soltanto 6,1 kg. Il 2213 ha una singola base dei tempi ed uno sweep ritardato, con regolazione continua del ritardo, che permette l'intensificazione della traccia. Il 2215 ha una doppia base dei tempi, con cui è possibile misurare ritardi con una precisione del 1,5%, possiede la commutazione automatica tra i due sweep, il comando per la separazione delle due tracce ed il sincronismo sulla base B. Entrambi gli strumenti hanno inoltre l'ingresso per l'asse Z, il comando per la rotazione della traccia ed il localizzatore del raggio.

Gli oscilloscopi della Serie 2200 richiedono un minor numero di regolazioni per la visualizzazione della traccia in quanto, oltre al fuoco automatico, anche l'intensità viene automaticamente mantenuta costante al variare della velocità di sweep.

La Serie 2200 è stata realizzata per offrire elevate prestazioni, affidabilità, facilità di impiego e di manutenzione. Questi oscilloscopi hanno il 65% in meno di parti meccaniche ed il 90% in meno di cablaggi rispetto agli strumenti che vanno a sostituire. L'adozione di un alimentatore switching ad alta efficienza ha permesso di ridurre il consumo e di eliminare il cambiattensione (campo di funzionamento da 90 a 250 V. c.a. e da 48 a 62 Hz).

Due nuove sonde sono state realizzate appositamente per questi oscilloscopi. Queste sonde, il cui impiego permette di utilizzare l'intera banda passante degli strumenti, sono piccole, leggere ed hanno un cavo molto flessibile che ne migliora ulteriormente la maneggevolezza.

Nell'ambito della gamma Tektronix, gli oscilloscopi della Serie 2200 sostituiranno i modelli 442, 455 e le versioni non a memoria della Serie T900. Il rapporto prestazioni/prezzo, il peso e le dimensioni della Serie 2200 rendono questi strumenti ideali per una vasta gamma di applicazioni nei settori dell'assistenza tecnica, della produzione, della progettazione e della didattica.

Gli oscilloscopi della Serie 2200 verranno prodotti in una nuova fabbrica appositamente costruita nei pressi di Beaverton, nello stato dell'Oregon, dove si trova la sede centrale della Tektronix negli U.S.A. In un secondo tempo, la produzione verrà avviata anche ad Hoddesden, in Inghilterra, per poter meglio soddisfare il mercato europeo.

TEKTRONIX - MILANO

È nato un nuovo punto di vendita

G.B.C.
italiana

NEW ELECTRONICS
COMPONENTS
via S. Cansacchi, 8
OSTIA LIDO

INVITO DA PRESENTARE ALLA BIGLIETTERIA

Presentando questo tagliando interamente compilato alla BIGLIETTERIA si ha diritto all'acquisto di un biglietto di ingresso al prezzo ridotto di L. 2.000.

COGNOME / SURNAME

NOME / CHRISTIAN NAME

DITTA / COMPANY

INDIRIZZO/ADDRESS DELLA DITTA/OFF COMPANY PRIVATO/PRIVATE PERSON

C.A.P./POSTAL CODE No. CITTÀ/TOWN NAZIONE/COUNTRY

a) QUALIFICA

- 01 Fabbrikante / Manufacturer
- 02 Grossista / Wholesaler
- 03 Importatore / Importer
- 04 Negoziante / Shop-Keeper
- 05 Riparatore / Maintenance
- 06 Utilizzatore / Utilizer
- 07 Varie / Other

b) ATTIVITÀ

- 01 Amatoriale / Amateur
- 02 Compositore / Composer
- 03 Designer / Designer

- 04 Direttore / Manager
- 05 Direttore di sala / Manager of theater
- 06 Editore / Publisher
- 07 Giornalista / Journalist
- 08 Ingegnere / Engineer
- 09 Insegnante / Teacher
- 10 Impresario / Producer
- 11 Musicista / Musician
- 12 Organizzatore di spettacoli / Organizer of theatrical performances

- 13 Regista / Director
- 14 Tecnico / Technician
- 15 Titolare / Holder
- 16 Varie / Other

c) Altre attività (da precisare), Other (specify which)

- d) Avevate già visitato il SIM—HI-FI?
Did you visit the previous SIM—HI-FI?
- Sì / Yes
 - No / No

SETTORE DI INTERESSE / INTERESTED IN:							
<input type="checkbox"/> 01 STRUMENTI MUSICALI	<input type="checkbox"/> 02 ALTA FEDELTA	<input type="checkbox"/> 03 MUSICA INCISA	<input type="checkbox"/> 04 AUDIO PROFESSIONALE	<input type="checkbox"/> 05 OM CB	<input type="checkbox"/> 06 VIDEO SISTEMI	<input type="checkbox"/> 07 PERSONAL COMPUTER	<input type="checkbox"/> 08 ATTREZZATURE PER DISCOTECHES
<input type="checkbox"/> 09 MUSICAL INSTRUMENTS	<input type="checkbox"/> 10 HIGH FIDELITY	<input type="checkbox"/> 11 RECORDED MUSIC	<input type="checkbox"/> 12 PROFESSIONAL AUDIO	<input type="checkbox"/> 13 BROADCASTING	<input type="checkbox"/> 14 VIDEO SYSTEM	<input type="checkbox"/> 15 EQUIPMENT FOR DISCOTHEQUES	<input type="checkbox"/> 16 OTHER

ASSOCIATO



ASSOMOSTR



Amplificatore d'antenna AM - FM

UK 232



Aumenta la sensibilità di qualsiasi apparecchio radio entro una vastissima banda di frequenze, comprendente le emissioni in modulazione di ampiezza e quelle in modulazione di frequenza.

Per queste ultime, se accoppiato ad una buona antenna direttiva, permette di separare il canale che interessa da quelli adiacenti, anche in presenza di segnali più potenti.

Alimentazione: 12 V.c.c.
A.M. IOL/OM/OCI 25 dB
F.M. 188 ± 108 MHz/75 Ω 15 dB
Corrente assorbita: 6 mA
Dimensioni: 75 x 40 x 30
Peso: 85 gr.

L. 9.900 in Kit
L. 11.500 montato

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC



Iniettore di segnali

UK 220



L'iniettore di segnali UK 220 è uno strumento indispensabile a tutti i tecnici che si dedicano alla

riparazione dei radiorecettori e degli amplificatori di bassa frequenza.

Alimentazione: pila da 1,4 V
Frequenza: 500 Hz
Armoniche: fino a ~30 MHz
Tensione d'uscita: 1 Vp.p.
Tensione applicabile al puntale: max 500 V.c.c.

L. 8.500
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Bastano questi due libri per imparare veramente l'elettronica digitale



Cod. 2000
L. 7.000
(Abb. L. 6.300)

Cod. 2001
(volume + piastra sperimentale)
L. 14.000
(Abb. L. 12.600)



Cod. 6011
L. 6.000
(Abb. L. 5.400)

Per imparare fattivamente l'elettronica digitale occorre unire teoria e sperimentazione pratica. Il **DIGIT 1** porta il lettore ad impadronirsi dei concetti fondamentali senza ricorrere a formule noiose ed astratte ma con spiegazioni chiare e semplici.

Esperimenti pratici utilizzando una originale piastra sperimentale a circuito stampato, fornito a richiesta, consentono un'introduzione passo-passo alla teoria di base e alle applicazioni dell'elettronica digitale.

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

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

I circuiti pratici presentati nel **DIGIT 2** sono oltre 50, tutti interessantissimi che spaziano dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali-triangulari-rettangolari, fino all'impianto semaforico o alla pistola luminosa.

Una serie di pratiche e divertenti realizzazioni, insomma, per arricchire il proprio laboratorio, la propria casa o semplicemente per divertirsi, ma soprattutto per imparare veramente l'elettronica digitale.

PER ORDINARE QUESTI LIBRI UTILIZZATE L'APPOSITO TAGLIANDO INSERITO IN FONDO A QUESTA RIVISTA.

Quando il tuo lavoro è appeso a un filo, deve essere un filo professionale.

Non corrosivo confezione self-service di lega speciale stagno 60/40 Ø 0,7 mm a 5 anime.
LC/0110-00



Non corrosivo confezione self-service di lega speciale stagno 60/40 Ø 1,2 mm a 5 anime.
LC/0100-00



Non corrosivo confezione di lega speciale di stagno con additivo rame salvapunta. Ø 1,5 mm a 5 anime.
LC/0130-00



Non corrosivo confezione lega speciale di stagno con additivo rame salvapunta. Ø 1 mm a 5 anime.
LC/0120-00

I fili di stagno non corrosivi a 5 anime per elettronica soddisfano finalmente le necessità dei professionisti e rappresentano per l'hobbysta un traguardo. La loro creazione deriva da uno speciale accordo fra la Bitronic e la Multicore.

BITRONIC®
electro chemical development

I CONTATORI "BRILLANTI"

**PM 6667
120 MHz**



**PM 6668
1 GHz**

- 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 x 77 x 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) 632.766
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121
PALERMO (091) 527.477



PHILIPS