

SELEZIONE DI TECNICA

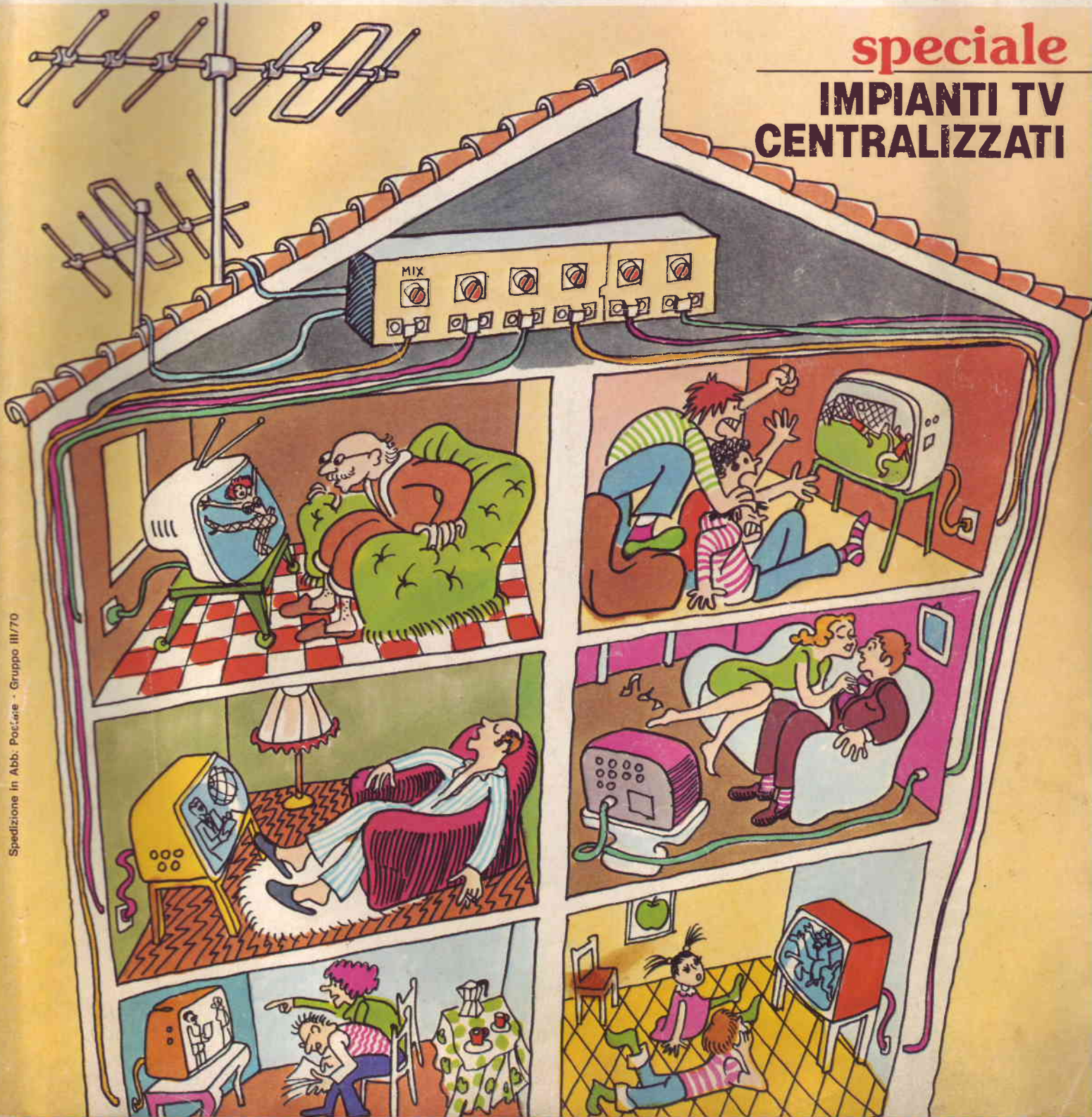
6

















RADIO TV HI FI ELETTRONICA

GIUGNO 1978
L. 1.200

Multimetro digitale ● Termometro clinico digitale ● Il rapporto segnale rumore ● **Corso sui microprocessori** ● 2 **Inserito per tecnici elettronici** ● **La musica elettronica** ● Come determinare la temperatura di giunzione di un transistor ● Sistema per localizzare persone sepolte o disperse in montagna

speciale IMPIANTI TV CENTRALIZZATI



	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>
	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>
	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>
	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>
	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>
	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>
	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>
	MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>		MOTOROLA <i>Semiconduttori</i>

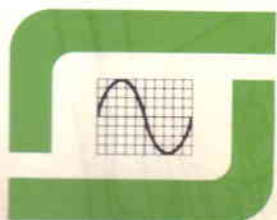


Un lieto evento in famiglia

La Silverstar è lieta di annunciare la nascita di un nuovo « componente » nella famiglia dei prodotti distribuiti. Ora anche i componenti Motorola sono disponibili da stock presso la Silverstar.

- Circuiti integrati lineari
- Dispositivi di potenza
- CMOS
- Semiconduttori a piccolo segnale
- TTL Low Power Schottky
- Memorie
- Microprocessori

Motorola, una ragione in più per contattarci.



silverstar

SEDE: 20146 MILANO - VIA DEI GRACCHI 20 - ☎ (02) 4996 (12 linee) ✉ 39189
 FILIALE: 00198 ROMA - VIA PAISIELLO 30 - ☎ (06) 8448841 (5 linee) ✉ 61511
 FILIALE: 10139 TORINO - P. ADRIANO 9 - ☎ (011) 443275/6-442321 ✉ 22161

4 prestigiosi multimetri digitali

sinclair mod. DM-2 ▶

Display a cristalli liquidi - **Numero cifre:** 4 - **Virgola** fluttuante, consente di non tener conto della portata selezionata per ottenere il risultato della misura - **Indicatore** luminoso di polarità e spia di fuori programma - **Selettore** di funzione e di portata.

Caratteristiche tecniche

Misure in tensione continua: da 1V a 1.000V -
Misure in tensione alternata: da 1V a 1.000V -
Misure in corrente continua: da 100 μ A a 1A -
Misure in corrente alternata: da 1mA a 1A -
5 portate di resistenza: da 1k Ω a 10M Ω -
Alimentazione: 9 Vc.c. con pile interne o alimentatore.

Dimensioni: 225 x 160 x 56 mm

Codice TS/2103-00

L.129.000



sinclair mod. PDM35 ▶

Tascabile, di piccolo ingombro, con funzioni perfette

Display a cristalli liquidi - **Numero cifre:** 3½ -
Selettore automatico di polarità -
Protezione da sovraccarichi - **Selettore** di funzione e di portata.

Caratteristiche tecniche

Misure in tensione continua: da 1V a 1.000V - **Misure** in tensione alternata: da 1V a 1.000V - **Misure** in corrente continua: da 0,1 μ A a 100 mA -
5 portate di resistenza: da 1k Ω a 10M Ω -
Alimentazione: 9 Vc.c. con pile interne o alimentatore.

Dimensioni: 155x75x35mm

Codice TS/2102-00

L.59.850



FLUKE® mod. 8020A

Tipo realmente tascabile, di grandi prestazioni

Display a cristalli liquidi - **Numero cifre:** 3½ - **Indicatore** automatico di polarità e di azzeramento - **Indicatore** dello stato di carica della batteria - **7 tipi** di misura in 26 portate - **Protezione** da sovraccarichi.

Caratteristiche tecniche

Misure in tensione continua: da 100 μ V a 1.000V -
Misure in tensione alternata: da 100 μ V a 750V -
Misure in corrente continua: da 1 μ A a 2.000 mA -
Misure in corrente alternata: da 1 μ A a 2.000mA -
Conduttanza: da 0,1 nS a 200 nS, e da 0,001 mS a 2 mS - **Alimentazione:** pila da 9 Vc.c.

Dimensioni: 180 x 86 x 45 mm

Codice TS/2109-00 ▶

L.230.000



FLUKE® mod. 8030-A-01

Display a cristalli liquidi - **Numero cifre:** 3½ - **6 tipi** di misura in 26 portate - **Ognuna** delle 6 funzioni può essere provata per accertare il funzionamento tramite i puntali - **È possibile** misurare resistenze, diodi e transistori senza dissaldarli dal circuito - **Protezione** da sovraccarichi.

Caratteristiche tecniche

Misure in tensione continua: da 199,9 mV a 1100V - **Misure** in tensione alternata: da 199,9 mV a 750V - **Misure** in corrente continua: da 199,9 μ A a 199,9 mA - **Misure** in corrente alternata: da 199,9 μ A a 1999 mA - **5 portate** di resistenza: da 199,9 Ω a 1999 Ω - **Alimentazione:** 110-115-230 V / 48-60 Hz

Dimensioni: 145 x 124 x 64 mm

Codice TS/2108-00

L.415.000



Goodwin le ali della musica

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



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





SELEZIONE DI TECNICA

RADIO TV HI-FI ELETTRONICA

Editore: J.C.E.
Direttore responsabile:
JACOPO CASTELFRANCHI
Direttore tecnico:
PIERO SCATI
Capo redattore:
GIUSEPPE ZANGA
Redazione:
GIANNI DE TOMASI - SERGIO CIRIMBELLI
FRANCESCA DI FIORE - DANIELE FUMAGALLI
Disegno e impaginazione:
MARCELLO LONGHINI
Laboratori:
ANGELO CATTANEO
Contabilità:
FRANCO MANONI - M. GRAZIA SEBASTIANI
Diffusione e abbonamenti:
PATRIZIA GHIONI
Corrispondente da Roma: GIANNI BRAZIOLI
Collaboratori: Lucio Biancoli - Federico Cancarini -
 Ludovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini -
 Adriano D'Alte - Aldo Prizzi - Gloriano Rossi - Domenico
 Sarafini - Franco Simonini - Lucio Visentini - Giuseppe Contardi
Pubblicità:
 Concessionario per l'Italia e l'Estero:
RENA S.C. S.r.l. - P.le Massari, 22
 20124 MILANO - Tel. (02) 606.315 - 690.491
Direzione, Redazione:
Via Piazza da Volpato, 1
20124 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 02 72.671 - 81.72.641
Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
 Amministrazione alla pubblicazione
Via V. Monti n. 239 del 17.11.73
Stampa: Tipografia Fratelli Pozzoni
20034 Casato Sempasacco - Bergamo
Concessionario esclusivo
 per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - s. Zeno, 15 - 20125 Milano
V. Salaria, 115 - 00197 Roma
Spediz. in abb. post. gruppo III/70
Prezzo della rivista L. 1.200
Numero arretrato L. 2.000
Abbonamento annuo L. 12.000
Per l'Estero L. 15.000
 I versamenti vanno indicati a:
JACOPO CASTELFRANCHI Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
 mediante remissione
 di assegno circolare
 cartolina postale o utilizzando
 il c/c postale numero 315.275
 Per i cambi d'indirizzo,
 allegare alla comunicazione l'importo
 di L. 500, anche in francobolli,
 e indicare insieme al nuovo
 anche il vecchio indirizzo.
 © Tutti i diritti di riproduzione e traduzione
 degli articoli pubblicati sono riservati.

REALIZZAZIONI PRATICHE

Multimetro digitale	587
Termometro clinico digitale	601

ALTA FEDELTA'

Il rapporto segnale/rumore	607
----------------------------	------------

CORSO SUI MICROPROCESSORI

2) Presentazione del μP	615
------------------------------	------------

TUTTO SUGLI IMPIANTI TV CENTRALIZZATI **629**

2° INSERTO PER TECNICI ELETTRONICI

Tabelle di sostituzione dei semiconduttori in circuiti TV	643
--	------------

LA MUSICA ELETTRONICA

2) Il suono nel tempo	666
-----------------------	------------

NOTE PER IL TEMPO

Come determinare la temperatura di giunzione di un transistor	677
--	------------

TELEVISIONE

Überall-Antenne	681
-----------------	------------

NOVITÀ IN COMMERCIO

Sistema per localizzare persone sepolte o disperse in montagna	683
---	------------

I LETTORI CI SCRIVONO	691
-----------------------	------------

RASSEGNA STAMPA ESTERA	705
------------------------	------------

Printed in Italy

il primo (e l'unico)

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

LABORATORIO-STRUMENTI-ANTENNE-TV (A VALVOLE, TRANSISTOR, CIRCUITI INTEGRATI, MODULARI) B/N E COLORE-HI FI-CB E EMITTENTI LOCALI.

AMADIO
GOZZI

1^a EDIZIONE

JACKSON
ITALIANA
EDITRICE



Un libro veramente unico dedicato a tutti coloro che si interessano di radiotecnica pratica. Il volume è stato redatto da Amadio Gozzi, un riparatore di ventennale esperienza che si è avvalso della consulenza di una equipe di tecnici specialisti in settori specifici.

Il MANUALE ha lo scopo di aiutare i tecnici radio-TV nell'espletamento del loro lavoro quotidiano e tutti coloro che hanno l'hobby della radiotecnica. Il MANUALE tratta tutta la problematica della assistenza radio-TV vista sotto il profilo eminentemente pratico.

Notevole spazio è comunque dedicato anche agli argomenti affini, quali l'HI-FI, la CB, le emittenti private radio-TV.

Molta attenzione è stata posta nello sviluppare argomenti di particolare attualità come il montaggio delle antenne, sia singole che centralizzate.

Il volume comprende 364 pagine - 19 capitoli -

237
illustrazioni in
b/n e a colori - 29 fra
elenchi e tabelle -
15 prospetti e moduli
vari - 4 dizioni.

I libri Jackson sono in vendita anche presso le migliori Librerie e tutte le Sedi G.B.C. in Italia.

Sconto 10% agli abbonati alle nostre riviste Sperimentare, Selezione Radio-TV, Millecanali, Elettronica oggi.

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

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

Inviatemi n° copie del Manuale del Riparatore Radio-TV. Pagherò al postino l'importo di L. 18.500 (abbonati 16.650) + spese di spedizione contrassegno. (I residenti all'estero sono pregati di inviare l'importo anticipato + L. 1.000 per spese).

Nome
Cognome
Via n°
Città C.A.P.
Data Firma

ABBONATO NON ABBONATO

MULTIMETRO DIGITALE

di G. COLLINA

Un multimetro digitale è l'equivalente, **migliorato**, di un multimetro analogico. Questo che presentiamo può eseguire misure di tensioni e **correnti** sia in continua che in alternata e misure ohmmetriche.

I vantaggi di un multimetro digitale rispetto ad uno analogico sono molti. Il più importante è la precisione e l'immediatezza della lettura. È **noto** che in un multimetro analogico, influisce nella lettura di una misura anche lo spessore della lancetta dello strumento. Infatti, il più delle **volte**, la lancetta stessa è larga quanto una divisione, o più, della scala **la** dello strumento e questo fatto **crea** indecisione nella lettura oltre **che** un errore nella misura.

Inoltre **il** grado di precisione dei multimetri **analogici** commerciali, alla portata **delle** tasche dei più, è soggetto a **scarti** attorno al 2% oppure 3% sul fondo scala, nel migliore dei casi.

Con i multimetri digitali la situazione è migliorata. Innanzitutto vi è sicurezza **di** lettura in quanto i valori si presentano sotto forma di numeri. Quindi se misuriamo una tensione e **leggiamo**, ad esempio, 13,22 V siamo **sicuri** che al massimo possono **essere** 13,23 oppure 13,21 V. Con **un** multimetro analogico di **ottima** qualità si potrebbero leggere **i** 13 V ma non di certo i decimi e **i** centesimi. E oggi, anche per lo **sperimentatore**, si presentano sempre più spesso necessità di eseguire misure assai precise.

Un caso **abbastanza** frequente è quello **di** **determinare** la stabilità

di un alimentatore e vedere di quanto varia, sia a vuoto che sotto carico, la tensione in uscita col passare del tempo e se vi sono derive dovute ad un aumento di temperatura dei componenti.

Con un multimetro digitale si possono ottenere precisioni nelle misure, dell'1% o addirittura migliori dello 0,5% più o meno un digit (numero) dell'ultima cifra significativa. E questo senza dover spendere un patrimonio.

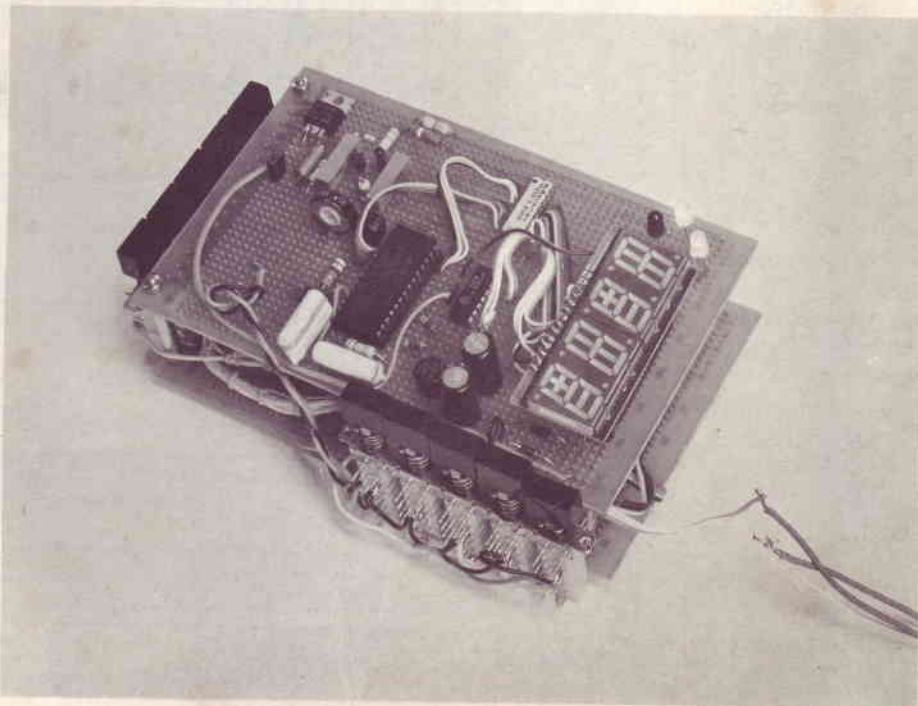
In modo particolare oggi sono disponibili sul mercato circuiti integrati complessi che svolgono o quasi le funzioni di un voltmetro

digitale dal prezzo abbastanza modesto. Ciò consente a chiunque, con un minimo di pratica e di buona volontà, di autocostruirsi un voltmetro digitale e quindi un multimetro, senza troppa fatica, dato il numero limitato di componenti da montare.

Il nostro strumento, se costruito e tarato a dovere, ha le seguenti caratteristiche:

Tensioni continue: da $\pm 199,9$ mV a ± 1999 V fondo scala in cinque gamme. Minima lettura di $200 \mu\text{V}$. Precisione $1\% \pm 1$ digit.

Tensioni alternate: Stesso campo di misura delle tensioni conti-



Prototipo del multimetro digitale a realizzazione ultimata.

nue con limitazione a 600 V nella portata massima. Precisione $2\% \pm 1$ digit.

Correnti continue e alternate: Da $\pm 199,9 \mu\text{A}$ a $\pm 1000 \text{ mA}$ fondo scala in cinque gamme. Minima lettura di 200 nA . Precisione migliore del $3\% \pm 1$ digit.

Ohm: Da $199,9 \Omega$ a $1,999 \text{ M}\Omega$ fondo scala in cinque gamme. Minima lettura 1Ω . Precisione $5\% \pm 1$ digit.

Impedenza d'ingresso: $10 \text{ M}\Omega$ sia in continua che in alternata.

Come si può vedere dalla lettura dei dati, è uno strumento dalle buone caratteristiche, pari a quelle dei multimetri digitali di buona qualità reperibili sul mercato, ma assai più economico.

E veniamo ora alla descrizione vera e propria.

Lo schema elettrico è stato suddiviso in tre parti distinte. Il voltmetro digitale propriamente detto, i circuiti di ingresso ovvero l'amplificatore c.c., il rettificatore di

precisione per le misure in alternata e il convertitore lineare ohm-tensione ed infine, l'alimentatore.

IL VOLTMETRO DIGITALE

E' stato costruito adoperando un circuito integrato National presente sul mercato da poco tempo, l'ADD3501 che può avere anche la sigla MM 74C935-1.

Il circuito integrato in oggetto è prodotto con tecnologia cos-mos e svolge tutte le funzioni di un voltmetro digitale in un unico chip. La casa costruttrice annuncia che è stata usata la tecnica della modulazione d'impulsi per la conversione analogico digitale per ottenere una buona precisione nelle misure. Inoltre questo circuito integrato non richiede, per i circuiti esterni, componenti di particolare precisione.

E' richiesto per il funzionamento una tensione di riferimento esterna che sia della medesima polarità

della tensione applicata all'ingresso. Per l'alimentazione sono necessari 5 V come per un normale circuito integrato del tipo TTL.

Un'altra caratteristica interessante è la commutazione automatica della polarità della tensione applicata all'ingresso e ciò vuol dire non dover scambiare i puntali del multimetro ogni volta che si deve passare dalla misura di una tensione positiva a quella di una tensione negativa.

Incorporato nello stesso circuito integrato c'è anche il circuito che determina l'indicazione del fuori portata (over range) e che fa apparire sul display le scritte + OFL oppure -OFL a seconda che il fuori scala sia determinato da una tensione positiva oppure negativa, rispettivamente.

La scala di conversione va da 0 V a $\pm 1,999 \text{ V}$. Le uscite del circuito integrato sono multiplexate e pilotano direttamente un visualizzatore a $3\frac{1}{2}$ cifre del tipo a sette

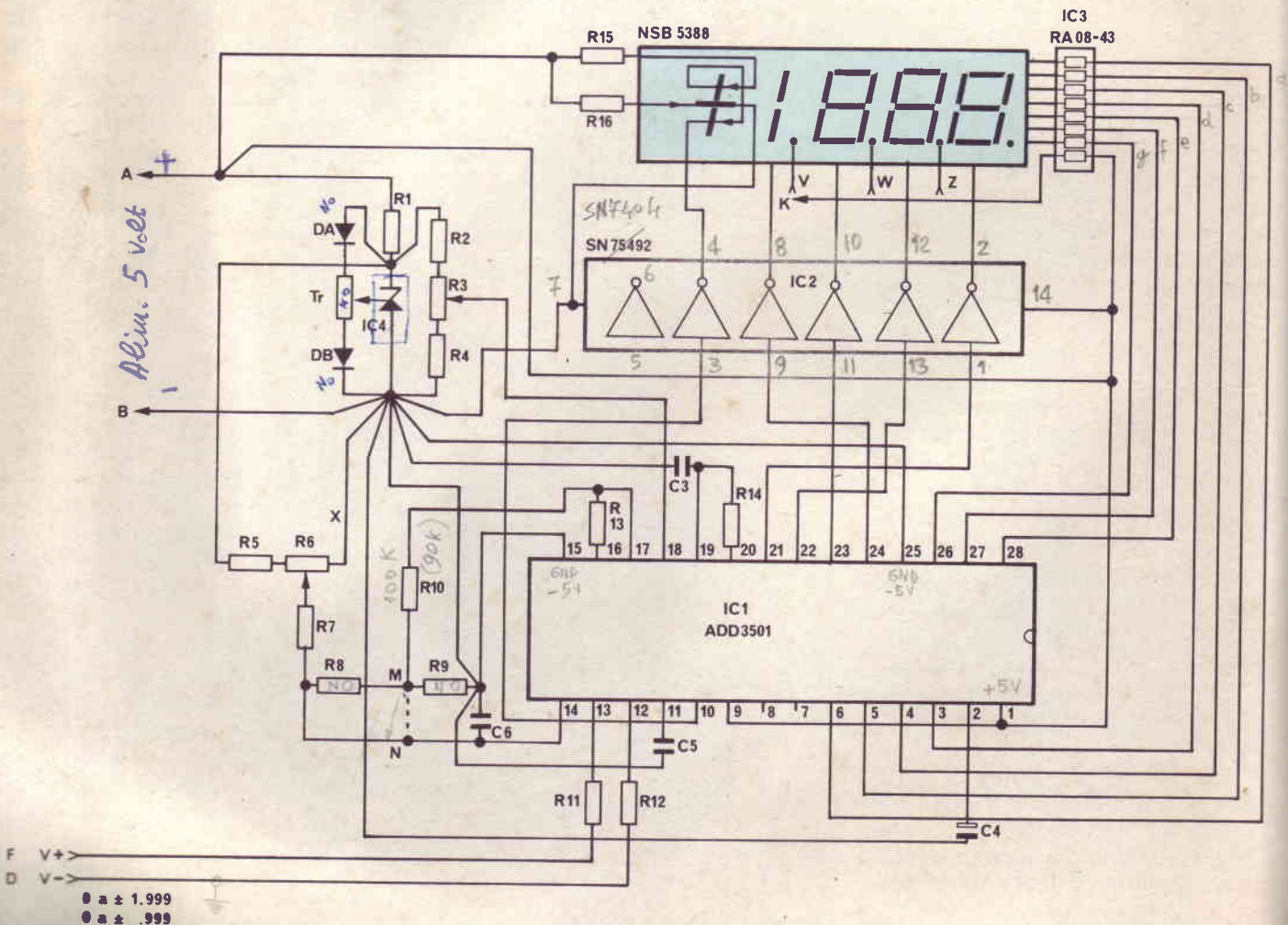


Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro digitale..

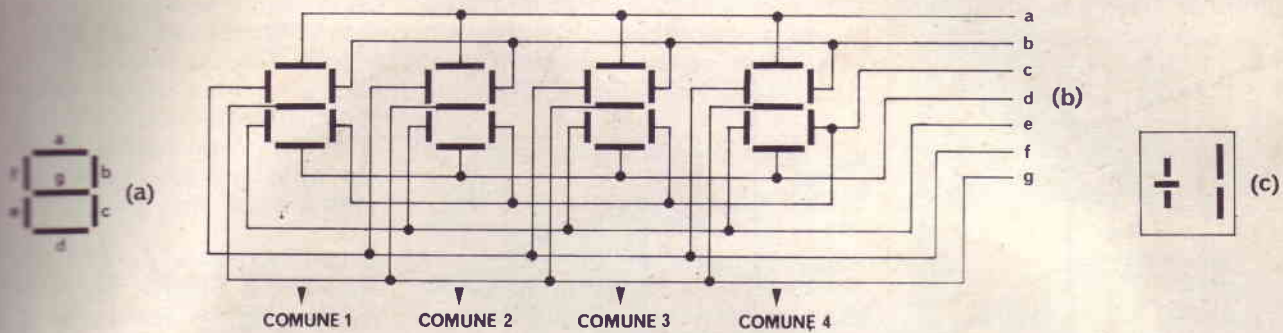


Fig. 2 - a) Disposizione e nomenclatura dei segmenti del display a quattro cifre. Si possono usare dei FND 5. Quindi il comune 1 andrà al terzo inverter di IC 2, il comune 2 al quarto inverter di IC 2 ecc. In questo caso i segni più e meno possono essere sostituiti con diodi LED rosso e verde rispettivamente; c) Figura di un display mezza cifra che rappresenta «UNO» e i segni più e meno. Si può usare a questo scopo un FND 501.

segmenti a led.

La velocità media di conversione è di 200 m/sec per conversione. Inoltre tutti gli ingressi e le uscite sono compatibili TTL. In altri termini l'integrato in oggetto può essere inserito in un sistema complesso di misura per elaborazione e visualizzazione dei dati come tensioni, correnti, temperatura ecc.

Analizzando lo schema elettrico del voltmetro digitale in fig. 1 notiamo, oltre all'integrato ADD3501, il generatore della tensione di riferimento, basato sul recentissimo circuito integrato LM336, sempre National. Un SN75492, circuito integrato di interfaccia con il visualizzatore, composto da sei inverter per avere la giusta corrente ai capi dei LED del display, il display stesso a 3½ cifre con in più i segni di polarità, che è del tipo NSB 5388 sempre della National. Infine un array di resistenze, otto per la precisione, e che può essere tranquillamente sostituito da resistenze singole da 1/8 di Watt di pari valore ohmico.

Il circuito è completato da pochi altri componenti, resistenze e condensatori.

Come detto precedentemente, l'integrato LM 336, è di produzione recentissima e svolge la funzione di un diodo Zener di riferimento, ma ha la particolarità di funzionare con 2.5 V e con correnti che vanno da un minimo di 300 µA fino a 10 mA.

Va anche detto che si presenta come un normale transistor a tre terminali, ma al suo interno ne racchiude, integrati, ben diciotto di numero oltre a resistenze e con-

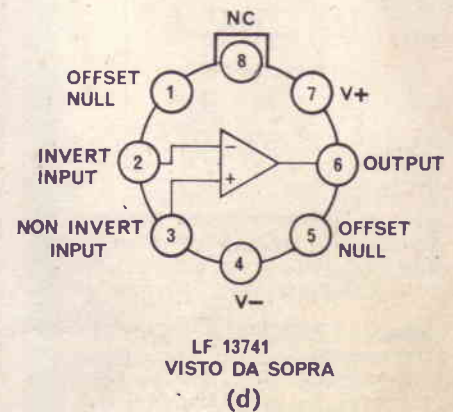
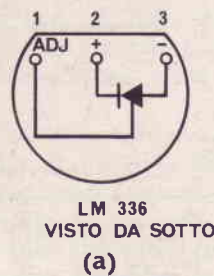


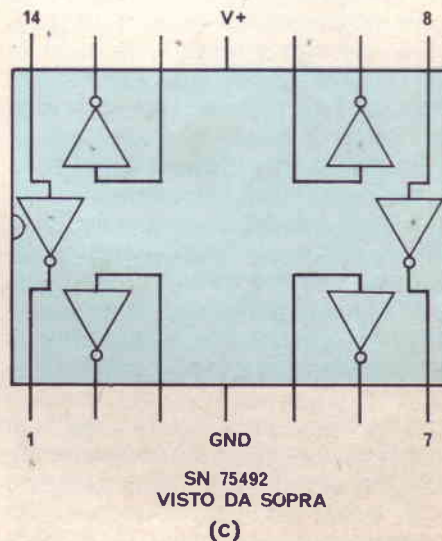
Fig. 3 - Disposizione delle uscite dei circuiti integrati usati. a) LM 336; b) LM 334; c) SN 75492; d) LF 13741 per IC1, ovvero ADD 3501, è valida la numerazione data nello schema di fig. 1 tenendo presente che in questo caso l'integrato è visto da sotto.

densatori vari.

Per quello che riguarda il display, ne è stato usato uno multiplo per comodità, dato che ha già i collegamenti fra le varie cifre già fatti. Ma può essere sostituito da cifre singole e collegate fra loro come si vede in fig. 2.

Lo schema elettrico utilizzato per il voltmetro digitale è, ovviamente, quello consigliato dalla National stessa nelle note applicative dell'integrato ADD 3501.

E' sconsigliabile il montaggio di basetta forata. E' necessario un circuito stampato eseguito possibilmente su vetronite a doppiorame (biplaccata). La faccia dal lato componenti serve come schermo e per avere un unico punto di massa per la parte di circuito che svolge le funzioni digitali dell'intero complesso.



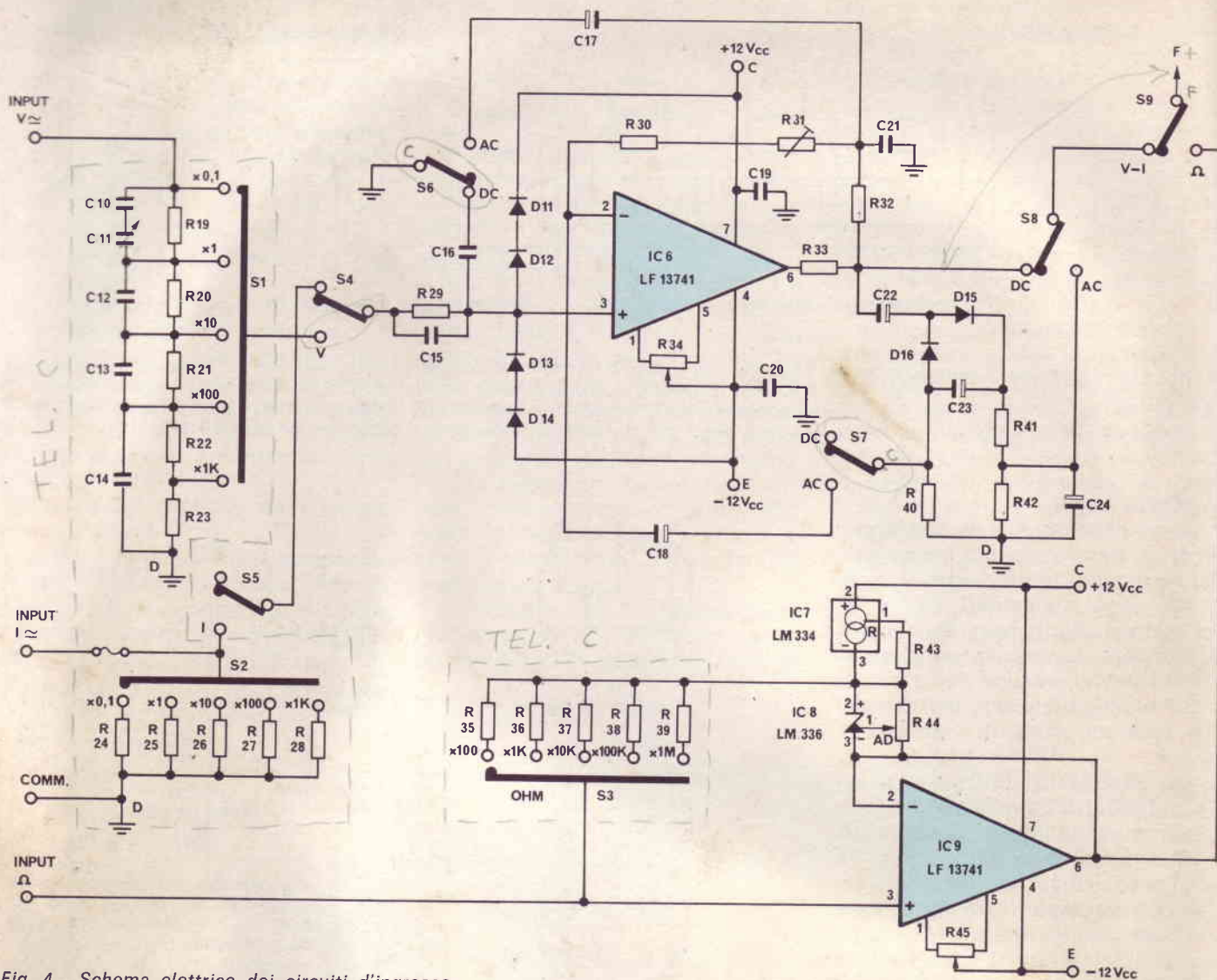


Fig. 4 - Schema elettrico dei circuiti d'ingresso.

La National infatti consiglia di avere due punti di massa ben distinti. Uno per la parte digitale ed uno per la parte analogica che poi verranno collegati fra loro.

Ciò per evitare che correnti forti del circuito digitale possano scorrere nell'alimentazione della parte analogica.

Nelle figure 6 e 7 è data la traccia del disegno del circuito stampato del voltmetro digitale e nella figura 8 è data la disposizione dei componenti.

Non vi sono particolari difficoltà nel montaggio di questa parte dello schema, salvo rispettare la polarità dei condensatori ed il giusto posizionamento dei circuiti integrati. Altri problemi non esistono se non quella della qualità dei componenti.

CIRCUITI D'INGRESSO

A) L'amplificatore di misura e il rettificatore di precisione

Per queste funzioni è stato usato un circuito integrato National tipo LF 13741. È un operazionale simile al ben noto 41 ma con due transistori ad effetto di campo agli ingressi. Anche questo è un componente entrato recentemente sul mercato, prodotto con tecnologia BIFET. Oltre alle note caratteristiche del circuito integrato tipo 741, ovviamente migliorate, con questo nuovo tipo si ha anche una elevata impedenza d'ingresso. Questa caratteristica è interessante per uno strumento di misura che, nell'uso comune, non deve alterare, nei limiti del possibile, le misure stesse.

È a tutti nota la differenza che passa tra un buon tester (50.000 Ω/

V) ed un voltmetro elettronico, che con la sua alta impedenza d'ingresso, costante su tutte le portate, facilita le misure di tensione rendendole più precise, e non influenza il circuito in esame.

Ed ecco spiegato, con parole semplici, il perché dell'impiego di un simile circuito integrato.

Vediamone ora il funzionamento più da vicino.

Sempre guardando lo schema elettrico, fig. 4, si può vedere che con i commutatori S5-6-7-8-9, nella posizione indicata dallo schema e con S4 in posizione «V», il C.I. LF 13741 funziona come un amplificatore di misura in corrente continua con guadagno 10 e, tenendo conto del partitore all'ingresso, con una impedenza di 10 MΩ. Questo valore di impedenza d'ingresso è sufficientemente elevato per eseguire

qualsiasi tipo di misura di tensione e il commutatore S1 del partitore d'ingresso, stabilisce il fondo scala dello strumento in 5 gamme. Il partitore stesso è stato compensato in frequenza per cercare di ottenere una attenuazione minima almeno per frequenze fino a 100 kHz quando il funzionamento è in alternata.

I diodi D 11 ÷ 14 posti all'ingresso invertente, servono a proteggere il circuito integrato da tensioni eccessive in ingresso.

Il trimmer R34 serve, opportunamente regolato, a minimizzare l'offset dell'integrato.

I condensatori C19 e C20 posti sull'alimentazione, che è di tipo bilanciato di ± 12 V riferiti a massa, servono per eliminare eventuali picchi di tensione presenti nell'alimentazione.

Se commutiamo S6 ed S7-8 in posizione «AC» l'integrato LF 13741 funziona come un rettificatore di precisione per le misure di tensioni o correnti alternate.

Ciò vuol dire che una tensione alternata presente in ingresso, in uscita è raddrizzata come una tensione continua ed in più ha un valore lineare e proporzionale alla tensione in ingresso. Ovvero, 1 V c. c. in ingresso corrisponde ad 1 V c. c. in uscita e non 1,41 V c. c. come ci si aspetterebbe da un normale raddrizzatore.

Per ottenere questo si regola il trimmer R31 che stabilisce il guadagno in a. c. dell'amplificatore e quindi si stabilisce il fondo scala in corrente alternata del multimetro digitale. Ovvero a far sì che dette misure in alternata corrispondano a quelle in continua.

A questo punto se riportiamo il commutatore S4 in posizione come indicato dallo schema ed S5 in posizione «I», si ottiene un convertitore lineare corrente-tensione sia in continua che in alternata a seconda che S6-7-8 siano in posizione DC oppure AC rispettivamente.

È perciò possibile effettuare misure di corrente come con un usuale strumento a indice mobile, mettendo lo strumento in serie ad una linea elettrica. Con questo sistema il circuito legge la differenza di tensione ai capi delle resistenze R24-28 che vengono commutate da S2 in cinque gamme per ottenere le varie portate di fondo scala.

C'è da notare che la precisione

generale dello strumento è determinata in massima parte dalla precisione delle resistenze usate per il partitore di tensione e col commutatore S2 di portata in corrente.

B) Convertitore ohm-tensione

Per eseguire misure del valore ohmmetrico di resistenze, si è usato un altro circuito integrato del tipo LF 13741, simile al precedente, in una configurazione ohm-tensione a corrente e tensione costante.

Per ottenere questo si è usato, oltre al già detto LM 336, generatore di tensione costante, un LM 334, che è un recentissimo circuito integrato, sempre National, che funziona come generatore di corrente costante di tipo programmabile.

Come il tipo LM 336, anche questo LM 334 si presenta come un normale transistor a tre terminali.

Anche questo schema è tratto da una nota applicativa National.

Con la configurazione indicata, si ottiene in uscita una tensione perfettamente lineare e proporzionale al valore resistivo presentato all'ingresso. L'uscita viene quindi applicata all'ingresso del voltmetro digitale, commutando S9 dalla posizione V—I alla posizione ohm.

Il trimmer R45 posto ai terminali 1 e 5 dell'integrato LF 13741 è il solito trimmer che serve a minimizzare il valore dell'offset dell'integrato stesso.

Il trimmer R44 serve invece per la calibrazione del fondo scala delle portate in ohm che vengono commutate, sempre in cinque gamme, dal commutatore S3.

Per comodità e praticità il trimmer R44 può essere sostituito da un potenziometro regolabile dal pannello frontale. Infatti può rendersi utile, dopo ogni misura oppure dopo una serie di misure, ricallibrare lo strumento.

In fig. 9 è data la traccia del disegno del circuito stampato che in questo caso è su vetronite ma col rame da un solo lato (monoplacato).

In fig. 10 è data la disposizione dei componenti dei circuiti d'ingresso sul circuito stampato.

Anche per il montaggio di questa parte dei circuiti non si presentano problemi particolari. È importante solo rispettare la polarità dei diodi e dei compensatori e la disposizione dei circuiti integrati.

UK 261 U

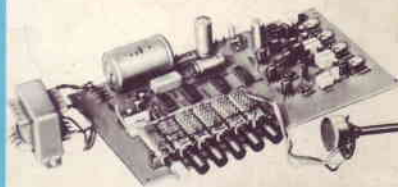


BATTERIA ELETTRONICA A 5 RITMI

UK 261/U

È un generatore di frequenze ritmate con sintetizzazione elettronica degli strumenti inerenti ad una batteria. Può produrre cinque tra i ritmi base musicali che sono slow-rock, latin, twist, fox, valzer.

Può essere accoppiato a qualsiasi amplificatore di bassa frequenza. È dotato di un tasto di START e di un potenziometro regolatore della velocità del ritmo. Il suo uso comprende l'accompagnamento di orchestre, l'aiuto allo studio dei vari strumenti musicali oppure l'inserimento in un organo elettrico.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	115-220-250 V c.a. 50/60 Hz
Livello d'uscita:	250 mV
Impedenza d'uscita:	1 k Ω
Ritmi ottenibili:	5 + combinazioni
Dimensioni:	200x125x40

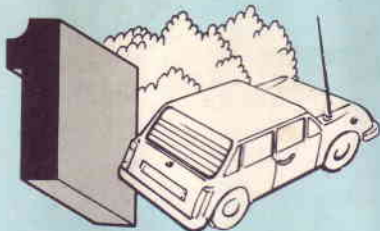
UK261/U - in Kit L. 22.500

FIDEL
electronic

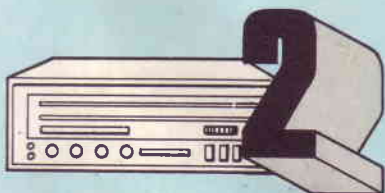
Amplificatore d' antenna AM-FM

Permette la ricezione delle trasmissioni radiofoniche più deboli, amplificandone il segnale di 40 dB in AM e 8 dB in FM.

Di facile installazione, va collegato tra l'antenna ed il radiorecettore.



Ideale per autoradio; l'alimentazione si preleva direttamente dalla batteria dell'auto.



In casa è possibile collegarlo sia ad un normale radiorecettore che al sintonizzatore stereofonico.

L'amplificatore dev'essere collegato ad un alimentatore che eroghi una tensione compresa tra 9 e 15V.c.c.

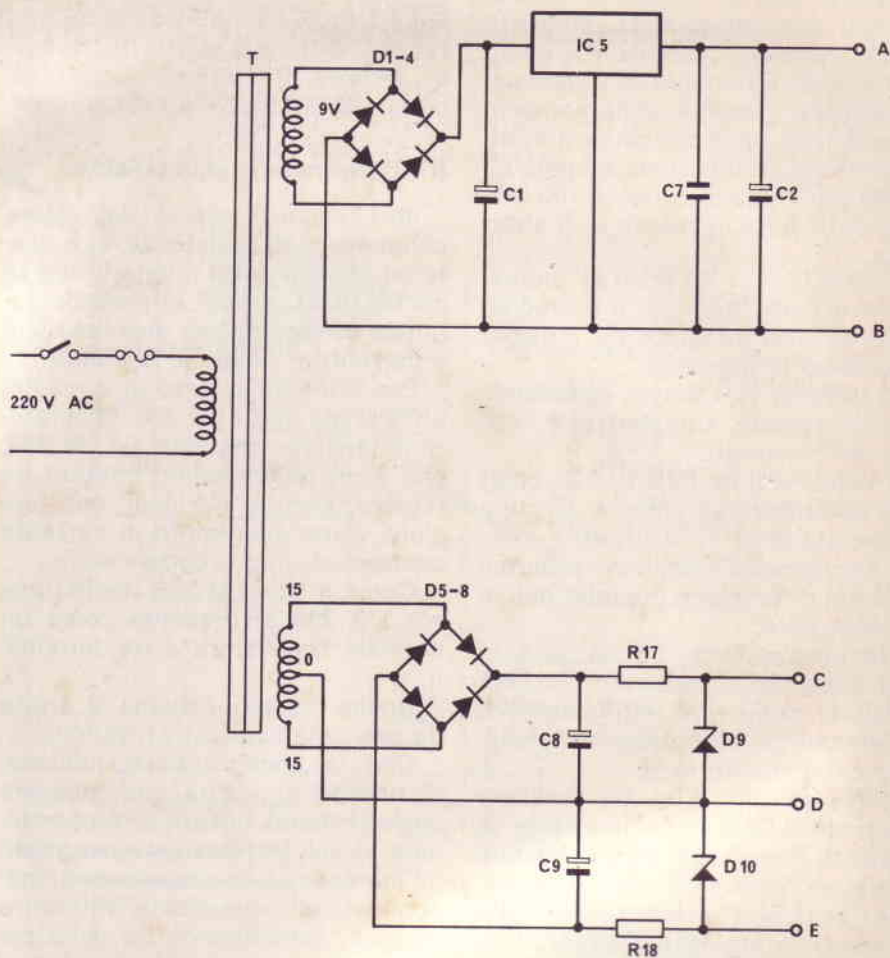


Fig. 5 - Schema elettrico dell'alimentatore da rete.

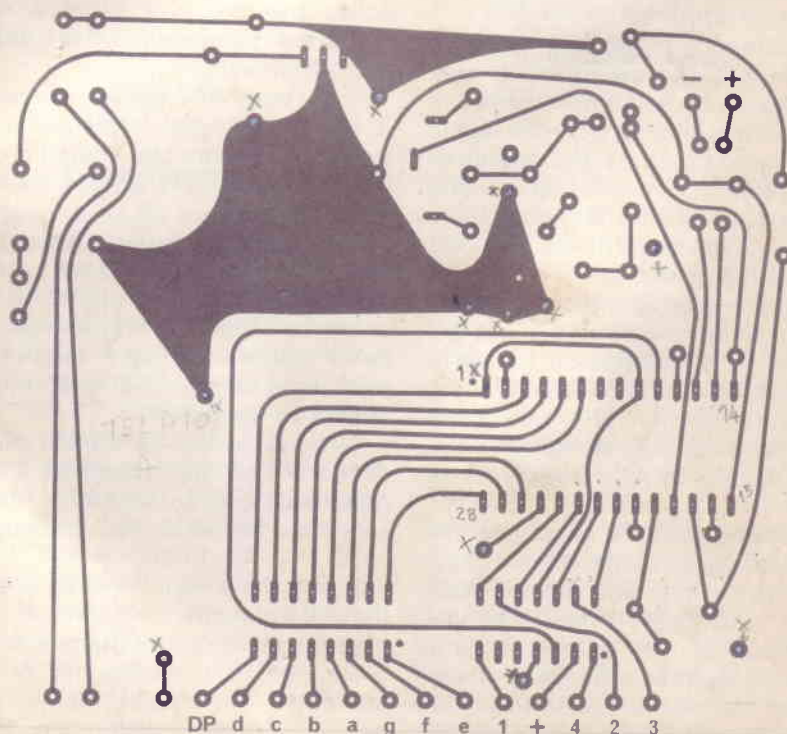


Fig. 6 - Disegno del circuito stampato del voltmetro digitale visto dal lato saldature. Il punto nero visibile a lato di un piedino di ogni integrato, indica il piedino n. 1 dell'integrato stesso. Sullo stampato ha posto l'alimentatore da 5 Volt.

ALIMENTATORE

Resta solo l'alimentatore il cui schema è dato in fig. 5. Come si può vedere, si ottengono tre tensioni distinte. La prima di 5 V positivi con 0,5 A stabilizzati con un circuito integrato del tipo 7805 oppure LM 340 T-5 od altro analogo - Motorola, Texas, S G S, ed altri ancora l'hanno a listino.

La seconda tensione è di 12 V positivi e la terza di 12 V negativi, entrambe riferite a massa e stabilizzate mediante due zener da 12 V 1 W.

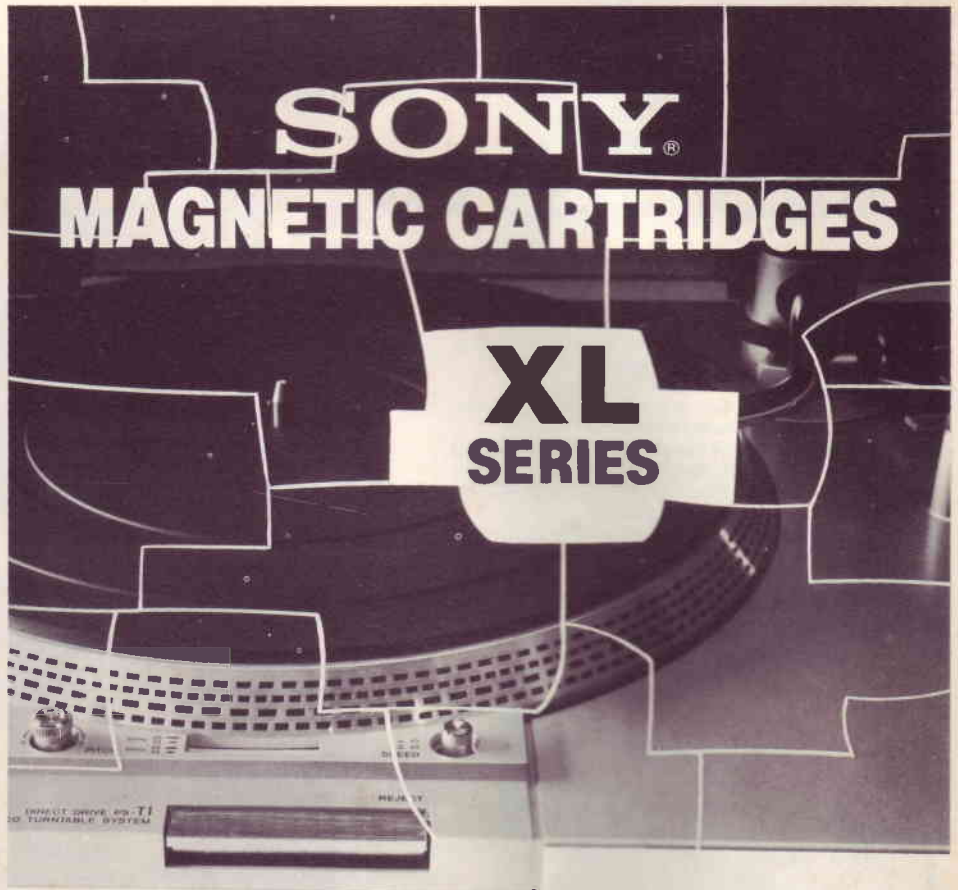
La prima tensione da 5 V serve per alimentare il voltmetro digitale e, a causa del visualizzatore a led, deve poter erogare almeno 300 mA.

Le altre due tensioni di ± 12 V, servono per alimentare gli amplificatori operazionali LM 13741 dei circuiti di ingresso.

La parte da 5 V è montata assieme al voltmetro digitale come si può vedere nelle figg. 6-7-8 mentre le due tensioni da 12 V sono montate con i circuiti d'ingresso come si vede nelle figg. 9-10. Il tutto è talmente semplice da non meritare alcuna spiegazione se non le solite raccomandazioni riguardo alle polarità dei condensatori, dei diodi e dell'integrato.

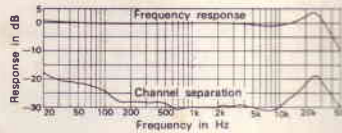
TABELLA 1 - Nomenclatura dei piedini dell'integrato ADD 3501 come indicato dalla casa costruttrice

PIN	1 - Vc.c.
	2 - Analog Vc.c.
	3 - Segment d
	4 - Segment c
	5 - Segment b
	6 - Segment a
	7 - Oflo
	8 - Conv. complete
	9 - Start. conv.
	10 - Sign.
	11 - V. filter
	12 - V _{IN} (-)
	13 - V _{IN} (+)
	14 - V _{FB}
	15 - Analog GND
	16 - SW 2
	17 - SW 1
	18 - V _{REF}
	19 - F _{IN}
	20 - F _{OUT}
	21 - Digit 4 (LSD)
	22 - Digit 3
	23 - Digit 2
	24 - Digit 1 (MSD)
	25 - GND
	26 - Segment g
	27 - Segment f
	28 - Segment e



Tipo: MM • Tensione uscita a 1kHz: 4mV (5cm/s) • Risposta di Frequenza: 10Hz - 30kHz • Separazione fra i canali a 1kHz: 25dB • Impedenza: 50/100 K Ω • Cedevolezza: 15×10^{-2} cm/dyne • Pressione d'esercizio puntina (valore medio): 1,2 - 2,5 g. (1,7) • Puntina: ND 15/Conica • Peso testina: 5,2 g.

XL 15



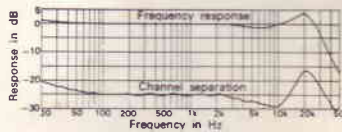
Tipo: MM • Tensione uscita a 1kHz: 4mV (5 cm/s) • Risposta di Frequenza: 10Hz - 30kHz • Separazione fra i canali a 1kHz: 26dB • Impedenza: 50/100 K Ω • Cedevolezza: 15×10^{-2} cm/dyne • Pressione d'esercizio puntina (valore medio): 1,2 g. (1,5) • Puntina: ND 25/Ellittica • Peso testina: 5,2 g.

XL 25



Tipo: MM • Tensione uscita a 1kHz: 3mV (5cm/s) • Risposta di Frequenza: 10Hz - 35kHz • Separazione fra i canali a 1kHz: 28dB • Impedenza: 50/100K Ω • Cedevolezza: 15×10^{-2} cm/dyne • Pressione d'esercizio (valore medio): 1,2 g. (1,5) • Puntina: ND 35/Ellittica • Peso testina: 5,5 g.

XL 35



- Le XL 15/XL25/XL35 sono costruite con magneti ALNICO ad alto flusso di densità.
- Inoltre la schermatura, doppia, migliora il rapporto S/D.
- Nella XL35 il supporto della puntina è in fibra di carbonio e alluminio.

RICHIEDETE I PRODOTTI SONY AI RIVENDITORI PIU' QUALIFICATI

LA SICUREZZA, in un antifurto

Rivelatore a microonde

- Rivelatore a microonde con media portata e fascio largo: 15 metri e 150°.
- Frequenza di lavoro: 10,525 GHz
- Filtro incorporato per eliminare le interferenze dovute a lampade al neon
- Regolazione della sensibilità a controllo visivo
- Regolazione del ritardo di intervento legato alla effettiva permanenza del segnale di allarme tramite conteggio di impulsi.
- Alimentazione a 12 Vc.c. ottenibile per mezzo del centralino o alimentazione esterna.
- Consumo: 150 mA circa
- Supporto a snodo omnidirezionale
- Dimensioni: 100x73x85 mm
- Il rivelatore a microonde è disponibile anche nella versione da incasso.

OT/2010-00



Centralino a circuiti integrati

- Consente la realizzazione di impianti con un numero illimitato di contatti e con un radar
- Ingressi separati per allarme ritardato e per allarme istantaneo.
- I contatti a vibrazione possono essere collegati senza alcun circuito adattatore.
- Commutatore a chiave per l'inserzione, la disinserzione e la prova. La prova avviene con l'esclusione automatica delle segnalazioni sonore.
- Il centralino è predisposto per il collegamento di una chiave elettronica o elettromeccanica esterna per comandare l'eliminazione o il ripristino del ritardo all'ingresso.
- Ritardo dell'intervento di 60 sec. all'uscita dai locali protetti e regolabile da 1 a 60 sec. per il rientro.
- Temporizzazione dell'allarme di circa 5 minuti, con possibilità di predisporre l'allarme continuo nel caso di apertura permanente dei contatti
- Relè di allarme con predisposizione per il contatto in chiusura o in apertura, portata 5 A
- Il consumo del centralino in caso di caduta di rete è di 10mA
- Il centralino può caricare automaticamente e alloggiare all'interno una batteria da 12V 0,9 A
- Alimentazione stabilizzata con un circuito integrato e autoprotetta con portata di 1A di picco e 0,5A continui.

OT/0630-00

ACCESSORI CONSIGLIATI

Contatto magnetico REED normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete.



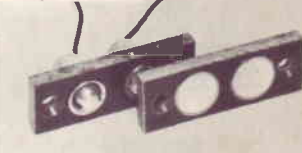
Contatto magnetico REED, da incasso, normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete.



Contatto a leva normalmente chiuso. Per la protezione di tapparelle e saracinesche.



Contatto a molla normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Costruito in faesite.



Contatto a vibrazione normalmente chiuso. Per la protezione di pareti, soffitti e vetrate.



Contatto magnetico normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete.



Minisirena elettromeccanica costruita in acciaio e alluminio. Potenza: 15W Resa acustica: 90 dB Dimensioni: ø 67x70



Sirena elettromeccanica ad alta potenza costruita in acciaio e alluminio. Potenza: 60 W Resa acustica: 110 dB Alimentazione: 12 Vc.c. Dimensioni: ø 105x125



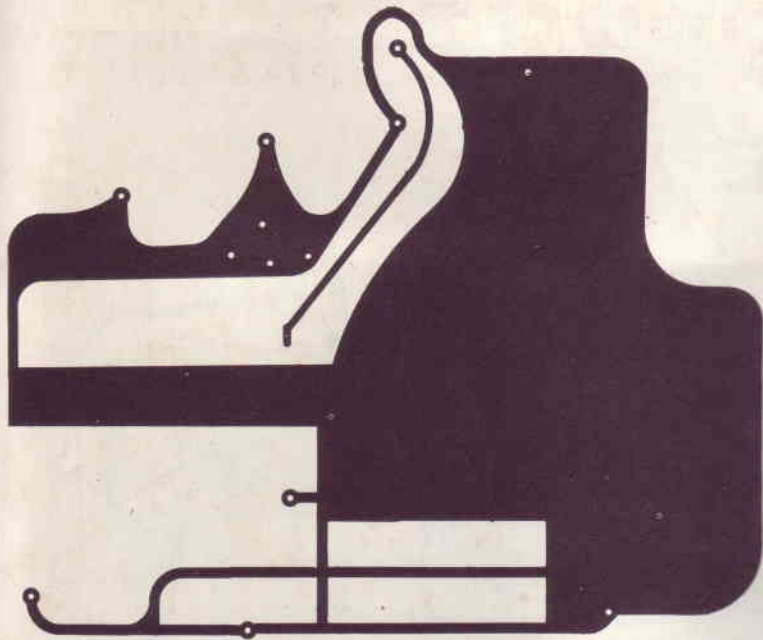


Fig. 7 - Disegno del circuito stampato del voltmetro digitale visto dal lato componenti.

NOTE GENERALI DI MONTAGGIO

E' stato detto quasi tutto, tranne che l'integrato ADD 3501 va inserito su zoccolo e non saldato direttamente al circuito stampato.

Come si è visto dalla descrizione precedente gli stampati sono due per i vari circuiti elettronici. Ve n'è un terzo per il montaggio dei commutatori S1-2-3 che sono a pulsante del tipo cinque vie e a

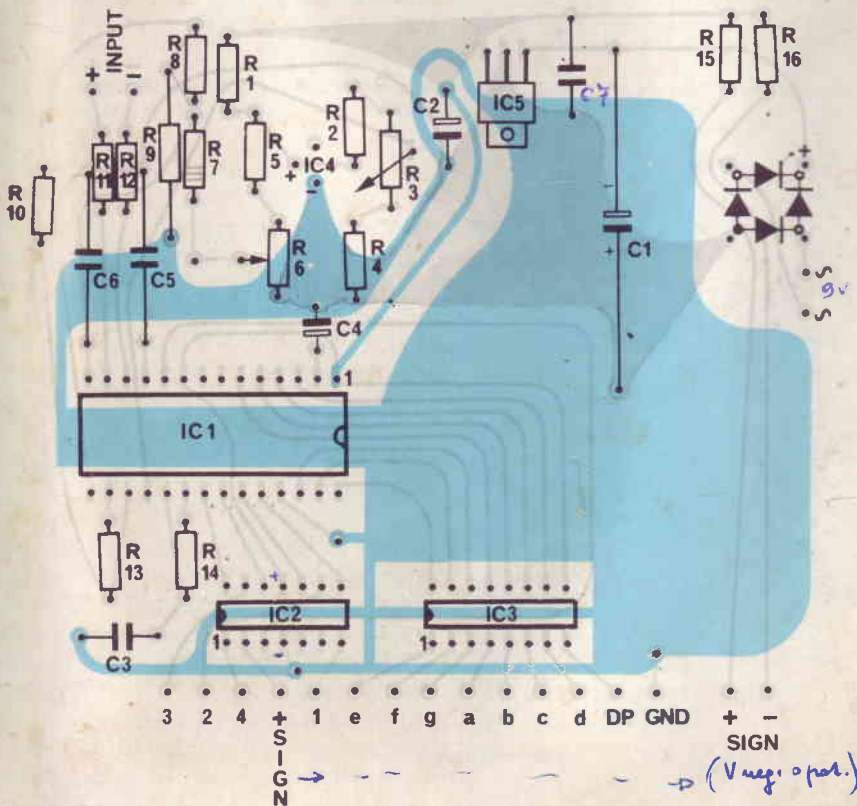


Fig. 8 - Disposizione dei componenti del voltmetro digitale sul circuito stampato.

UK 220



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. Questo strumento consente di esaminare i vari stadi di un radiorecettore dal finale di potenza fino al circuito accordato di aereo, grazie al segnale che esso fornisce il cui spettro di frequenza si estende dalle più basse frequenze acustiche fino alle frequenze più elevate delle onde corte. Con questo sistema lo stadio difettoso viene rapidamente individuato e riparato.



CARATTERISTICHE TECNICHE

- 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 Vc.c.
- Dimensioni: Ø 25 x 100

UK220 - in Kit L. 5.900

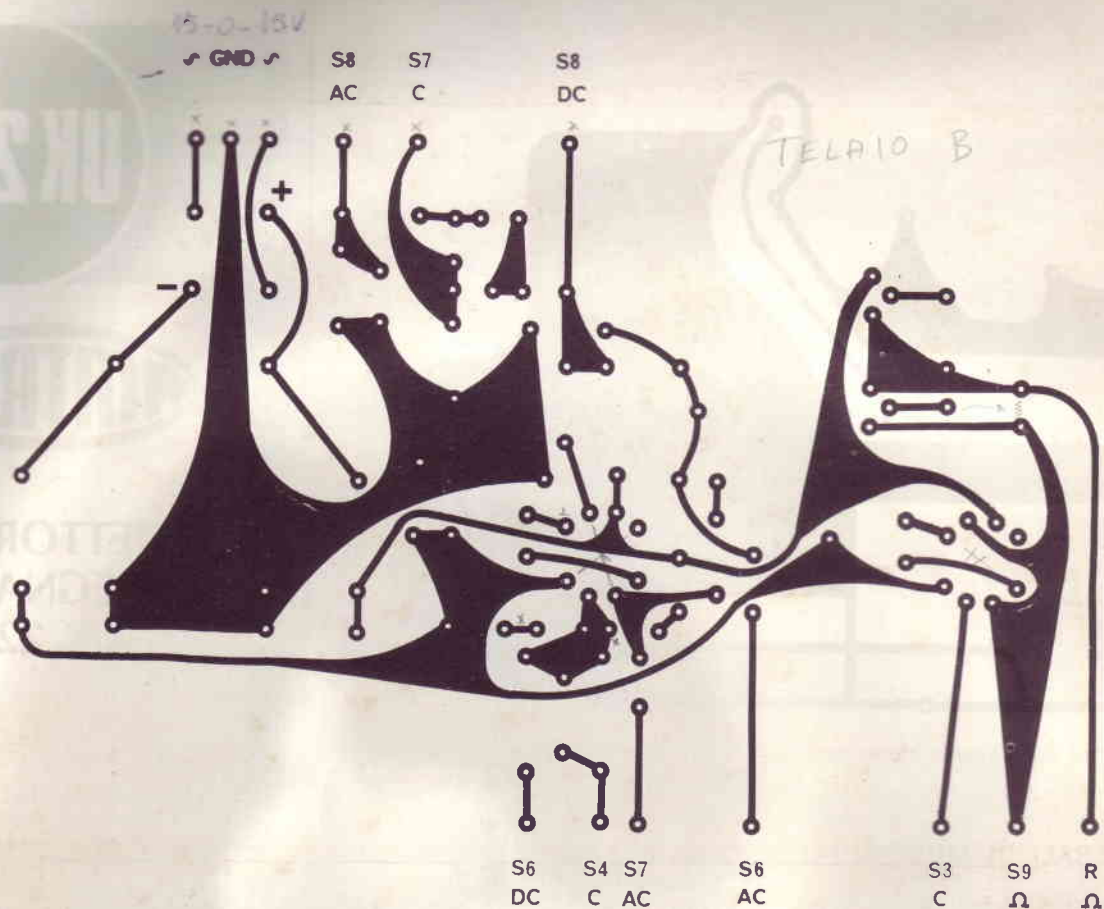


Fig. 9 - Disegno del circuito stampato dei circuiti d'ingresso sullo stampato ha posto l'alimentatore da +12 Volt e da -12 Volt.

quattro commutazioni per via.

Infine vi è il quarto circuito stampato per il montaggio dei commutatori S4-5-6-7-8-9. Anche questi so-

no costituiti da una tastiera a cinque pulsanti e quattro commutazioni per pulsante.

Questi circuiti stampati sono da-

ti in fig. 11 e fig. 13.

Per collegare i vari circuiti stampati fra di loro è utile usare degli spezzi di cavo piatto a più conduttori.

Il display non è montato su circuito stampato per una maggiore flessibilità di cablaggio e di utilizzazione.

Come si può vedere dalle fotografie del prototipo si è impiegato un tipo di montaggio a sandwich, con il display incorporato, ma nulla vieta di usare altri sistemi di montaggio oppure della disposizione degli stampati, o addirittura di montare il tutto su di un unico circuito stampato.

Problemi non ve ne sono in nessun caso.

Si è preferito usare dei commutatori a tastiera al posto dei tradizionali commutatori rotativi, perché sono più facilmente inseribili su circuito stampato e consentono di non utilizzare troppi conduttori volanti. Con questo sistema infatti, servono ben pochi fili per interconnettere il tutto, anzi, utilizzando un circuito stampato unico, si avrebbero solo i conduttori di collegamento al display e il cavo di ali-

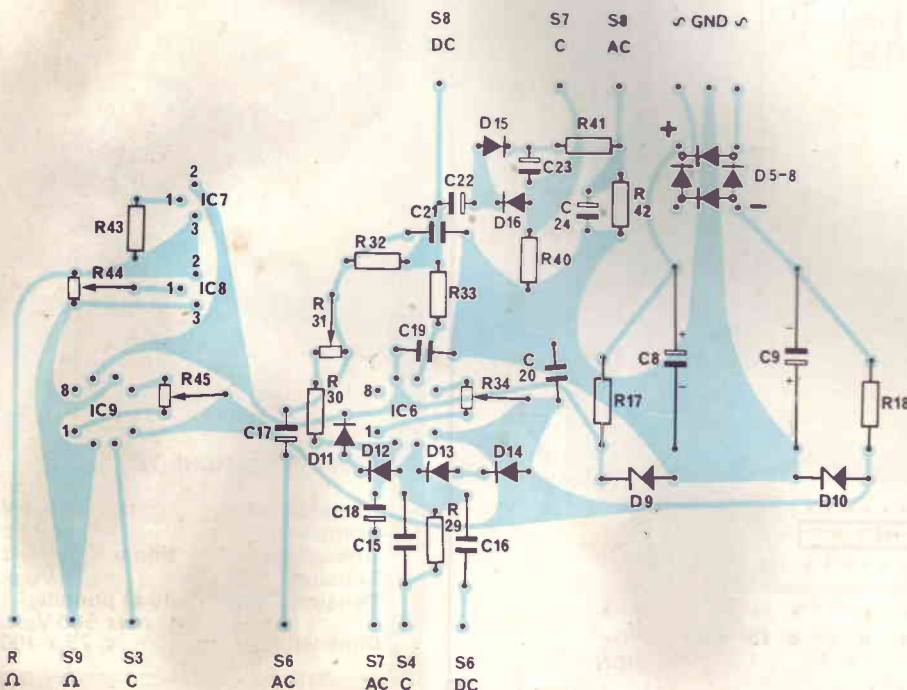


Fig. 10 - Disposizione dei componenti dei circuiti d'ingresso sul circuito stampato. Sono contrassegnati i piedini dei circuiti integrati usati, con i numeri 1-2-3-8.

ELENCO COMPONENTI

R1 = 820 Ω - 1/4 W - 5%	R44 = 10 k Ω - trimmer
R2 = 220 Ω - 1/2 W - 1%	R45 = 10 k Ω - trimmer
R3 = 50 Ω - trimmer multigiri	TR = trimmer 10 k Ω multigiri
R4 = 1000 Ω - 1/2 W - 1%	C1 = 2200 μ F - 16 V elettrolitic
R5 = 150 k Ω - 1/4 W - 5%	C2 = 10 μ F - 10 V elettrolitic
R6 = 50 k Ω - trimmer	C3 = 250 pF - poliestere
R7 = 22 M Ω - 1/2 W - 5%	C4 = 10 μ F - 10 V tantalio
R8 = 90 k Ω - 1/2 W - 1%	C5 = 0,47 μ F - 160 V poliestere
R9 = 10 k Ω - 1/2 W - 1%	C6 = 0,47 μ F - 160 V poliestere
R10 = Vedi testo	C7 = 0,22 μ F - 100 V poliestere
R11 = 51 k Ω - 1/2 W - 1%	C8 = 500 μ F - 25 V elettrolitic
R12 = 51 k Ω - 1/2 W - 1%	C9 = 500 μ F - 25 V elettrolitic
R13 = 200 Ω - 1/4 W - 5%	C10 = 1000 pF -1000 V poliestere
R14 = 7,5 k Ω - 1/4 W - 5%	C11 = 6÷60 pF - trimmer ceramico
R15 = 120 Ω - 1/4 W - 5%	C12 = 220 pF - 160 V poliestere
R16 = 330 Ω - 1/4 W - 5%	C13 = 220 pF - 160 V poliestere
R17 = 100 Ω - 1 W - 5%	C14 = 22000 pF - 160 V poliestere
R18 = 100 Ω - 1 W - 5%	C15 = 1000 pF -1000 V poliestere
R19 = 9 M Ω - 1/2 W - 1%	C16 = 0,33 μ F - 160 V poliestere
R20 = 900 k Ω - 1/2 W - 1%	C17 = 10 μ F - 35 V tantalio
R21 = 90 k Ω - 1/2 W - 1%	C18 = 10 μ F - 35 V tantalio
R22 = 9 k Ω - 1/2 W - 1%	C19 = 0,1 μ F - 160 V poliestere
R23 = 1 k Ω - 1/2 W - 1%	C20 = 0,1 μ F - 160 V poliestere
R24 = 1 k Ω - 1/2 W - 1%	C21 = 0,22 μ F - 160 V poliestere
R25 = 100 Ω - 1/2 W - 1%	C22 = 4,7 μ F - 35 V tantalio
R26 = 10 Ω - 1 W - 1%÷2%	C23 = 10 μ F - 35 V tantalio
R27 = 1 Ω - 3 W - 5%	C24 = 10 μ F - 35 V tantalio
R28 = 0,1 Ω - 5 W - 5%	D1-4 = Ponte radd. 1 A - 50 V
R29 = 470 k Ω - 1/4 W - 5%	D5-8 = Ponte radd. 1 A - 50 V
R30 = 2200 Ω - 1/4 W - 5%	D9 = Diodo zener - 12 V - 1 W
R31 = 1 k Ω - trimmer	D10 = Diodo zener - 12 V - 1 W
R32 = 51 k Ω - 1/4 W - 5%	D11-16 = Diodi 1N914 oppure 1N4148
R33 = 47 Ω - 1/4 W - 5%	DA = 1N914 - 1N4148
R34 = 10 k Ω - trimmer	DB = 1N914 - 1N4148
R35 = 250 Ω - 1/2 W - 1%	IC1 = ADD3501 (MM 74C935-1)
R36 = 2500 Ω - 1/2 W - 1%	IC2 = SN75492
R37 = 25 k Ω - 1/2 W - 1%	IC3 = RA 08-43÷100 Ω
R38 = 250 k Ω - 1/2 W - 1%	IC4 = LM336
R39 = 2,5 M Ω - 1/2 W - 1%	IC5 = 7805 oppure LM 340T-05
R40 = 5600 Ω - 1/2 W - 1%	IC6 = LF13741
R41 = 5600 Ω - 1/2 W - 1%	IC7 = LM334
R42 = 2700 Ω - 1/2 W - 1%	IC8 = LM336
R43 = 36 Ω - 1/2 W - 2%	IC9 = LF13741

N. 2 Commutatori a tastiera, 5 tasti interlacciati a 4 commutazioni display = Vedi testo.

4 Boccole isolate da pannello.

1 Trasformatore, primario 220 V; secondario 1 : 9 V; secondario 2 : 15 - 0 - 15 V, 0,2 A.

UK166



PRE-AMPLI
STEREO
EQUALIZZATO
R.I.A.A.
UK 166

Si tratta di un preamplificatore stereo dalle prestazioni eccezionali, nonostante la semplicità dello schema e la piccolezza delle dimensioni. Utilizza un amplificatore speciale doppio a circuito integrato e a basso rumore. È destinato a coloro che desiderano perfezionare i loro impianti di bassa frequenza. Il livello dei segnali di uscita è regolabile entro ampi limiti per adattare il preamplificatore a qualsiasi amplificatore. Anche il bilanciamento dei due segnali può essere effettuato mediante i trimmer semifissi usati per la regolazione del livello d'uscita.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione dalla rete: 115-220-250 Vc.a.
Tensione continua: 18,2 c.c. 50-60 Hz.
Impedenza d'ingresso: 47 k Ω
Guadagno a 1000 Hz: 38 dB
Impedenza di uscita: 10 k Ω
Separazione tra i canali: -66 dB
Livello d'uscita: regolabile
Dimensioni: 105 x 75 x 35

UK166 - in Kit L. 17.500

mentazione da rete. Tutti gli altri collegamenti sarebbero sul circuito stampato. Abbiamo usato la disposizione che si vede dalle fotografie per rendere il tutto il più compatto possibile. Ma si può usare una disposizione diversa, ad esempio con sviluppo orizzontale, anche se richiede un po' più di spazio ed un circuito stampato unico, perciò di dimensioni maggiori.

Un'ultima precisazione: come si può notare dagli schemi elettrici e dai disegni dei circuiti stampati, le entrate e le uscite di un dato circuito sono contrassegnate da lettere dell'alfabeto. Per interconnettere il tutto è necessario collegare fra loro le lettere uguali, ad esempio A con A, B con B, ecc.

TARATURA E COLLAUDO

Siamo giunti alla parte finale del nostro lavoro. Innanzitutto è necessario lasciar passare un po' di ore dopo l'ultima saldatura, prima di effettuare il controllo visivo per constatare che non vi siano errori di montaggio dei componenti.

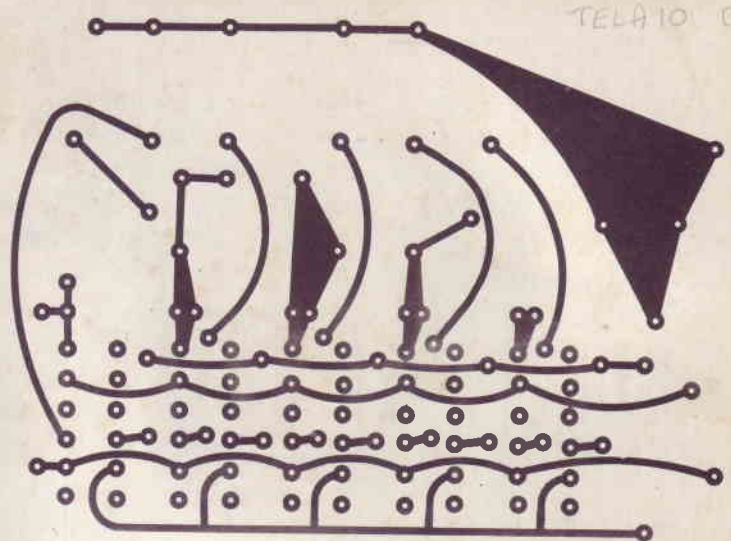
Tutti si può sbagliare, quindi aspettatevi di trovare errori. Se non ne trovate, aspettate ancora un po', quindi ricontrollate il tutto. Se proprio non ve ne sono, allora sospendete e andate a giocare una schedina del Totocalcio e a comperare un biglietto della prossima lotteria, perché è decisamente il vostro giorno fortunato. Fatto questo, ricontrollate ancora e quando sarete sicuri iniziate la taratura e il collaudo veri e propri. Scollegate le uscite dell'alimentazione ai punti A, B, C, D, E. Date tensione e controllate che tra «A» e «B» vi siano cinque V, con il positivo al punto «A». Poi dovrete trovare, tra «C» e «D» dodici V con il positivo al punto «C». Infine tra «D» e «E» dodici V con il negativo al punto «E».

Se trovate le tensioni indicate, va tutto bene e potete proseguire. In caso contrario, controllate che non vi siano errori oppure che qualche componente sia fuori uso.

AmMESSO che tutto sia regolare proseguite collegando i punti «A» e «B» dell'alimentatore ai punti «A» e «B» del voltmetro digitale.

A questo punto come date tensione, dovrete vedere accesi i display.

Ora dovrete regolare R3 per ottenere 2 V al piedino 18 di IC1 (ADD



x 0.1	x 1	x 10	x 100	x 1K	V/I
x 100	x 1K	x 10K	x 100K	x 1M	Ω

Fig. 11 - Disegno del circuito stampato del commutatore di portata.

3501). Con questa operazione si ottiene la giusta tensione di riferimento per il funzionamento dell'integrato in questione.

Nello schema elettrico di fig. 1, si notano i diodi «Da» a «Db» oltre al trimmer «Tr». Si utilizzano solo nel caso che si voglia ottenere un funzionamento compensato in temperatura. Non lo abbiamo utilizzato in quanto, per usi dilettantistici,

sarebbe una raffinatezza non giustificata. Inoltre un montaggio del genere richiederebbe delle particolarità costruttive e circuitali non alla portata di tutti e con dei risultati di poco superiori a quelli ottenibili non impiegando detta modifica.

Regolata al giusto valore la tensione di riferimento, metteremo in corto circuito R11 e R12 nei punti

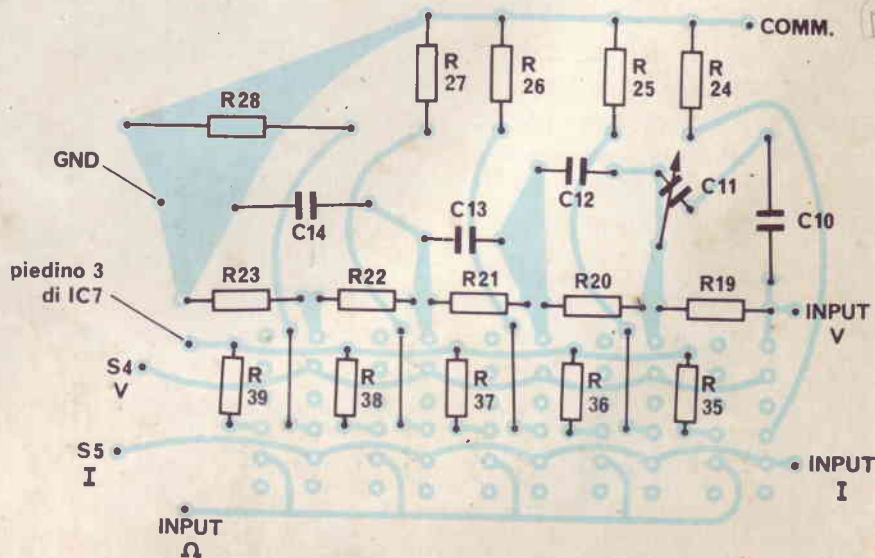
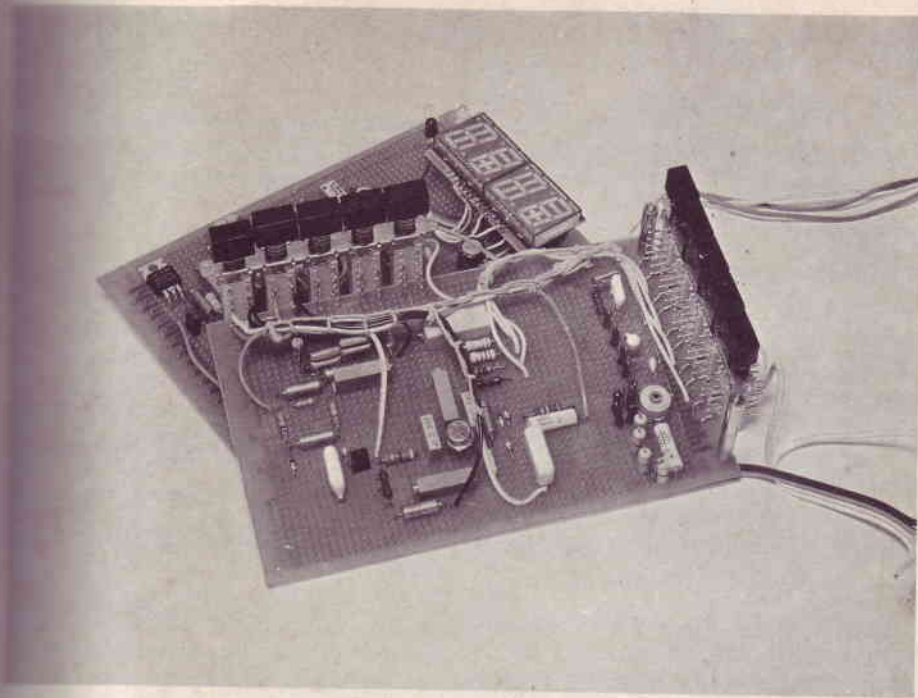


Fig. 12 - Disposizione dei componenti del commutatore di portata sul circuito stampato.



Assemblaggio della basetta inferiore del multimetro digitale. Si noti la particolare disposizione delle due tastiere.

indicati con V + e con V—.

Ora il display dovrebbe indicare $\pm \square \square \square$. Se ciò non fosse agiremo su R6, regolando fino ad ottenere la giusta indicazione.

Se non fosse possibile, si dovrà aumentare di valore R5 oppure spostare R5 nel punto indicato dallo schema con una X. Per far questo si dovrà interrompere con una lametta la pista di rame del circuito stampato, quindi saldare la resistenza ai due capi dell'interruzione. Con questa operazione si è ottenuto l'annullamento dell'offset di IC1.

Sempre dallo schema elettrico di fig. 1 si nota la traccia tratteggiata nei punti «M» e «N». Questa

corrisponde al circuito stampato ed R10 ha un valore di 100 k Ω . Questa configurazione è quella utilizzata per il multimetro. Se invece si vuole utilizzare il voltmetro come strumento a parte e farlo diventare un millivoltmetro, occorre che i punti «M» e «N» non siano collegati fra loro; R10 deve avere il valore di 90 k Ω e vanno inserite in circuito le resistenze R8 e R9. In questa maniera abbiamo ottenuto un millivoltmetro in corrente continua da 199,9 mV fondo scala e con una impedenza d'ingresso di 1000 M Ω .

Ora considerando il voltmetro digitale con fondo scala di 1,999 V, per collaudarlo è sufficiente disporre di un alimentatore oppure di una

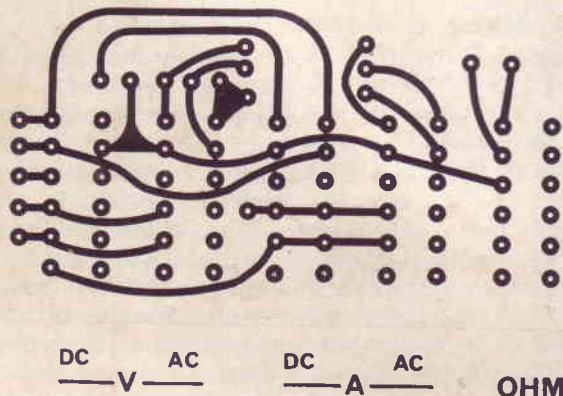


Fig. 13 - Disegno del circuito stampato del commutatore di funzione.

UK355C

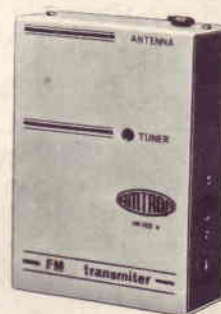


TRASMETTITORE
FM
60 ÷ 140 MHz

UK 355/C

L'UK 355/C è un piccolo trasmettitore FM, molto economico, che può essere costruito in brevissimo tempo dato l'esiguo numero di componenti che fanno parte del suo circuito. Esso è adatto a coprire la gamma compresa fra 60 e 140 MHz, senza effettuare alcun cambio di bobine.

La sua potenza di uscita, variando la tensione di alimentazione, è regolabile fra 100 mW p.p. e 600 mW p.p. circa.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di frequenza: 60 ÷ 140 MHz

Tensione di alimentazione:

9 ÷ 35 V c.c.

Potenza di uscita a 9 V: ~ 100 mW

Potenza di uscita a 35 V: ~ 600 mW

Corrente assorbita: 18 ÷ 55 mA

Impedenza d'ingresso: 47 k Ω

Dimensioni: 153x77x55

UK355/C - in Kit L. 16.000

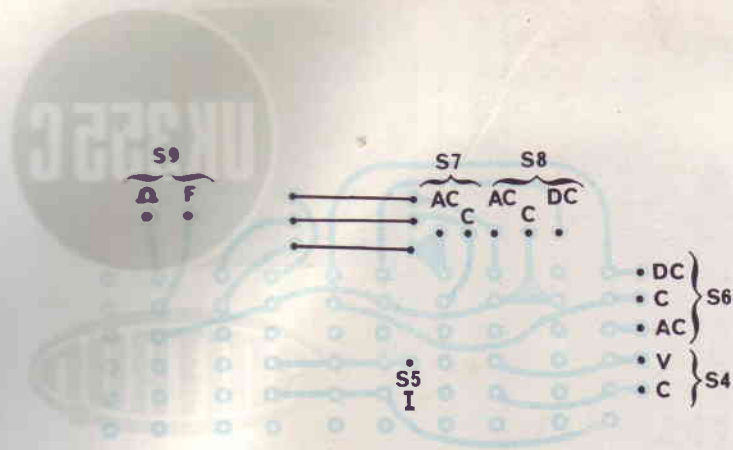


Fig. 14 - Disposizione delle uscite e dei collegamenti del commutatore di funzione.

batteria da 1,5 V.

Controlliamo con un tester la tensione della batteria, per avere un paragone, oppure regoliamo l'alimentatore per una uscita di 1,5 V.

Applichiamo questa tensione ai punti V + e V -. Il display deve indicare detta tensione. Leggere differenze non devono preoccupare, in quanto l'indicazione del voltmetro digitale è sempre più precisa del tester usato come paragone. Se ad esempio il tester indica 1,5 V e il voltmetro digitale dice che sono 1,563 oppure 1,487 V, state pur certi che il voltmetro digitale dice il giusto. Sempre che la tensione di riferimento sia giusta.

A questo punto sono terminate le operazioni di taratura e collaudo della parte voltmetro digitale dello strumento.

Ci si deve occupare, ora, della taratura e del collaudo dei circuiti d'ingresso. Come già fatto in precedenza, diamo tensione collegando questa volta i punti «C» «D» «E». Premiamo il tasto Vcc e il tasto V x 0,1. Cortocircuitiamo i puntali Input V ≈ e Comm. Ora dobbiamo regolare il trimmer R34 in modo che sul display appaia □ □ □.

Se fosse difficile si consiglia di sostituire R34 con un altro o di valore inferiore ad esempio da 4,7 kΩ, oppure con uno di valore superiore come 47 kΩ o addirittura 100 kΩ. Se anche così facendo non è possibile azzerare il display, è necessario sostituire IC5 in quanto non buono per il nostro uso.

Fatto anche questo ed ottenuto l'azzeramento del display si controllerà che misuri effettivamente una tensione continua.

Con la sorgente di tensione utilizzata in precedenza, e applicandola all'ingresso con il tasto V x 1 premuto, il display dovrebbe visualizzare la tensione vista prima oltre il segno più oppure meno a seconda che al puntale «Input V ≈» sia stata applicata la polarità positiva oppure negativa della sorgente di tensione.

Con il tasto «V x 0,1» premuto, il display dovrebbe visualizzare + OFL oppure - OFL. Fatto questo avremo tarato e collaudato l'amplificatore in continua. Se le resistenze del partitore in ingresso saranno del valore indicato, saranno automaticamente tarate tutte le portate. Ora se premiamo il tasto «Vca» e agli ingressi viene applicata la tensione del secondario di un trasformatore, ad esempio 6 V alternati con premuto il tasto V x 10, per visualizzare sul display i 6 V agiremo sul trimmer R31 che serve a mettere in passo le scale in alternata.

Il trimmer capacitivo C11 va regolato, utilizzando un generatore di frequenze sinusoidali con uscita calibrata in tensione. Si tarerà C11 con frequenza di 5 kHz, 10 kHz, 100 kHz. Cioè si dovrà trovare il limite in frequenza a cui il multimetro dà la giusta indicazione della tensione da misurare.

A questo punto resta da collaudare che anche le misure in corrente, sia continua che alternata, siano effettuabili. Per fare ciò è necessario munirsi di un alimentatore in continua e del solito trasformatore oltre che di una resistenza a filo di valore opportuno. Utilizzando la legge di ohm che ci dice

$$R = \frac{V}{I}$$

V è la tensione dell'alimentatore e V è la tensione dell'alimentatore e I la corrente che vogliamo misurare, avremo:

Posto	V =	6 V;
	I =	1 A;
	R =	6 Ω;
oppure	V =	10 V;
	I =	0,1 A;
	R =	100 Ω;
ancora	V =	5 V;
	I =	0,01 A;
	R =	500 Ω;

e così via.

Trovata la resistenza che ci occorre prendiamo il nostro generatore di tensione, alimentatore o trasformatore, ad un capo delle due uscite in tensione applichiamo la resistenza da un terminale e infine, tra l'altro terminale della resistenza e il capo rimasto libero del generatore di tensione, colleghiamo i puntali del nostro multimetro, «Input I ≈» e «Comm», e premiamo il tasto di funzione Icc oppure Ica a seconda che la sorgente utilizzata sia in continua oppure in alternata. Il display indicherà la corrente che abbiamo determinato con la formuletta indicata più sopra.

E' chiaro che se la formula ci dava ad esempio 100 mA ed il display indica 103,5 questo è dovuto alla tolleranza della resistenza a filo impiegata come carico. Ricordiamoci che in generale il multimetro digitale è sempre più preciso di altri strumenti simili, ma di tipo analogico.

Finalmente il tasto di funzione contrassegnato con «Ohm» e il tasto di portata «Ohm x 100 K». Cortocircuitiamo i puntali «Input Ω» e «Comm» e regoliamo R 45 come fatto per R34 oltre ad R44. Il display deve visualizzare □ □ □.

Ora apriamo i puntali e applichiamo una resistenza di valore noto e il più preciso possibile e regoliamo nuovamente R44 per ottenere sul display la lettura del valore della resistenza.

Ora abbiamo veramente finito e se tutto è stato fatto a regola d'arte avremo uno strumento versatile e preciso che ci sarà tanto utile che finiremo col non poterne più fare a meno e ci dimenticheremo dei vari tester e voltmetri elettronici che eravamo abituati ad usare prima.

TERMOMETRO CLINICO DIGITALE

di F. PIPITONE

Nella routine ospedaliera e ambulatoriale il fattore tempo ha molta importanza tanto nella formulazione della diagnosi quanto nella razionalizzazione delle assistenze giornaliere.

La misura della temperatura corporea è una operazione fra le più comuni e frequenti. Gli strumenti di misura elettronici adatti a questo scopo, anche se vengono utilizzati volentieri dal personale medico, non hanno ancora una diffusione capillare a livello ospedaliero e ambulatoriale; e ciò a causa sia dei costi relativamente alti sia dei tempi non brevissimi necessari alle singole misure. Il termometro elettronico digitale, oggetto del presente articolo, unisce il pregio della semplicità dello schema, da cui deriva un basso costo di realizzazione, a quelli dell'alta precisione (errore massimo circa 0,1 °C) e della rapidità di lettura (15-20 sec.), il tipo di sonda utilizzato è un NTC che costa poco, in contenitore di vetro, con resistenza nominale a 25 °C, e di 220 kΩ.

IL CIRCUITO D'INGRESSO

Lo schema elettrico, illustrato in figura 1, costituito dal circuito d'ingresso e dal contatore visualizzato; per il circuito d'ingresso si utilizza un integrato del tipo NE 556, e nel nostro caso entrambe le sezioni del NE 556 vengono fatte funzionare nel modo astabile, cioè come oscillatore ad onda rettangolare.

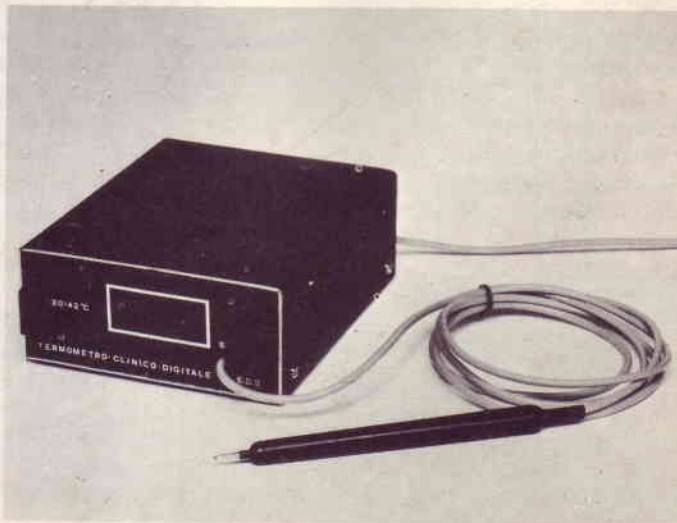
La frequenza di oscillazione della prima sezione viene resa dipendente dalla temperatura da misurare inserendo la NTC nella rete RC di temporizzazione. La realizzazione che fornisce la frequenza diventa la seguente:

$$f(T) = \frac{1,44}{(RA + 2R - NTC) C2}$$

Per ottenere un andamento quanto più possibile lineare, nell'intervallo di tempo di interesse clinico (35-42 °C), RA deve assumere il valore di 158,3 kΩ, nella pratica ciò si ottiene mediante la serie di un resistore fisso (R6 da 100 kΩ e di un trimmer multi-giri R2 da 100 kΩ), opportunamente regolato. Il valore di C2 dipende dalla durata prevista dai campionamenti di lettura; funzione, questa, espletata dalla seconda sezione del NE556. Prevedendo campionamenti della durata di un secondo e accettando un errore di conteggio di 0,01 °C, occorre che il valore di C2 sia tale che la frequenza f (T) sia 100 volte il valore della temperatura espressa in gradi centigradi.

Il valore opportuno di C2 è di circa 940 pF. In pratica si utilizza un condensatore da 1000 pF nominale e si correggono nel fattore opportuno le caratteristiche temporali dell'oscillatore mediante la regolazione del trimmer R1, che permette di variare la polarizzazione del terminale (control voltage) di questa sezione del NE556.

L'altra sezione del NE556 funziona come oscillatore



Termometro clinico digitale a realizzazione ultimata.

di campionamento (vds. tab. n. 1 forma d'onda A). La sua frequenza è fissa, e l'onda rettangolare ha la parte positiva della durata di un secondo e quella negativa della durata di 0,5 secondi. L'uscita di questa sezione è applicata al reset dell'altra, (forma d'onda C), cosicché all'uscita di quest'ultima è presente il segnale utile solo durante la semionda positiva di campionamento.

CONTATORE VISUALIZZATO

Si tratta di un classico contatore a tre cifre, costituito da 4-7490 (la prima, alla quale è applicata l'uscita del piedino n. 9 del NE556 ha la funzione di prescaler, ed è necessaria per limitare l'errore di conteggio a 0,01 °C, e le tre decodifiche con memoria tipo 9368, e tre display del tipo FND357.

Il segnale per il comando delle memorie è lo stesso segnale di campionamento (vds. tab. n. 1 forma d'onda B); l'impulso per il reset dei contatori è prelevato dal medesimo segnale tramite il condensatore C5.

ALIMENTAZIONE

Il dispositivo può essere alimentato sia a batteria che tramite la rete (quest'ultima possibilità è da preferirsi a causa del consumo non bassissimo).

La tensione continua richiesta è di 5 V, l'assorbimento medio è circa di 500 mA.

TARATURA

La prima operazione consiste nella regolazione del trimmer R2 in modo da ottenere per $RA = R6 + R2$ il valore di 158,3 kΩ. La seconda operazione consiste nella regolazione del trimmer R3, per ottenere il segnale di campionamento (temperatura + = un secondo, temperatura - = 0,5 secondi). La terza opera-

PARAMETRO	VALORE	UNITA'
Tensione di alimentazione	5-15	Vcc
Corrente di alimentazione	2-14	mA
Tensione di soglia	2/3	V
Corrente di soglia	30	nA
Tensione di trigger	1/3	Vcc
Corrente di trigger	500	nA
Tensione di reset	0,4	V
Corrente di reset	0,1 mA	mA
Corrente max d'uscita	200	mA
Errore astabile	2,25	%
Accuratezza iniziale		
Deriva termica	150	ppm/°C
Deriva di tensione	0,3	% 1 V
Differenze tra due sezioni di uno stesso chip	0,1-0,2	%

zione che è la vera e propria messa a punto del termometro, consiste nella regolazione del trimmer R1; tale regolazione va effettuata tenendo la NTC alla temperatura di 38,5 °C (a metà dell'intervallo di interesse clinico), oppure sostituendola temporaneamente con una resistenza fissa di uguale valore a quello che assume la NTC a 38,5 °C e cioè 119,4 kΩ.

ANALISI DELLA PRECISIONE

Dall'esame della tabella n. 2 riguardante le caratteristiche dell'integrato NE556 risulta che nel funzionamento come astabile la massima variazione possibile, a lungo termine (accuratezza iniziale della frequenza di oscillazione è del 2,25%).

Le variazioni dipendenti dalla temperatura e dalla tensione di alimentazione, sono trascurabili sia per motivi intrinseci, sia perché i circuiti lavorano a potenza zero e con tensione di alimentazione stabilizzata.

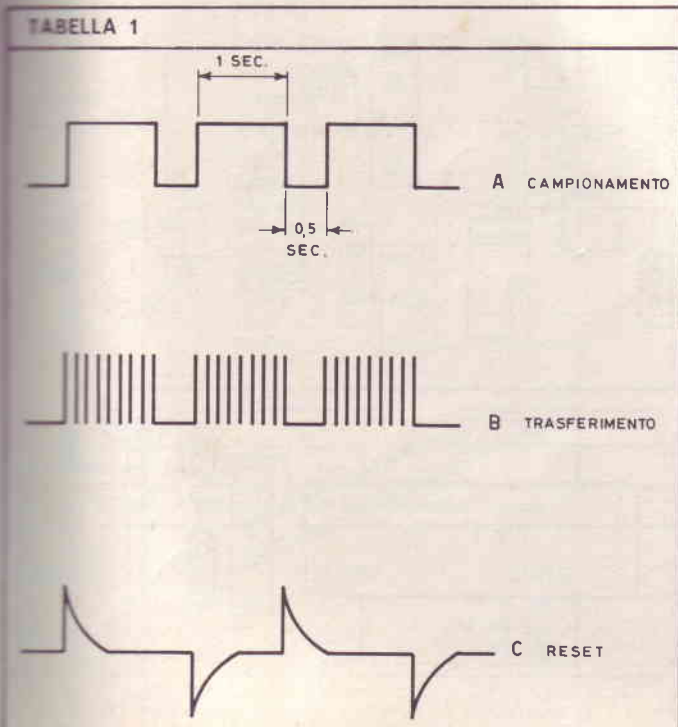
I due multivibratori contenuti nell'NE556 appartengono allo stesso CHIP e quindi sono interessati da analoghe eventuali variazioni della frequenza di oscillazioni.

Ciò è vero come risulta dalla tabella n. 2 entro lo 0,2% dei valori iniziali.

Le considerazioni che seguono hanno come oggetto la valutazione dell'effetto che sulla lettura di una temperatura; l'errore introdotto dall'NE556.

Supponiamo che si verifichi, per quanto riguarda la frequenza dipendente dalla temperatura da misurare la variazione massima possibile del 2,25% per esempio in senso positivo.

f-campionamento (Hz)	0	+2,05%	+2,25%	+2,45%
	0,699	0,7133	0,7147	0,7166
T-campionamento (Sec)	1,4306	1,4019	1,3992	1,3965
t-campionamento"	1,00	0,980	0,978	0,976
lettura a 35 °C	35,00	35,072	35,002	34,929
lettura a 38,5 °C	38,50	38,579	38,502	38,421
lettura a 42 °C	42,00	42,086	42,002	41,914



La frequenza di campionamento subirebbe una variazione compresa tra il 2,05% e il 2,45% del valore iniziale. Gli effetti di una simile eventualità a 35 °C e a 42 °C sono illustrati nella tabella n. 3 e n. 4 dall'esame nella tabella n. 4 risulta che l'errore dovuto all'NE556 è in ogni caso inferiore a 0,1 °C.

CONSIDERAZIONI MECCANICHE

L'apparecchio è stato realizzato su 4 circuiti stampati come si vede dalla figura 2, i circuiti stampati trovano posto in una scatola di alluminio di dimensioni (95 x 11,5 x 40 mm.) composta da due parti:

- una con il fondo e il retro e l'altra con la parte superiore e le fiancate.
- il frontale è leggermente arretrato ed è di plexiglass rosso (3 x 95 x 40 mm) mentre la sonda trova posto in un puntale di strumento ed è infilata al posto del contatto metallico da cui esce un pezzo di cavo bipolare.

L'alimentatore è montato su un circuito stampato a parte, sulla quale però non è montato l'IC8 (7805) ancorato invece su di un dissipatore di alluminio montato come retro per mantenere i due circuiti stampati rispettivamente il contatore e il circuito d'ingresso. Sul circuito dove vengono montati i display è mon-

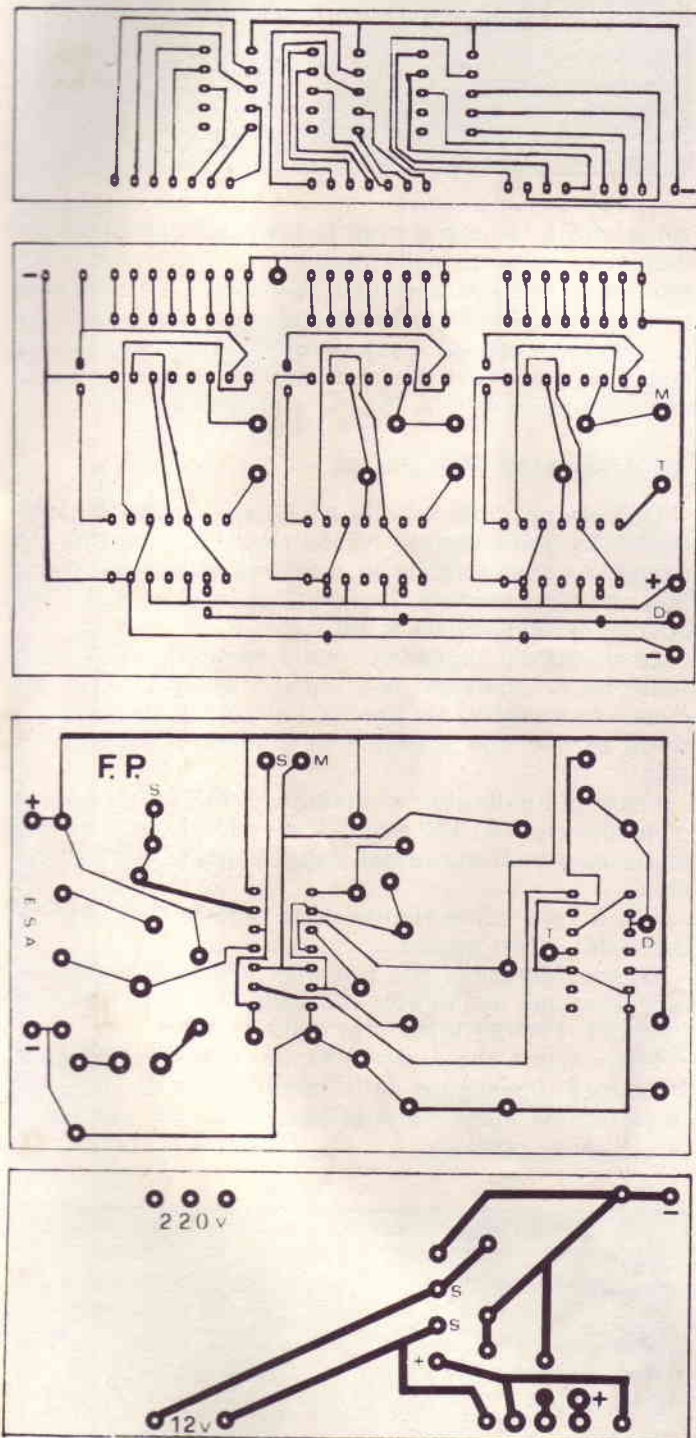


Fig. 2 - Circuiti stampati in scala 1 : 1 necessari per la realizzazione del termometro.

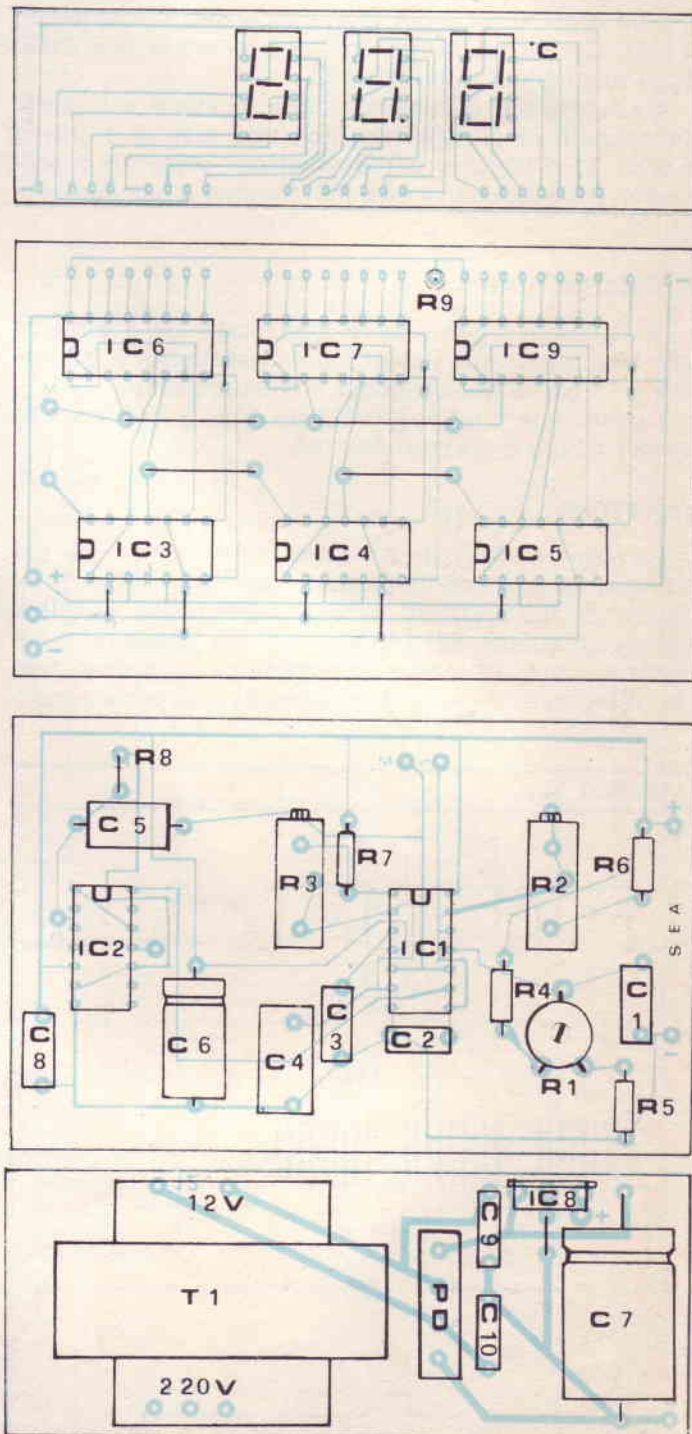
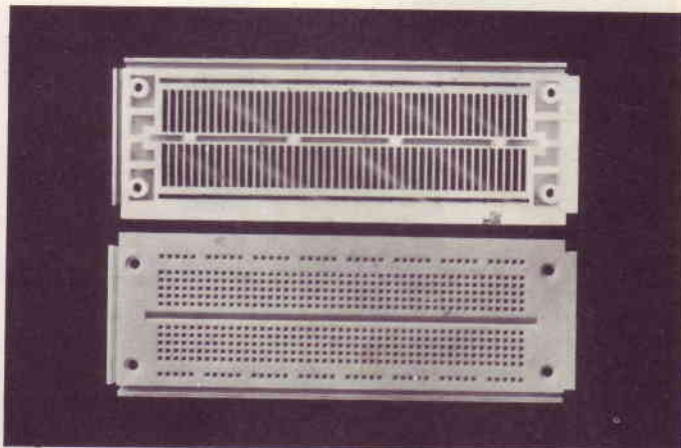


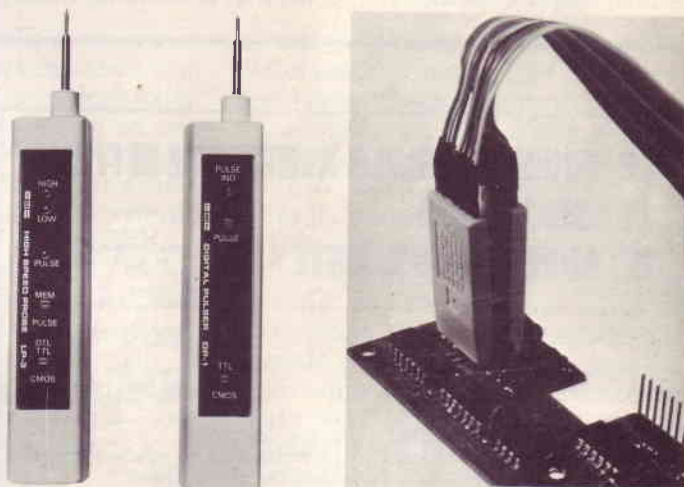
Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulle basette stampate di fig. 2.

IL TEMPO È DENARO

... e noi vi facciamo risparmiare sia l'uno che l'altro



CSC Sistemi di cablaggio rapido senza saldature, con o senza alimentazione incorporata. Componibili ed espandibili a piacere, con prezzi assolutamente competitivi.



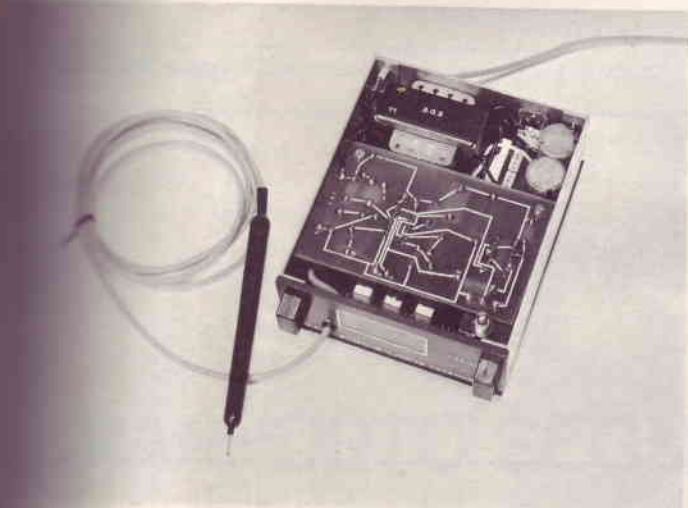
CSC Test clips fino a 40 piedini, sonde e impulsatori logici, visualizzatori di stati logici a 16 piedini, compatibili con qualsiasi famiglia di integrati e tensione di alimentazione.

NON CONTINUETE A PERDERE TEMPO. TELEFONATECI, SUBITO, E RISPARMIERETE.



Farnell Italia s.r.l.

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



Interna del termometro clinico digitale.

ELENCO COMPONENTI

R1	=	Trimmer lineare 10	k Ω
R2	=	Trimmer 20 giri 100	k Ω
R3	=	Trimmer 20 giri 1	M Ω
R4	=	470	k Ω
R5	=	27	k Ω
R6	=	100	k Ω
R7	=	820	k Ω
R8	=	47	Ω
R9	=	150	Ω
NTC	=	220	k Ω
C1	=	0,1	μ F
C2	=	1	nF
C3	=	0,1	μ F
C4	=	1	μ F
C5	=	1,5	nF
C6	=	330	μ F (elett.)
C7	=	1000	μ F (elett.)
C8	=	0,1	μ F
C9	=	0,1	μ F
C10	=	0,1	μ F
DL1-DL3	=	FND357	
T1	=	Trasf. Prim. 220 V. Sec. 12 V.	
PD	=	B40 C1500	
P	=	Pulsante	
I	=	Interruttore a slitta	
IC1	=	NE556	
IC2	=	SN7490	
IC3	=	SN7490	
IC4	=	SN7490	
IC5	=	SN7490	
IC6	=	F9368	
IC7	=	F9368	
IC8	=	7805	
IC9	=	F9368	

TABELLA 4

Errori massimi parziali e errore massimo totale

ERRORE	VALORE	UNITA'
NE 556	0,1	$^{\circ}$ C
SONDA	0,02	$^{\circ}$ C
CONTEGGIO	0,01	$^{\circ}$ C
TOTALE MAX	0,13	$^{\circ}$ C

TERMOMETRO CLINICO DIGITALE

TABELLA 5 - Valori della resistenza ntc nell'intervallo di interesse clinico.

T (°C)	R (Ω)
35	139217
36	133207
37	127492
38	122057
38,5	119472
39	116887
40	111966
41	107282
42	102822

TABELLA 6 - Frequenze di oscillazione ottenute alle varie temperature.

T (°C)	f (Hz)
35	3501,3
36	3600,3
37	3699,9
38	3799,9
38,5	3850,0
39	3900,1
40	4000,5
41	4101,0
42	4201,6

tato anche il pulsante dello start che esce sopra tramite un foro da 5 mm. sul coperchio superiore, mentre l'interruttore ON-OFF è stato montato sul pannello posteriore da dove fuoriesce anche il cordone di alimentazione.

Un'ultima raccomandazione è quella di utilizzare per il circuito d'ingresso delle resistenze a strato metallico ed ad alta stabilità termica, mentre per i condensatori che devono essere di buona qualità e possibilmente con dielettrico in polistirolo e non (in poliestere) oppure se questa soluzione vi sembra troppo

ingombrante o difficile da reperire si possono utilizzare anche quelli al policarbonato.

NOTE

Del circuito descritto è consentita la realizzazione in forma dilettantistica. In nessun caso è consentito un uso a carattere, anche parzialmente, industriale o commerciale da parte di terzi. Chi desiderasse ulteriori informazioni può richiederle alla S.E.A. s.r.l., Piazza Pio XI, 33 ROMA.

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

LAUREA
DELL'UNIVERSITA'
DI LONDRA
Matematica - Scienze
Economia - Lingua, ecc.
RICONOSCIMENTO
LEGALE IN ITALIA
in base alla legge
n. 1940 Gazz. Uff. n. 49
del 20-2-1963

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

INGEGNERE regolarmente iscritto nell'Ordine Britannico.

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

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

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



Per informazioni e consigli senza impegno scrivetececi oggi stesso.

BRITISH INST. OF ENGINEERING TECHN.

Italian Division - 10125 Torino - Via Giuria 4/S

Sede Centrale Londra - Delegazioni in tutto il mondo.

AMPLIFICATORI D'ANTENNA
LO
POCKET MIXER SYSTEM

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

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

IL RAPPORTO SEGNALE/RUMORE

di S. FIORINI

Quando si cerca di valutare le prestazioni di un dispositivo elettronico in funzione del rapporto tra segnale e rumore, si può verificare come i metodi utilizzati per rilevare questo parametro da un fabbricante possono non coincidere con quelli usati da altri: si tratta dunque di un valore che non può essere considerato universale, e che può quindi dare adito a conclusioni di varia natura, soprattutto nei confronti dell'audiofilo che non sia adeguatamente informato al riguardo. L'articolo che segue chiarisce questi concetti fondamentali.

Il rapporto tra segnale e rumore dichiarato nei confronti di una piastra di registrazione dovrebbe dare un'idea abbastanza esatta della misura in cui il segnale utile risulta più forte rispetto al rumore intrinseco prodotto dallo stesso nastro e dai circuiti elettronici di amplificazione. Sotto questo aspetto, le grandezze variabili che possono comportare una differenza nel risultato finale sono:

- Le caratteristiche del nastro.
- Il volume di riproduzione.
- La distorsione considerata ammissibile.
- Il tipo di rumore col quale il segnale considerato utile viene confrontato.

Tanto per cominciare, è bene chiarire che non tutti i fabbricanti di apparecchiature elettroniche di bassa frequenza provvedono alla taratura del livello di registrazione, e degli strumenti adatti alla sua misura, procedendo nel medesimo modo che l'indicazione «0 dB» corrisponda ad un livello di distorsione (durante la registrazione) pari all'1%, mentre, per un altro fabbricante, può darsi che il valore di 0 dB corrisponda invece ad una distorsione del 3%.

Se uno strumento indicatore del livello di registrazione viene calibrato con questo secondo sistema,

il rapporto tra segnale e rumore riferito a quella apparecchiatura può presentare un miglioramento compreso tra 6 e 9 dB rispetto ad una altra analoga apparecchiatura per la quale il livello di registrazione corrisponde a «0 dB» sia riferito ad una distorsione dell'1%.

Il grafico di figura 1 mette in evidenza per quale motivo ciò accade: chi segue la registrazione predispone naturalmente i controlli di livello in modo tale che la massima indicazione fornita allo strumento corrisponda appunto a «0 dB».

Chi d'altra parte è in possesso di un registratore il cui strumento per la misura del livello di regi-

strazione sia tarato rispetto ad una distorsione armonica del 3%, esegue normalmente registrazioni con un segnale di livello più elevato di quello effettivamente necessario, e — se il rumore residuo prodotto da entrambi i tipi di registratori (facendo uso del medesimo tipo di nastro) è uguale — il registratore «A» calibrato per il 3% di distorsione denota un rapporto tra segnale e rumore di 60 dB, mentre il secondo registratore, contrassegnato con la lettera «B» (il cui strumento è calibrato in modo più prudente), funziona con un rapporto tra segnale e rumore pari soltanto a 54 dB.

Ma siamo solo all'inizio: come

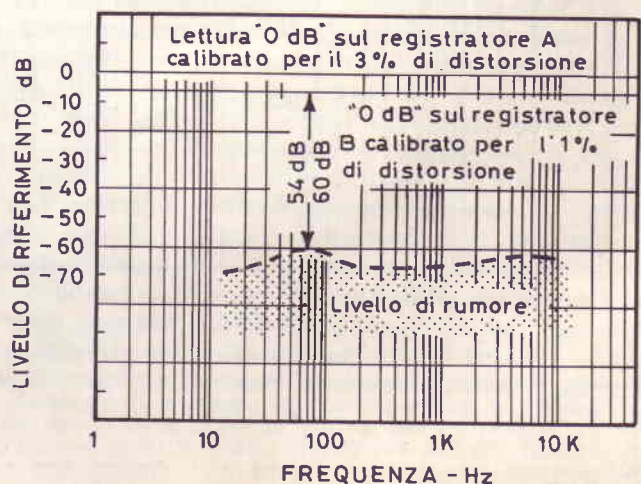


Fig. 1 - Rapporto tra segnale e rumore relativo ad una piastra di registrazione dipende prevalentemente dal valore usato come riferimento a dB.

è infatti possibile rilevare osservando il grafico di figura 1, il rumore (ronzio) alle frequenze più basse (nella regione cioè dei 50 Hz, che corrispondono alla frequenza della tensione alternata di rete) è maggiore (in termini assoluti) del rumore a frequenza elevata, ossia del cosiddetto «soffio».

In tali condizioni, un semplice voltmetro elettronico per tensioni alternate, applicato in modo da misurare l'uscita del segnale fornito dalla testina di lettura, in assenza di alcun segnale audio registrato sul nastro, tenderebbe a rilevare l'ampiezza maggiore del ronzio rispetto al «soffio», vale a dire rispetto alla quantità di rumore a frequenza più alta.

Il secondo grafico, riprodotto alla figura 2, dimostra che due registratori che funzionano con caratteristiche di rumore a frequenza elevata piuttosto diverse tra loro (ma col medesimo livello) possano far sì che lo strumento fornisca la medesima indicazione del «livello residuo di rumore» per entrambe le apparecchiature, pari a 58 dB.

Sfortunatamente, l'orecchio umano presenta una sensibilità maggiore alle frequenze medie ed elevate, che non alle frequenze basse, per cui sull'ascolto il registratore «B» produce una intensità di rumore maggiore di quella del registratore «A».

Questo è il motivo principale per il quale numerosi fabbricanti impiegano una curva di «pesatura» agli effetti della determinazione

del rapporto tra segnale e rumore.

Tali curve tendono a compensare il modo col quale l'orecchio umano percepisce i suoni a frequenza molto bassa, ad un esempio molto significativo viene fornito a tale riguardo dal grafico di figura 3.

Un filtro che presentasse la curva di responso illustrata potrebbe essere aggiunto in serie all'uscita del dispositivo di lettura o di registrazione del nastro sotto prova, e l'uscita del filtro stesso dovrebbe essere collegata ad un voltmetro elettronico AC.

Grazie all'effetto del filtro risulterebbe possibile notare che il registratore «A» presenta un rapporto tra segnale e rumore (S/N) di 64 dB, mentre il registratore «B» produce un livello di rumore pari soltanto a 60 dB al di sotto del livello di registrazione di 0 dB (vedi figura 4).

Ovviamente l'ideale sarebbe che tutti i fabbricanti di registratori a nastro adottassero la medesima curva di pesatura, come pure il medesimo livello standard di distorsione al quale dovrebbero essere riferiti tutti i valori del rapporto tra segnale e rumore. Tuttavia, anche se questo grado di standardizzazione venisse raggiunto con un accordo tra le diverse fabbriche, esisterebbero ancora delle varianti addizionali che potrebbero non essere suscettibili di standardizzazione, tra le quali la più importante è naturalmente il tipo di nastro usato.

Infatti, un fabbricante può tarare

i propri strumenti ad un livello di riferimento di 0 dB usando un determinato tipo di nastro. Il medesimo nastro potrebbe invece essere sottoposto ad una registrazione con ampiezza maggiore, ad esempio ad un livello di +3 dB, prima che si raggiunga una distorsione pari al 3%.

Un nastro di migliore qualità potrebbe raggiungere lo stesso livello di distorsione dell'1% a 0 dB dello strumento che misura l'ampiezza del segnale di uscita, ma potrebbe non raggiungere la distorsione del 3%, finché non si tentasse di effettuare la registrazione con un livello del segnale di +6 dB. Oppure potrebbe anche accadere che il livello di distorsione dell'1% per entrambi i nastri non corrispondesse al punto di taratura riferito a «0 dB» negli strumenti.

Le variazioni e le possibilità sono praticamente infinite, particolarmente se si considera l'assortimento dei tipi di nastri attualmente disponibili in commercio.

Teoricamente — quindi — un fabbricante dovrebbe dichiarare i valori pesati e non pesati del rapporto tra segnale e rumore rispetto ad un determinato tipo di nastro e ad un determinato livello di distorsione. Dal canto loro, gli utenti delle apparecchiature dovrebbero a loro volta usare il medesimo tipo di nastro (o almeno un nastro che abbia le stesse caratteristiche), oppure dovrebbero essere esattamente al corrente delle prestazioni potenziali del tipo di nastro che inten-

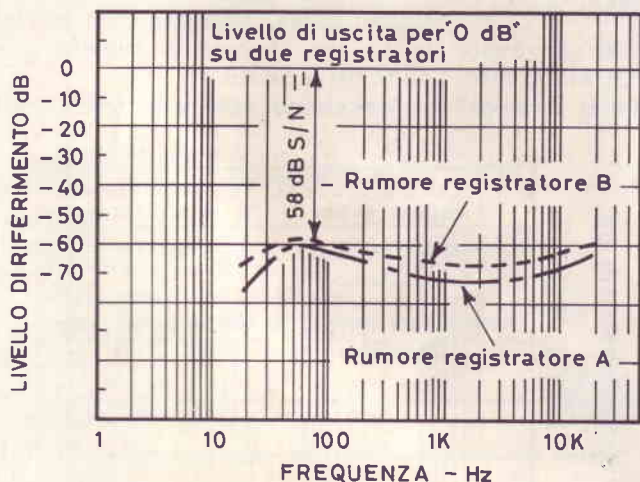


Fig. 2 - Un semplice voltmetro elettronico per corrente alternata, collegato all'uscita del registratore, misura il valore più elevato di rumore presente in uscita: di conseguenza, sebbene il registratore «A» presenti un valore inferiore del «soffio», lo strumento denota il medesimo livello di 58 dB per entrambe le unità.

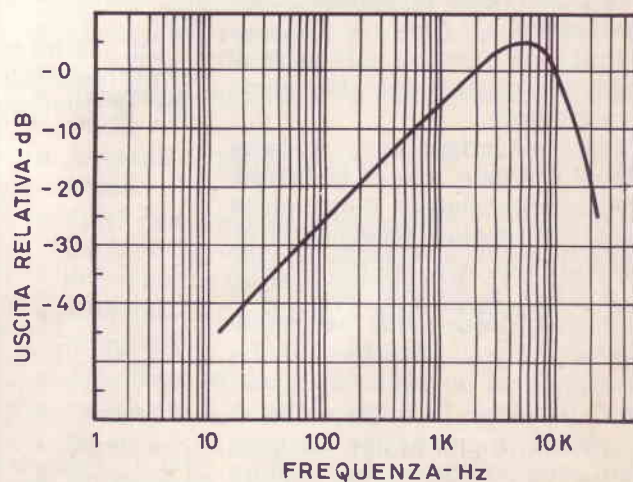


Fig. 3 - Responso tipico del filtro di pesatura («weighting») adottato per rilevare l'entità di rumore nelle piastre di registrazione.

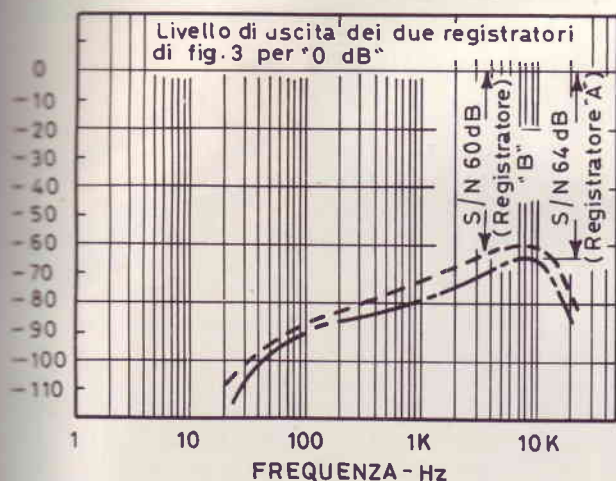


Fig. 4 - Il livello più basso del «soffio» riscontrato nel registratore «A» determina indicazioni maggiori del rapporto tra segnale e rumore, quando si usa la curva di compensazione di figura 3.

sono usare, confrontandole con quelle del nastro usato dal fabbricante, per effettuare la taratura del proprio apparecchio.

Ed ora un'ultima considerazione sul rapporto tra segnale e rumore riferito al nastro magnetico: dal momento che per la maggior parte delle prove e le misure vengono eseguite impiegando un segnale di prova di frequenza pari a 400 Hz oppure a 1 kHz, possono essere riscontrate variazioni del valore effettivo del rapporto, a seconda del tipo di musica effettivamente registrato.

Gli strumenti a loro volta possono o meno essere equalizzati (e se lo sono non si comportano in modo uniforme rispetto a tutte le frequenze), e ciò può dare adito a notevoli variazioni delle indicazioni riferite a «0 dB» in relazione al tipo di musica che viene registrata.

IL RAPPORTO TRA SEGNALE E RUMORE NEI PREAMPLIFICATORI FONDI.

Sebbene anche in questo campo esista una certa ambiguità, la misura del rapporto tra segnale e rumore, agli effetti della valutazione delle prestazioni dei preamplificatori, non è soggetta a variazioni della stessa entità di quelle riscontrate rispetto alla registrazione su nastro.

Il fattore più importante di confusione, in questo campo, deriva dalla tendenza che contraddistingue la maggior parte dei fabbricanti a raggiungere il valore in deci-

bel più alto possibile, in modo da trovarsi in condizioni concorrenziali favorevoli.

Innanzitutto, consideriamo in quale modo sia possibile giostrare i numeri anche se non si fa uso di alcun tipo di filtro durante l'esecuzione delle misure. Supponiamo infatti che un determinato tipo di preamplificatore presenti una sensibilità di ingresso, alla frequenza di 1 kHz, di 2 mV. In altre parole, applicando ai terminali di ingresso un segnale dell'ampiezza di 2 mV, e alla frequenza di 1 kHz, si ottiene la massima potenza di uscita da parte dell'amplificatore di potenza associato, quando tutti i controlli di livello (volume) sono ruotati completamente in senso orario.

Ciò premesso, sarebbe possibile eseguire in modo semplice e rapido la misura diretta del rapporto tra segnale e rumore eliminando il segnale di ingresso, cortocircuitando i relativi terminali di collegamento, e rilevando sul misuratore di uscita il valore, espresso in decibel, del rumore di fondo e del segnale di disturbo presente, rispetto all'ampiezza nominale del segnale di uscita.

Sfortunatamente, è pratica comune per diversi fabbricanti stabilire l'effettiva sensibilità di ingresso in millivolt (2 mV nell'esempio fatto), ma esprimere contemporaneamente i valori del rapporto tra segnale e rumore rispetto ad un altro livello del segnale di ingresso, arbitrariamente più elevato, come ad esempio 10 mV.

La figura 5 dimostra ciò che ac-

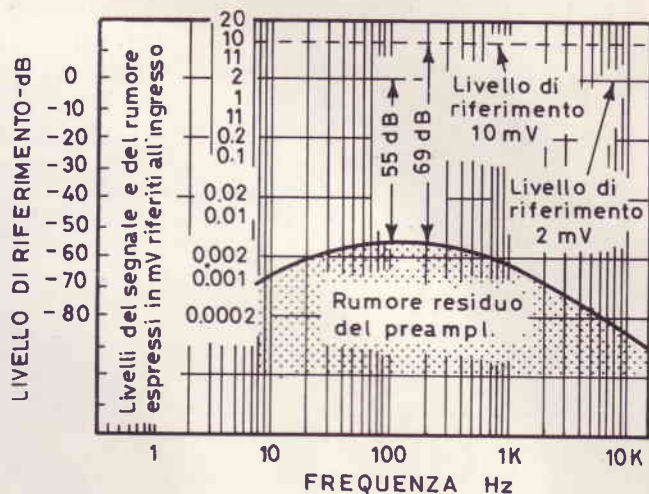


Fig. 5 - Adottando un segnale di riferimento di ingresso a livello più elevato, si può fare in modo che il rumore di fondo rilevabile attraverso un giradischi risulti di valore inferiore.

cade: un'indicazione di 55 dB (riferita alla sensibilità di ingresso effettiva di 2 mV) viene trasformata per magia in un'indicazione di 69 dB, con un «miglioramento» apparente di ben 14 dB.

Naturalmente, se si fosse applicato all'ingresso del circuito un segnale del livello di 10 mV (senza ridurre l'amplificazione tramite gli appositi comandi), si sarebbe provocato inevitabilmente la limitazione dei picchi del segnale, con una conseguente distorsione della forma d'onda di uscita, che sarebbe stata riferita quindi a segnali di forma d'onda rettangolare anziché sinusoidale. Oltre a ciò, se per la scelta della testina fonografica ci si fosse basati esclusivamente sulla sensibilità di ingresso, e la preferenza fosse quindi caduta su di una testina avente un'uscita nominale di 2 mV adottato dal fabbricante risulterebbe privo di significato, come pure il rapporto tra segnale e rumore di 69 dB.

I fabbricanti possono o meno usare curve di pesatura per la misura del rapporto nei preamplificatori fonografici. Come si può rilevare attraverso la figura 6, si fa uso di tre curve di pesatura tipiche, identificate con le sigle «A», «B» oppure «C». A seconda del tipo di curva che viene scelto, i valori relativi del rapporto S/N possono variare entro una gamma che raggiunge i 26 dB, se ad esempio il rumore consiste prevalentemente nel ronzio a 50 Hz.

La compensazione del tipo «C» e del tipo «A» è stata la più popolare

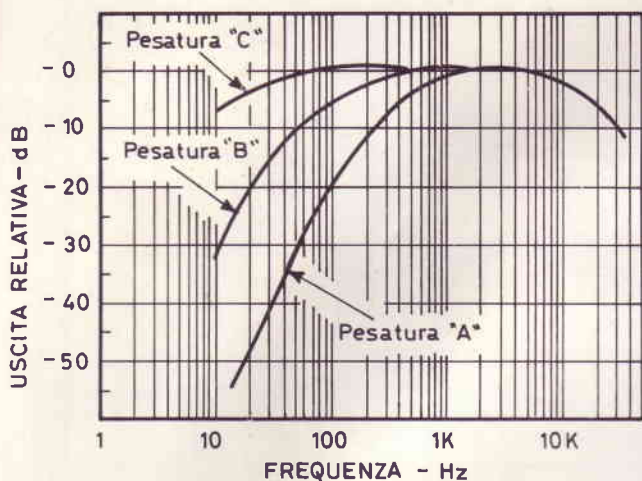


Fig. 6 - Le tre curve di compensazione dei filtri di impiego più comune, usati per eseguire le misure del rapporto tra segnale e rumore sugli amplificatori e sui preamplificatori.

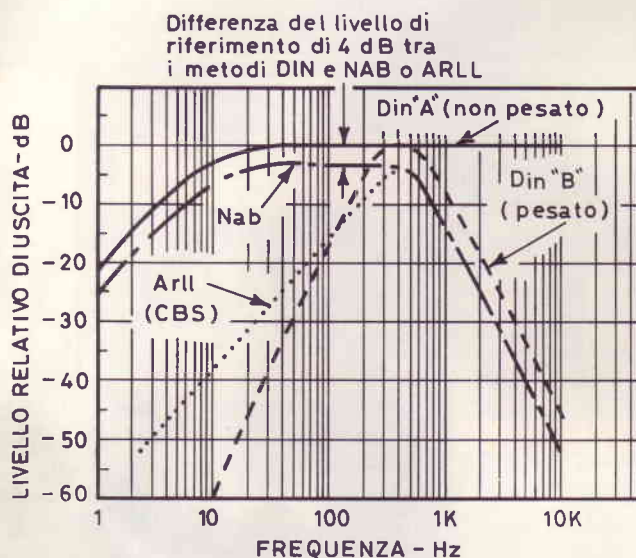


Fig. 7 - Curva di risposta dei diversi filtri di compensazione adottati per eseguire la misura del rumore sul giradischi.

tra le curve, di normale impiego da parte dei fabbricanti per l'esecuzione di questa misura. Fondamentalmente, non dovrebbero esistere obiezioni nei confronti del loro impiego, a patto che il fabbricante stabilisca in modo chiaro ed inequivocabile che egli si riferisce appunto a quel tipo di curva oppure all'altro, per l'esecuzione delle sue misure.

Probabilmente, la situazione ideale potrebbe essere raggiunta se un fabbricante esprimesse il valore rilevato del rapporto tra segnale e rumore in funzione di entrambe le curve, stabilendo per ciascun valore a quale curva viene riferito, ed adottando la sensibilità effettiva di ingresso a sua volta riferita alla massima potenza di uscita.

Fornendo tutte queste informazioni, si otterrebbero risultati che l'audiofilo non del tutto sprovvisto potrebbe interpretare correttamente.

Secondo il metodo della CBS

(ARLL), le frequenze al di sotto di 500 Hz vengono attenuate con un rapporto di 6 dB per ottava, mentre — per le frequenze maggiori di 500 Hz — il filtro attenua le frequenze con il rapporto di 12 dB per ottava.

Il sistema DIN «A» (non pesato) prevede l'attenuazione delle frequenze inferiori a 10 Hz con un rapporto di 6 dB per ottava, mentre, con il DIN «B» (pesato) l'attenuazione risulta di 12 dB per ottava al di sopra e al di sotto della frequenza di riferimento di 315 Hz.

Come se le cose non fossero già abbastanza complicate, le quattro tecniche più comuni di misura non sono correlate alle medesime frequenze di riferimento o ai medesimi valori di ampiezza per stabilire il livello effettivo di 0 dB, al di sotto del quale viene effettuata la misura del ronzio.

Il segnale di riferimento viene solitamente generato all'inizio della prova, e permette al collaudato-

re di regolare il controllo di guadagno in modo che lo strumento fornisca appunto l'indicazione di 0 dB. Quindi, non appena ha inizio il solco sprovvisto di segnale (silenzioso), egli deve semplicemente effettuare la lettura per ottenere la indicazione che rappresenta appunto il rumore residuo.

Il sistema adottato dalla NAB sfrutta il segnale di riferimento alla frequenza di 100 Hz. La valutazione fondamentale del segnale captato dalla testina può essere trattata in due modi distinti:

- Il primo consiste nel considerare il rumore di fondo come segnale «captato» indipendentemente da come lo si percepisce durante l'ascolto, ed analizzandone il valore a tutte le frequenze
- Il secondo consiste invece nel tentare di valutare il rumore di fondo basandosi soprattutto sulla sensazione acustica che esso fornisce.

A loro volta, le variazioni del valore del rumore, adottando l'uno o l'altro sistema, derivano principalmente dalle diverse curve di pesatura adottate nei quattro sistemi più usati. Tali curve sono riprodotte alla figura 7.

IL RUMORE DI FONDO NEI GIRADISCHI.

Se ora ci riferiamo ai giradischi, il rapporto tra segnale e rumore di maggiore importanza è quello riferito al «RUMBLE», normalmente definito come rumore a frequenza molto bassa, nella gamma che si trova al di sotto dei 500 Hz, e che si estende fino alle frequenze subsoniche, del valore cioè di appena pochi Hertz.

Anche in questo caso dobbiamo riferirci ad almeno quattro metodi normalmente accettati di misura del rumore di fondo, che portano alla determinazione di un valore espresso in decibel al di sotto del livello di riferimento del segnale.

I metodi usati sono noti come metodo NAB, metodo ARLL (proposto dalla CBS), metodo DIN «A» (non pesato) e metodo DIN «B» (pesato).

In pratica le misure del ronzio vengono effettuate facendo funzionare il giradischi alla velocità di 33 1/3 giri al minuto. Si fa uso naturalmente di un disco standard di prova munito di solchi privi di

modulazione (sprovvisti cioè di segnale registrato) in corrispondenza del bordo esterno.

In tali condizioni, qualsiasi segnale eventualmente captato dalla testina durante la lettura di questi solchi costituisce la conseguenza degli inevitabili difetti meccanici del sistema di rotazione che generano il «rumble».

Il metodo ARLL si basa su di un suono registrato alla frequenza di 1 kHz ad una velocità di 5,0 cm/s. Entrambi i metodi DIN fanno invece uso di un segnale alla frequenza di riferimento di 315 Hz, registrato alla velocità di 2,71 cm/s.

A causa delle curve di equalizzazione adottate in riproduzione nei preamplificatori fonografici (ci riferiamo alla ben nota curva di risposta RIAA che esalta il responso alla frequenza base con un incremento precalcolato), e a causa dei diversi valori delle frequenze che danno il segnale di riferimento anche se le velocità di registrazione fossero identiche, otterrebbero (a parità di disturbo introdotto) diversi valori del rapporto S/N.

Il grafico di figura 7 tiene conto di questo fatto e dimostra che le letture effettuate col metodo NAB risulterebbero di 4 dB inferiori a quelle ottenute usando invece i metodi DIN oppure ARLL, anche se le curve di compensazione fossero le medesime per tutti i metodi, cosa che però non corrisponde alla realtà.

INTERPRETAZIONE DEI DATI RIFERITI AL RUMORE

Dall'analisi compiuta risulta quindi evidente che non esiste un metodo diretto per correlare la misura del rumore eseguita usando un determinato sistema con quella che si ottiene usando invece un altro metodo.

In pratica dovremmo conoscere molto di più che un semplice valore espresso in decibel per poter eseguire realmente un confronto tra misure ottenute con metodi diversi. Ciò che possiamo affermare — in linea generica — è che se il rumore globale consiste prevalentemente in segnali a frequenza molto bassa o addirittura sub-sonica, tali segnali risultano accentuati adottando i metodi NAB e DIN «A», mentre tendono a risultare più o meno trascurabili con i metodi ARLL e DIN «B».

I progettisti di giradischi generalmente ricorrono a tecniche molto più sofisticate di misura, quando tentano di ridurre il «rumble» delle loro apparecchiature. Generalmente, si fa uso di analizzatori di spettro e di modulatori di frequenza e di metodi di misura che permettono di valutare con una certa esattezza la frequenza dei segnali che costituiscono il disturbo, consentendo così di individuare i punti di intervento dove agire per diminuire il «RUMBLE».

La tabella 1 fornisce un'idea di come verrebbero messe in eviden-

TABELLA 1

Effetti dei diversi metodi di misura del rumble sulle letture ottenute a diverse frequenze del segnale di disturbo. Le letture (in decibel espresse con valori positivi significano che i rilevamenti risultano effettuati senza circuito di compensazione e riferiti al maggior livello del segnale di ingresso secondo il metodo DIN. I livelli negativi significano invece che i valori riscontrati sono peggiori rispetto alle misure effettuate senza circuito di compensazione, sempre riferiti al livello più elevato del segnale di ingresso secondo il metodo DIN.

FREQUENZA (Hz)	METODO NON PESATO	METODO NON PESATO	METODO PESATO	METODO CBS/ARLL
5	+7	+3	+72	+42
10	+2	-2	+60	+36
15	0	-4	+51	+32
30	0	-4	+40	+26
60	0	-4	+27	+17
90	0	-4	+20	+13
120	0	-4	+14	+10
180	0	-4	+7	+6
240	0	-4	+3	-1
300	0	-4	+1	-2
315	0	-4	0	-2

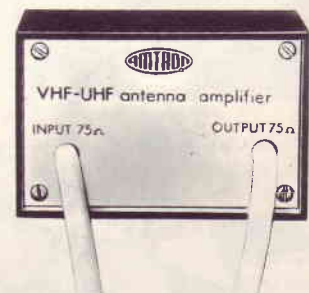
(NOTA: se da un canto questa tabella costituisce un metodo per correlare le indicazioni ottenute nei confronti di determinate frequenze del rumore, adottando uno qualsiasi dei quattro metodi descritti, essa non è in grado di consentire la correlazione tra le letture globali ottenute con un unico strumento rispetto al rumore, in quanto tali letture non permettono di stabilire quali siano le frequenze del segnale misurato considerate come rumore).



AMPLIFICATORE D'ANTENNA VHF - UHF UK 285

L'UK 285 è un amplificatore d'antenna a larga banda capace di amplificare i segnali compresi nella gamma di frequenza che si estende da 50 a 600 MHz.

L'apparecchio in particolare può amplificare i segnali della banda FM da 64 a 108 MHz. Banda I da 52,5 a 80 MHz. (canali ABC) Banda III da 174 a 230 MHz. (canali D a H2) Banda IV da 470 a 581 MHz. (canali 21 a 35). Il tipo di alimentatore particolarmente adatto per questo amplificatore d'antenna VHF - UHF è l'UK 672 sempre della AMTRON.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 12 Vc.c.
 Gamma di frequenza: VHF - UHF da 50 ÷ 600 MHz
 Guadagno: ≥ 10 dB
 Impedenza d'ingresso: 75 Ω
 Impedenza di uscita: 75 Ω
 Assorbimento: 15 mA c.c.
 Dimensioni: 85 x 60 x 40

UK285 - in Kit L. 12.500

za le frequenze di «rumble» adottando di volta in volta uno dei quattro metodi descritti, impiegando un unico strumento di misura a banda larga. Essa tiene conto delle curve di compensazione usate nei diversi metodi, come pure nei diversi livelli di riferimento di registrazione in ciascun sistema.

Ad esempio, se il giradischi di cui si dispone presenta un certo livello di ronzio alla frequenza di 30 Hz, che corrisponde alla metà della frequenza di rete negli Stati Uniti (frequenza molto comune del rumore di fondo nei sistemi che usano motori che ruotano alla velocità di 1800 giri al minuto, in quanto il valore di 1800 diviso per 60 secondi equivale appunto a 30), il valore del ronzio espresso col sistema NAB, semplicemente a causa del diverso livello di riferimento a

per stabilire l'uscita a 0 dB.

Adottando tuttavia i metodi ARLL oppure DIN «B» le curve di compensazione adottate tenderebbero ad ignorare il rumble a 30 Hz, in misura variabile e rilevabile appunto dalla tabella (attenuazione rispettivamente di 28 e di 36 dB); inoltre, adottando un unico voltmetro elettronico, il valore che esprime il rumore di fondo si baserebbe su altre frequenze di disturbo, che si

manifestano nelle zone dello spettro sonoro in cui le suddette curve di pesatura determinano una minore attenuazione per quelle frequenze.

E' dunque chiaro che, se si sospetta che il proprio giradischi presenti un ronzio a frequenza molto bassa, le misure eseguite con i metodi NAB e DIN «A» non pesato mettono tale difetto in chiara evidenza, mentre i metodi DIN «B» ed ARLL tendono ad ignorarlo.

Dovrebbe essere poi altrettanto chiaro che i fabbricanti che comprendono quanto sopra, e devono affrontare problemi relativi al rumore di fondo a frequenza sub-sonica, tendono con ogni probabilità ad adottare i metodi DIN «B» oppure ARLL.

La migliore soluzione, dal punto di vista dell'utente, potrebbe probabilmente consistere nella decisione da parte dei fabbricanti di indicare il rapporto S/N sia pesato che non pesato, adottando secondo un accordo universale le medesime curve di compensazione ed i medesimi livelli di riferimento per elencare le caratteristiche dei propri prodotti.

Finché questo non accade, l'unica possibilità che rimane all'acquirente di un giradischi consiste nel provarne il funzionamento al mas-

simo volume di ascolto durante un passaggio a basso livello del segnale registrato, ascoltando con molta attenzione, ed in assenza di rumori ambientali, ciò che l'altoparlante riproduce.

Osservando il comportamento del cono del «woofer» si può ottenere un'idea abbastanza realistica di come stanno le cose, in considerazione del fatto che alcuni suoni di frequenza molto bassa non risultano percepibili da parte dell'orecchio umano, ma determinano vibrazioni meccaniche del cono che possono essere percepite col tatto, e persino «viste». Ciò — soprattutto — se l'amplificatore usato è del tipo ad accoppiamento diretto di uscita

Un ultimo particolare, nell'eventualità che fosse rimasto ancora qualcosa da dire: la prova di cui sopra dovrebbe essere eseguita usando possibilmente la medesima testina che si intende usare sul giradischi, dopo aver installato lo impianto nella propria abitazione. Dal momento che alcune testine attenuano i segnali a frequenza bassa in maggior misura rispetto ad altre, la stessa testina usata per eseguire il controllo del rumble costituisce una variabile importante negli effetti della valutazione del rapporto S/N.

**Nel
numero
in edicola**

**di
SPERIMENTARE**

troverete:

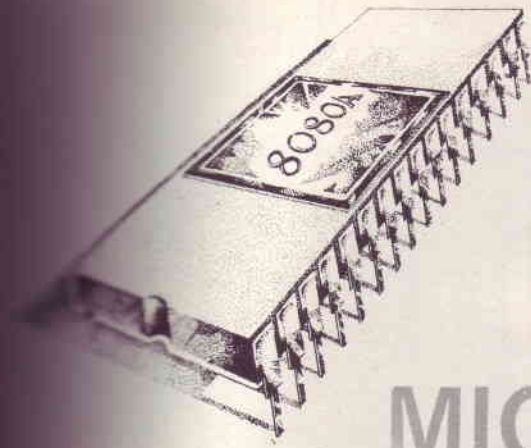
- TV GAMES 2°
- V.F.O. PROGRAMMABILE
- GENERATORE FM A FET
- SISTEMA DI INTERCONNESSIONE TELEFONICO
- FOTOMETRO PER CAMERA OSCURA

**...E TANTI ALTRI ARTICOLI
INTERESSANTI**

CORSO SUI MICROPROCESSORI

PRESENTAZIONE DEL μ P

di Aldo CAVALCOLI *



Quando da lontano, si può senz'altro dire che l'aspetto comune di tutti i computer è il famoso UNIVAC a valvole (1950).

Le sue dimensioni erano tali da occupare una intera stanza ma le sue capacità di elaborazione sarebbero, oggi, inferiori a quelle degli attuali microcomputer. L'attuale maggior potenza di calcolo non è certo il risultato di più valide soluzioni sistematiche, ma piuttosto l'effetto degli sviluppi della tecnologia.

I concetti su cui ci si basa, poi, sono sempre gli stessi: quelli di Babbage (1833).

La tecnologia, con i suoi sviluppi, ha anche determinato un'interessante caduta dei costi con una conseguente possibilità di inserimento del «computer» in nuovi mercati.

Ad esempio, solo nel 1960 i prezzi dei cosiddetti mini-computer scesero a livelli adeguati per un economico utilizzo nel controllo di processo.

L'industria dei mini nasce con il PDP-8 della DIGITAL ed inizia una inarrestabile ascesa che solo oggi pare soffrire di una valida concorrenza, quella causata dai microcomputer, derivati dai microprocessori, gli ormai affermati LSI programmabili.

Prima di entrare nel dettaglio dei microcomputer e delle più sofisticate single board computer, è interessante esaminare alcuni aspetti «filosofici» della questione.

Dalle valvole si è passati al transistor e successivamente a tutta una serie di componenti logici, la 7400.

Questa disponibilità di più sofisticati strumenti ha determinato la conversione di una generazione di progettisti di circuiti in progettisti di logica.

Gli attuali microprocessori hanno reso necessaria un'altra conversione, più profonda, verso la «progettazione di sistemi» (figura 1).

Questa progettazione di sistemi richiede, oltre all'hardware, qualcosa di nuovo, il software, da cui nuove competenze, nuova professionalità, a volte da inventare, e spesso difficili da conciliare (figura 2).

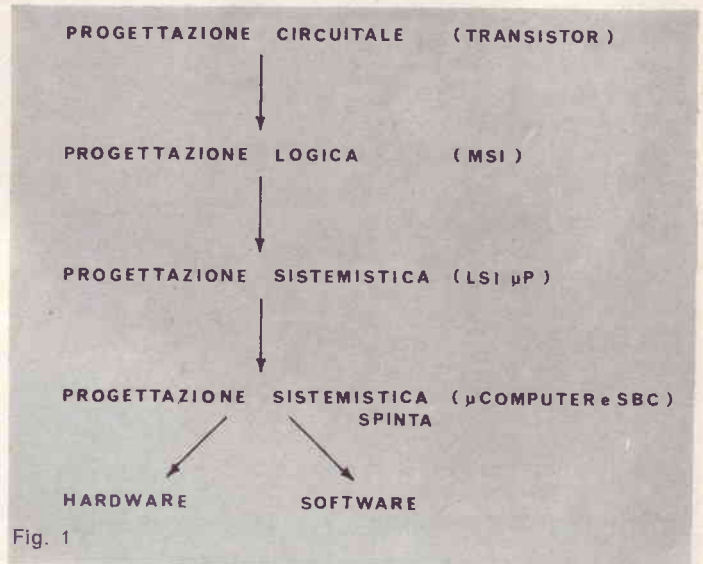


Fig. 1

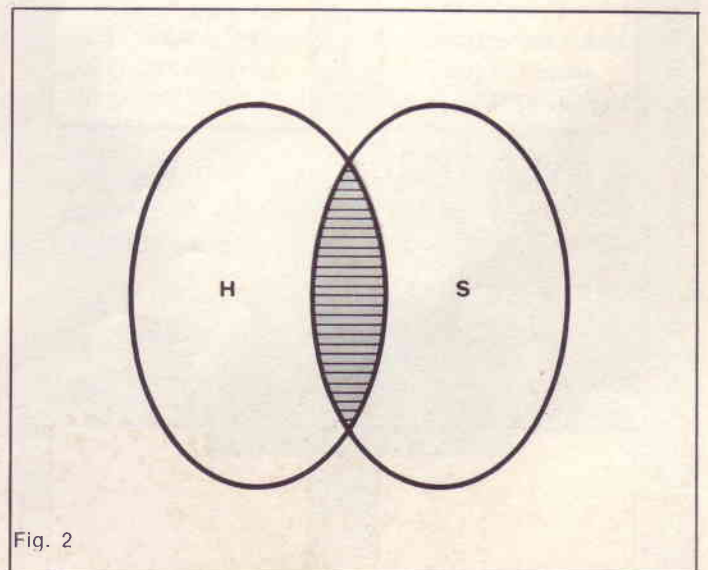


Fig. 2

Diventa molto importante il lavoro di equipe, l'interscambio hardware-software, la definizione di nuove metodologie progettuali, da rendere efficienti nelle loro diverse fasi (figure 3 e 4).

All'inizio di questa trattazione, si era accennato alla notevole importanza degli sviluppi della tecnologia con passaggio dalla SSI (Small Scale Integration) alla SLSI (Super Large Scale Integration), (figura 5).

Partendo dalla considerazione per cui il costo del chip è funzione della sua dimensione fisica, non certo della quantità di logica implementata su di esso, c'è da aspettarsi, al crescere della complessità dei chip, computer più complessi a costi sempre più interessanti.

Alla base di tutto vi è il microprocessore, chip posto in un package dual in-line (figura 6).

Per il microprocessore, valgono le seguenti considerazioni:

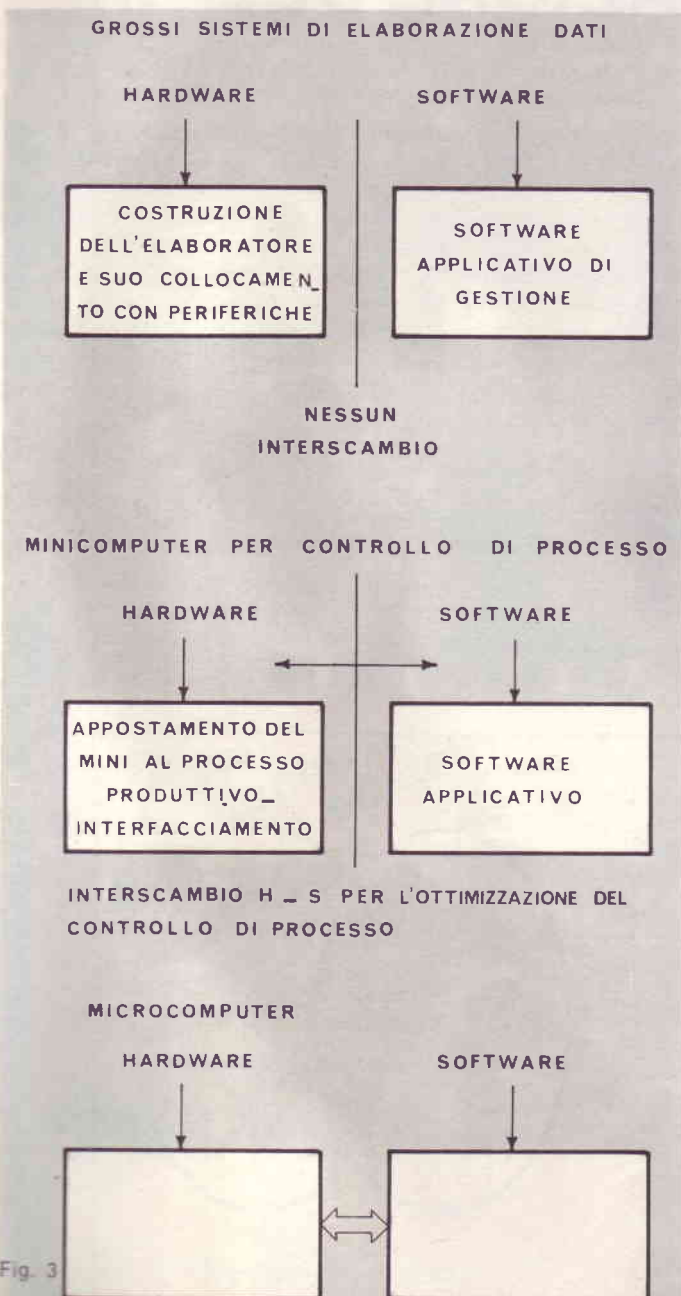


Fig. 3

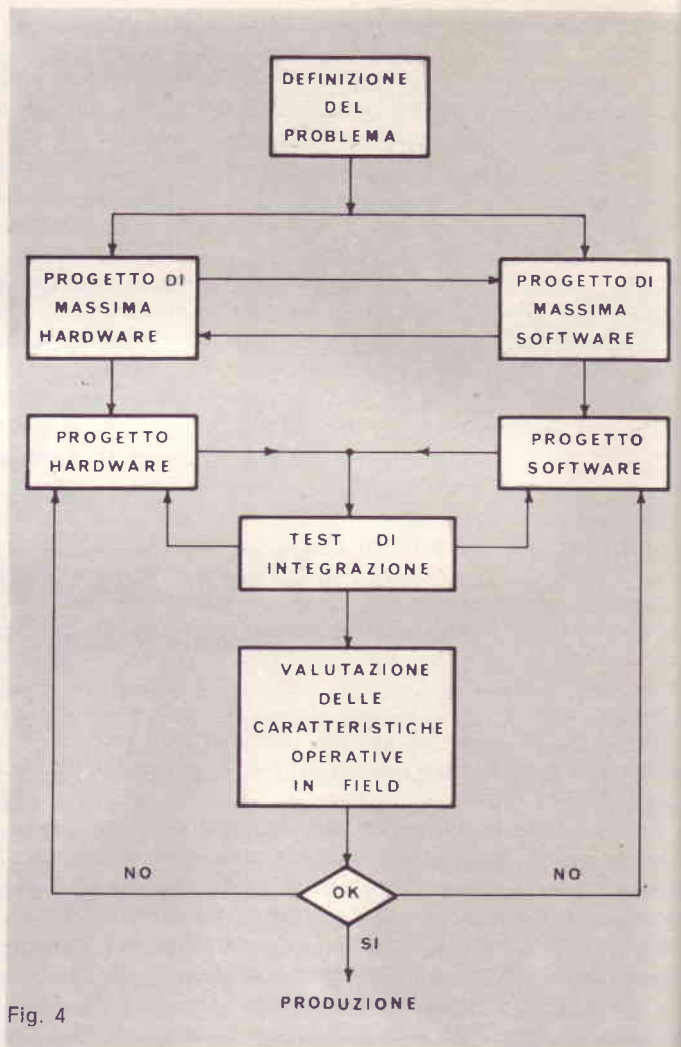


Fig. 4

COSA E' UN MICROPROCESSORE

Volendo dare una definizione non rigorosa ma efficace, il microprocessore può essere considerato come un calcolatore miniaturizzato: tutta la potenza di elaborazione di un calcolatore è stata posta in un unico circuito integrato.

Questa miniaturizzazione è il risultato di una evoluzione della tecnologia nel campo della costruzione dei circuiti elettronici.

Possiamo senz'altro affermare di essere attualmente alla quarta generazione di componenti: valvole, transistori, micrologici, microprocessori.

SSI	1 - 5
MSI	10 - 100/500
LSI	> 500 (TIP. : 3 - 4.000)
VLSI	> 10.000
SLSI	> 50.000

NOTA: L'unità di misura è il transistor

Fig. 5

MICROCOMPUTER E MICROPROCESSORE

Occorre fare una distinzione tra quello che si intende con microcomputer e con microprocessore.

Il microcomputer è un computer in cui i principali organi sono realizzati con componenti LSI.

Tra questi, un particolare LSI (il microprocessore) costituisce l'Unità Centrale di elaborazione. La memoria può essere del tipo RAM (Random Access Memory), ROM (Read Only Memory), PROM (Programmable ROM), EPROM (Erasable PROM), EAROM (Electrically Alterable ROM).

Lo schema di un microcomputer è indicato in figura 7.

IL MICROPROCESSORE COME COMPONENTE A PROGRAMMA MEMORIZZATO

Il microprocessore può essere considerato come un circuito logico «multifunzioni», in grado quindi di svolgere un certo numero di funzioni, in base ad un programma, sequenza di istruzioni. Nel caso di sistema a logica cablata (hardwired logic) ci si può trovare di fronte a due diverse situazioni:

1) Logica di tipo combinatorio

Data una variabile di ingressi I , ed essa corrisponde una certa variabile di uscita U funzione in modo mnemonico dell'ingresso. Cioè:



$$U = f(I)$$

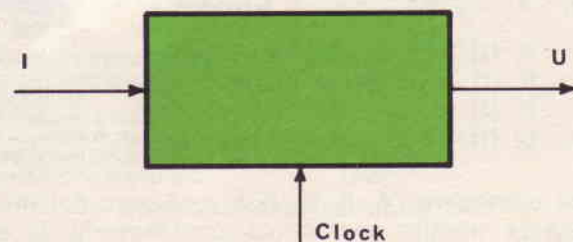
La relazione funzionale tra I ed U è fissata una volta per tutte in base al particolare circuito combinatorio.

2) Logica sequenziale

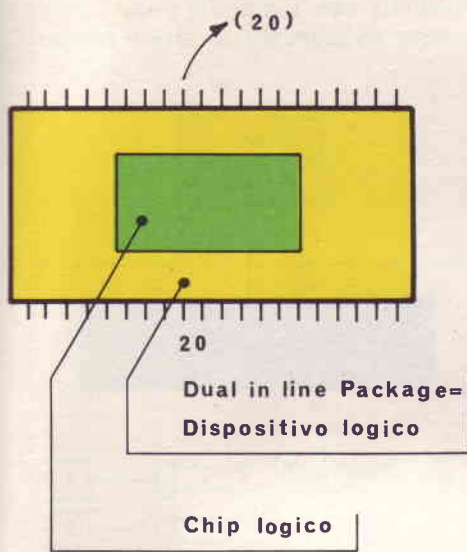
In un circuito logico sequenziale, i dati in uscita dipendono sia dagli ingressi in quel momento, che dai precedenti stati di uscita. Si introduce in tal caso una funzione del tempo, che può essere individuata nel clock, da cui le temporizzazioni fornite al circuito. Per *clock* si intende:

- Qualunque dispositivo che genera uno o più impulsi di clock.
- Un generatore di impulsi che controlla le temporizzazioni (Timing) di sistemi temporizzati e che regola la velocità di tali dispositivi. Viene utilizzato per sincronizzare tutte le operazioni in un sistema digitale.

Un esempio di logica sequenziale è il seguente:



$$U_t = f(I, U_{t-1}) \text{ cioè}$$



La parola microprocessore ha una sua spiegazione: innanzitutto con «micro» si indicano le ridotte dimensioni fisiche del componente; il termine «processore» è utilizzato per indicare quella specifica sezione di un sistema di elaborazione dati cui è demandato il compito di controllare l'esecuzione di tutte le operazioni di un calcolatore.

Molto semplicemente, un calcolatore è suddiviso in tre sezioni base: il processore centrale, o unità centrale di controllo, la parte di memoria e la sezione di ingresso ed uscita dati, che collega il calcolatore con il mondo esterno.

Si può senz'altro affermare che l'intelligenza di un calcolatore, intelligenza ovviamente guidata dal tecnico che fa eseguire operazioni al calcolatore tramite programmi, risiede nell'unità centrale.

Proprio questa parte è stata miniaturizzata e resa disponibile come singolo circuito integrato.

Questa disponibilità ha realizzato, e realizzerà sempre più, una rivoluzione nell'elettronica.

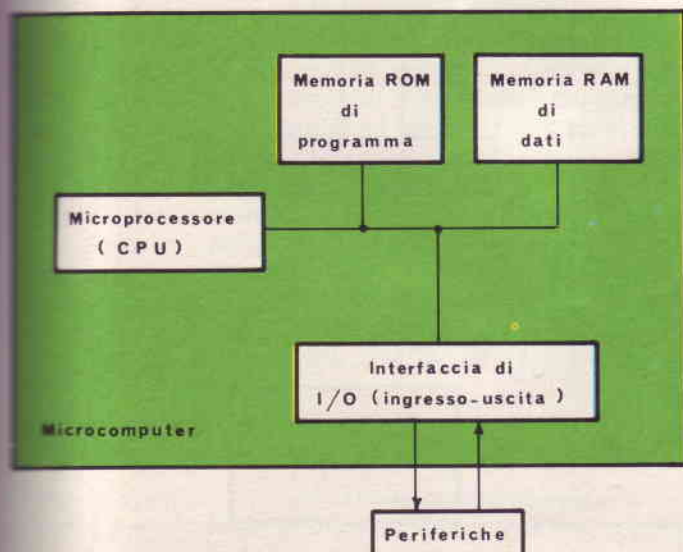


Fig. 7 - Schema di un microcomputer.

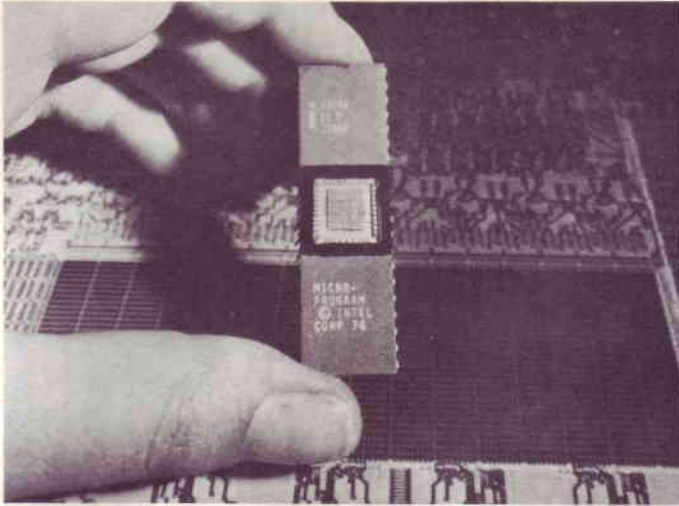


Fig. 8 - Microprocessore come componente LSI.

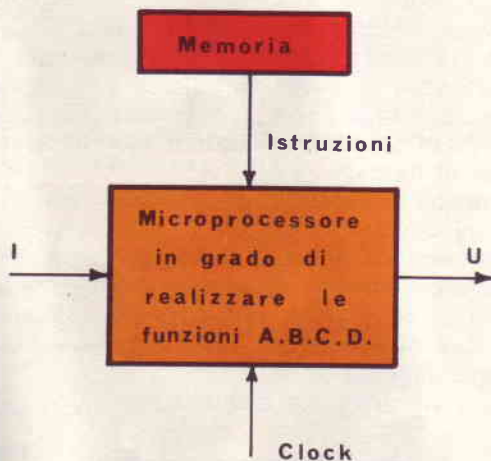
l'uscita ad un dato istante (U_i) è funzione (f) dell'ingresso (I) e dell'uscita precedente (U_{i-1}).

Nel caso del microprocessore, è possibile conglobare una funzionalità combinatoria e sequenziale con la programmabilità. Per ipotesi, il microprocessore sia in grado di realizzare un numero finito di funzioni (A, B, C, D). Ad un dato istante il microprocessore realizza un'operazione logico-combinatoria A, da cui un risultato di uscita U:

$$U = A(I)$$

L'uscita U evolve nel corso del tempo in base al timing dato dal clock. Al contrario della logica sequenziale, l'evoluzione *non* è funzione degli stati precedenti, ma è funzione delle istruzioni, inviate sequenzialmente dalla memoria verso un certo ingresso del microprocessore.

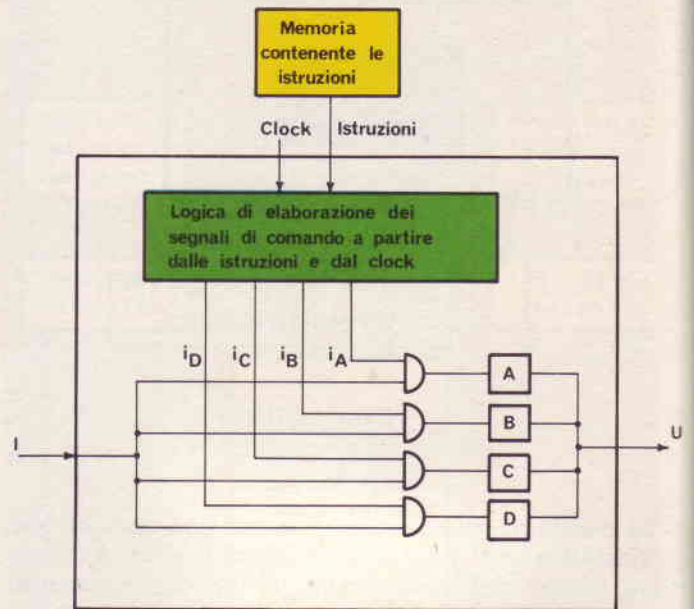
Questo è il significato di «microprocessore» come componente programmabile.



- $U = A(I)$ se è usata l'istruzione i_A
- $U = B(I)$ se è usata l'istruzione i_B
- $U = C(I)$ se è usata l'istruzione i_C
- $U = D(I)$ se è usata l'istruzione i_D

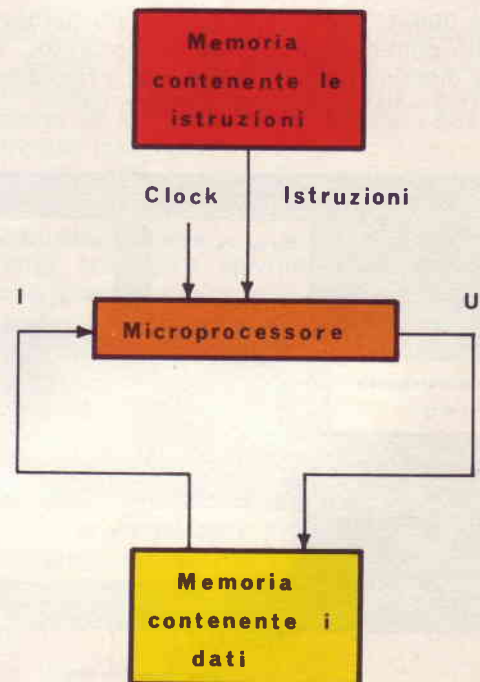
Ogni operazione A, B, C, D è realizzata dal microprocessore tramite una logica combinatoria, la quale entra in funzione solo se è interessata, ad un dato impulso di clock, dalle istruzioni i_A, i_B, i_C, i_D .

Il microprocessore può eseguire solo un'istruzione alla volta, da cui: l'insieme delle operazioni richieste si realizza sequenzialmente nel tempo.



Le istruzioni sono elaborate da una certa parte logica del microprocessore attivata dal clock. Da questa logica escono certi segnali che, insieme agli ingressi, danno origine alle uscite, sottoposte alle funzioni richieste A, B, C, D.

Volendo essere più precisi, quando entro un ingresso (I) è indicato come «dati». Questi dati sono contenuti in una memoria. Quindi lo schema più corretto è il seguente:



I dati elaborati, tornano poi alla memoria dei dati, in genere memoria RAM.



ITALSTRUMENTI



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

DIVISIONE ANTIFURTO COMPONENTI

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



MOD. SSM1

- Frequenza di lavoro 10,650 GHz
- Potenza 10 mW
- Angolo di protezione: 120° - 90°
- Profondità 0-33 m
- Assorbimento 150 mA
- Regolazione portata e ritardo
- Filtro per tubi fluorescenti
- Alimentazione 1° v.c.c.
- Circuito protetto contro inversione di polarità
- Segnalazione per taratura mediante LED
- Relè attratto o in riposo
- Doppia cavità pressofusa
- Dimensioni: 169 x 108 x 58 -
- Peso Kg. 0,620
- Temperatura impiego: -20° + 60°C.

Collaudata per: durata di funzionamento sbalzi di temperatura sensibile di rivelazione

GARANZIA TOTALE 24 MESI



BATTERIE RICARICABILI A SECCO
POWER SONIC

12 V da 2,6 Ah
12 V da 7 Ah
12 V da 4,5 Ah
12 V da 20 Ah

L. 14.500
L. 23.000
L. 18.000
L. 52.000

GARANZIA 24 MESI

SIRENE ELETTROMECCANICHE

120 dB
12 o 220 V

L. 12.000



SIRENE ELETTRONICHE

L. 13.500

TELEALLARME TDL-8 messaggi

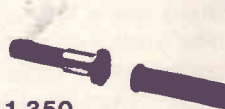
Doppia pista - Visualizzatore

elettronico numerico -

L. 105.000



CONTATTI REED DA INCASSO



Lunghezza: 39 mm.
Diametro: 7 mm.
Portata Max: 500 mA
Tolleranza: 2 cm.

Il contatto è incapsulato in un contenitore di plastica con test. in metallo. Magnete incapsulato

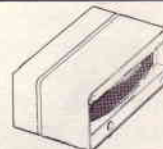
L. 1.350

CONTATTI CORAZZATI REED L. 1.350

Particolarmente indicato per la sua robustezza per portoni in ferro e cancellate.
Dimensioni : 80 x 20 10 mm
Portata max: 500 mA
Durata : 10⁹ operazioni
Tolleranza : 2 cm.



GIRANTI LUMINOSE AD INTERMITTENZA
L. 30.000



INFRAROSSO MESL

L. 120.000
0 - 10 m.

- CENTRALI ELETTRONICHE DA L. 80.000
- TELEALLARME (OMOLOGATO SIP) L. 75.000
- ANTIRAPINE
- TELEVISORE A CIRCUITO CHIUSO
- RIVELATORE DI INCENDIO 70 m. L. 55.000
- VIBROSCILLATORI INERZIALI L. 8.000
- CONTATTO A VIBRAZIONE L. 1.800

RICHIEDERE PREZZARIO E CATALOGO:

ORDINE MINIMO L. 50.000 - Pagamento contrassegno

Spese postali a carico dell'acquirente



...è un microprocessore?

MEMORIA ED INFORMAZIONI UTILIZZATE DAL MICROPROCESSORE

Il primo elemento che si incontra e che del resto qualifica il microprocessore come dispositivo a programma memorizzato, è la *memoria*.

In questa prima fase la memoria è vista solo come un blocco logico contenente le informazioni sui cui il microprocessore deve operare.

Le informazioni sono suddivise in due categorie:

- Dati

- Istruzioni

I dati rappresentano le quantità che devono essere elaborate, le istruzioni indicano al microprocessore la sequenza di operazioni da eseguire sui dati presenti.

In genere le informazioni contenute nella memoria vengono indicate con il nome di «parole», dove per parola si intende un insieme di bit estratti contemporaneamente dalla memoria ed elaborati in parallelo.

La lunghezza di una parola determina quello che è detto il parallelismo di un microprocessore. Parallelismo 12 indica parole di lunghezza 12 bit; ciò non significa però la lunghezza di un'istruzione che può essere lunga più parole.

Manteniamo per un'istruzione la lunghezza di una parola, per semplicità di trattazione.

Pranzitutto occorre dire che la parola è divisa in due parti:

- Codice operativo

- Indirizzo

Codice operativo Indirizzo del dato in memoria



Istruzione



Il microprocessore sarà dappertutto, il gioco degli scacchi computerizzato è già una realtà.

Il codice operativo indica al microprocessore cosa deve fare all'arrivo di quella particolare istruzione, vale a dire aprire o chiudere certe porte logiche in quanto quella certa sequenza di bit agisce sull'hardware facendo lavorare la circuiteria logica in un certo modo.

L'indirizzo indica la locazione in memoria in cui si trova il dato su cui operare; ma ciò che è posto a quell'indirizzo.

Avendo a disposizione un parallelismo 16 e 48 istruzioni, 6 bit sono per il codice operativo, anche se ciò comporta $2^6 = 64$ possibili c.op. Restano 10 bit per la parte indirizzo, quindi sarebbero indirizzabili $2^{10} = 1024 = 1 \text{ K}$ locazioni di memoria: si parla allora di dimensione di memoria di 1 K direttamente indirizzabile.

Per direttamente indirizzabile si intende quella memoria cui si accede senza utilizzare i cosiddetti «metodi di indirizzamento», che saranno visti successivamente.

In generale la cosa più complessa dovendo distinguere le istruzioni in due categorie:

- Con riferimento in memoria
- Senza riferimento in memoria

Quelle con riferimento in memoria sono della forma:

Codice operativo	Indirizzo
------------------	-----------

E' però possibile tutta una classe di istruzioni che fa eseguire al calcolatore operazioni senza la necessità di estrarre o depositare dati in memoria, tipo tutte le operazioni che coinvolgono dei registri specializzati che verranno introdotti più avanti.

Allora, data una certa lunghezza della parte «indirizzo» e di conseguenza la dimensione della memoria direttamente indirizzabile, il numero delle operazioni eseguibili, quindi dai codici operativi, è ben maggiore di quello possibile in base al numero di bit rimasti nella parola, infatti nel caso di istruzioni senza riferimento in memoria, tutti i bit sono a disposizione del codice operativo.

Spesso la distinzione tra due tipi di istruzioni è data dal primo bit della parola:

- se 0 = istruzione senza riferimento in memoria
 - se 1 = istruzione con riferimento in memoria
- Questo è un esempio, ma si possono avere altri casi nella realtà:

c.op. indirizzo

000 0000000000000000 2^3 istruzioni con riferimento in memoria

c.op.

0000000000000000 2^{10} indirizzamenti
 2^{15} possibili istruzioni senza riferimento in memoria

Di regola tutto il campo c.op. è libero, ma un certo numero di bit è utilizzato per indicare a quale gruppo di istruzioni senza riferimento in memoria appartiene quella in atto.

Sulla lunghezza della parola si possono fare le seguenti considerazioni: una parola corta vuol dire bassa complessità del microprocessore, ma istruzioni meno potenti, mentre una parola lunga vuol dire maggior velocità, istruzioni più potenti e quindi minor numero di istruzioni per seguire una operazione e minore occupazione di memoria.

REGISTRO INDIRIZZATORE DELLA MEMORIA

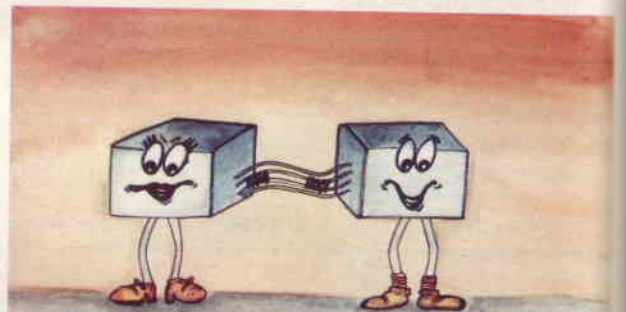
Se nella memoria abbiamo informazioni necessarie al microprocessore, occorre poter accedere a queste informazioni. Per questo scopo si utilizza un registro specializzato, indicato nella notazione inglese come *Memory Address Register* o *MAR*.

La definizione di registro in generale è la seguente: *Un circuito in grado di immagazzinare informazioni digitali, la cui capacità, in termini di bit, è pari alla lunghezza della parola del microprocessore di cui ne fa parte.*

Durante l'esecuzione di un programma il MAR contiene l'indirizzo della locazione di memoria alla quale si vuole accedere in quell'istante. Se ad esempio si vuole accedere alla locazione di memoria 5, il MAR conterà 5: nella locazione 5 potrà esserci un dato su cui operare oppure un'istruzione che indica al microprocessore che operazioni eseguire.

REGISTRO DATI

I dati che sono prelevati dalla memoria o che devono essere inseriti nella memoria, transitano per il Memory Data Register o *MDR*. Sia il MAR che l'MDR sono registri trasparenti all'utente, cioè il loro funzionamento è automatico e gestito dalla logica di controllo del microprocessore, al di fuori dell'intervento dell'utilizzatore.





UNITA' ARITMETICO-LOGICA

L'unità aritmetico-logica è la parte del microprocessore in cui vengono eseguite le operazioni aritmetiche fondamentali di somma e sottrazione unitamente alle operazioni logiche AND ed OR.

Dalla combinazione di queste è possibile ottenere tutte le altre funzioni richieste.

BUS

Il flusso delle informazioni tra le varie parti del microprocessore avviene tramite bus, cioè linee di collegamento in genere specializzate a seconda dei blocchi messi in comunicazione. Nell'esempio che seguirà sono presenti 3 bus:

- Bus dati A
- Bus dati B
- Bus dei risultati

Una definizione di bus è la seguente:

insieme di linee di collegamento mediante le quali le informazioni digitali vengono trasferite da una delle molte possibili sorgenti ad uno qualsiasi dei molti ricevitori.

Un solo trasferimento alla volta può aver luogo; tutte le altre possibili sorgenti di dati che sono collegate al bus devono essere disabilitate

Con riferimento ai blocchi finora introdotti, vediamo come avviene il colloquio tra i vari elementi in fig. 10. Si voglia eseguire la somma tra il dato contenuto alla locazione di memoria Loc A ed il dato alla locazione Loc B: il risultato deve essere posto alla locazione di memoria Loc C.

Trascuriamo per il momento il fatto che l'operazione indicata può essere ottenuta facendo eseguire al microprocessore un programma per accentrare l'attenzione sull'interazione funzionale tra i blocchi.

Nel MAR troveremo l'indirizzo della locazione di memoria in cui è posto il primo operando, vale a dire Loc A. Il contenuto di Loc A è posto nel MDR e da qui nel bus dati A.

Successivamente si accede alla seconda locazione di memoria per cui nel MAR sarà posto Loc B. Il contenuto di Loc B passa al MDR e da qui sul bus B. I dati sono ora disponibili e vengono inviati all'ALU in cui si esegue l'operazione di somma.

Il risultato della somma, una volta disponibile, è posto sul bus dei risultati per essere immesso in memoria alla desiderata locazione di memoria. Occorre allora porre nel MAR l'indirizzo voluto, cioè Loc C: in tal modo il risultato entra in memoria alla locazione indirizzata.

ACCUMULATORI

Vediamo ora di espandere il microprocessore, introducendo un altro elemento: *i registri accumulatori o general purpose register.*

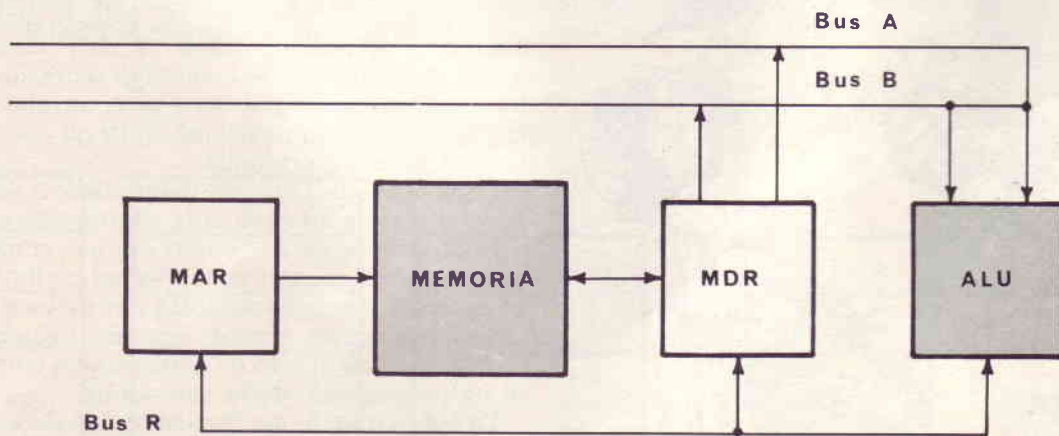
Questi registri in pratica non sono altro che locazioni di memoria specializzata, di lunghezza pari alla lunghezza di parola del microprocessore in esame, e contenuti nel microprocessore.

La loro funzione è quella di rendere più agevole il dialogo tra l'unità centrale e la memoria.

Nel caso precedentemente trattato, per ottenere la somma tra due numeri occorre accedere al primo operando, poi al secondo ed infine eseguire la somma nell'ALU.

Il risultato doveva essere riposto in memoria.

Se per caso era richiesta una successiva manipolazione di tale dato, si rendeva necessario un nuovo accesso in memoria.



Fase 1: Estrazione 1.º dato
Contenuto del MAR = Loc. A
Contenuto di MDR = Cont. di Loc. A
Bus dati A = Contenuto di Loc. A

Fase 2: Estrazione 2.º dato
Contenuto del MAR = Loc. B
Contenuto di MDR = Cont. di Loc. B
Bus dati B = Contenuto di Loc. B

Fase 3: Somma in ALU
Contenuto di MDR = Somma
Contenuto di MAR = Loc. C

Fig. 10

E' quindi più comodo poter disporre di un registro accumulatore in cui porre il risultato parziale di una elaborazione più complessa: la comodità sta nel fatto che il microprocessore fa riferimento diretto a questo registro.

In generale l'operazione di somma è eseguita non tra due locazioni di memoria, ma tra il contenuto di un registro accumulatore ed il contenuto di una locazione di memoria: il risultato è posto automaticamente dal microprocessore nell'accumulatore in gioco: sarà poi l'utente a decidere se sottoporre il dato ad una ulteriore elaborazione oppure immagazzinarlo in memoria.

E' evidente quindi che più accumulatori si hanno a disposizione, più elaborazioni parziali complesse possono essere effettuate.

PROGRAM COUNTER

Espandendo ulteriormente lo schema a blocchi di partenza si arriva a quello indicato in figura 11 in cui sono presenti tutti gli elementi essenziali di un microprocessore.

Il primo che prendiamo in esame è il *program counter*. Si tratta di un altro registro specializzato il quale contiene in ogni istante l'indirizzo della successiva istruzione da eseguirsi.

Vediamo un esempio pratico.

Supponiamo che il programma in oggetto sia memorizzato a partire dalla locazione di memoria 89. All'inizio il P.C. conterrà 89 e tale informazione sarà inviata al MAR; in tal modo si accede alla memoria per

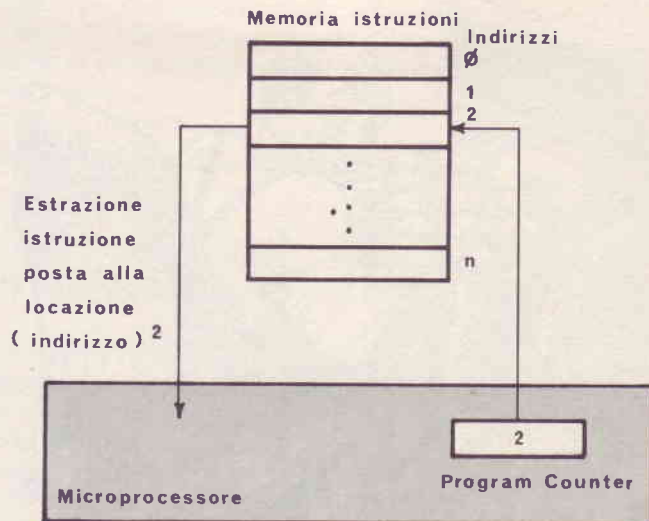


Fig. 11 - Funzionamento del Program Counter.

estrarre la prima istruzione che dovrà essere sottoposta a decodifica da parte dell'unità centrale per individuare le operazioni da eseguirsi. Fatto ciò il P.C. si incrementa di 1 e punta alla successiva istruzione da eseguirsi.

REGISTRO ISTRUZIONI

E' un registro in cui viene posta l'istruzione che in quel momento arriva dalla memoria. Viene separata in codice operativo ed indirizzo, per attivare la logica del microprocessore (figura 12).

Stack

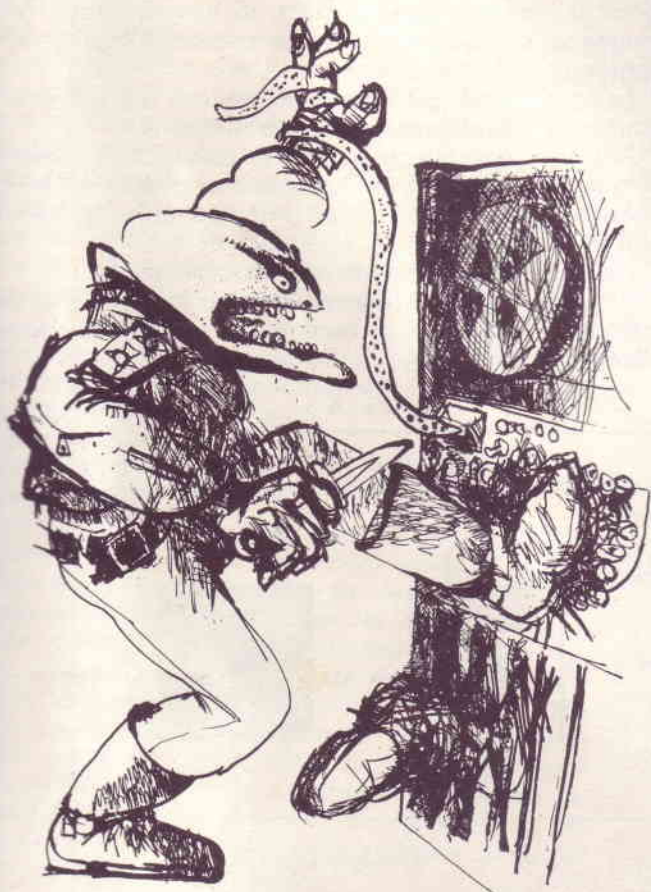
Lo *stack*, o *pila*, è in genere costituito da un certo numero registri tra di loro collegati.

Il funzionamento dello stack è il seguente: se con un'istruzione che fa riferimento allo stack, si vuole porre in esso un dato, tale dato è inserito nella prima posizione dello stack cioè nel primo dei registri costituenti la «pila». Il dato precedentemente presente non è perso, ma è spinto in basso di una posizione, cioè va ad occupare il registro successivo della pila e così via.

Se lo stack è profondo 10, cioè è costituito da 10 posizioni, volendo caricare 11 dati, l'undicesimo va perso. Nell'operazione inversa di estrazione i dati dello stack, si preleva il dato in cima alla pila e tutta la pila sale di una posizione; tutti gli zeri entrano nella posizione più profonda.

Come si vede l'utilizzo dello stack è estremamente specializzato e ad esso si fa riferimento quando si vogliono mettere da parte dati sia per comodità di programmazione, sia per sopperire ad un limitato numero di accumulatori e soprattutto per salvare il valore attuale del program counter quando si vuole abbandonare la sequenza in atto e utilizzare una particolare zona di un programma, detta *subroutine*.

La subroutine è una particolare sequenza di istruzioni che implementano una funzione più volte richiesta nell'esecuzione del programma principale; è quindi inutile porre ogni volta questa sequenza nel corpo del programma e ad essa si fa riferimento con specifiche istruzioni che pongono automaticamente nel-



All'inizio tutto ciò che ha a che fare con i computer può non essere del tutto chiaro: abbiate pazienza.

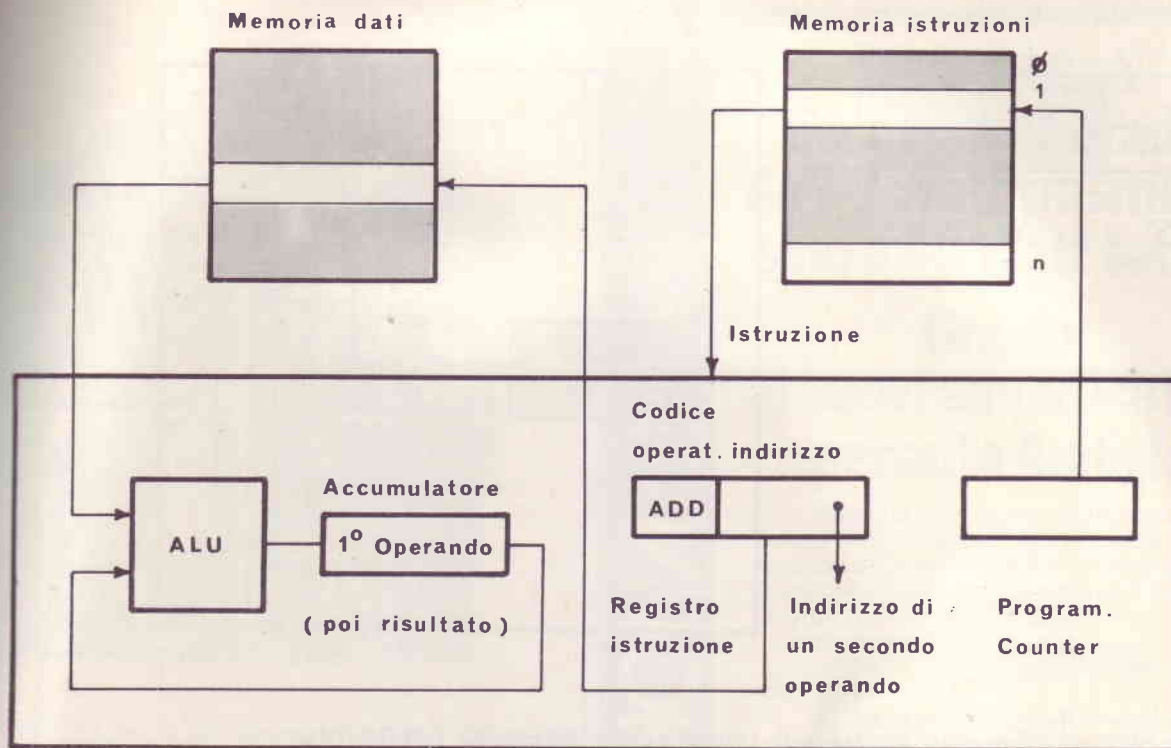


Fig. 12 - Simulazione di esecuzione di una ADD (istruzione di somma).

lo stack il valore del program counter per salvare la informazione di dove si era arrivati nell'esecuzione del programma.

Esaurita la subroutine, automaticamente si estrae dallo stack il valore precedente del program counter e si riprende la sequenza dal punto in cui la si era smarrita. Lo stack sarà descritto più dettagliatamente nella sezione dedicata al software.

MICROPROGRAM MEMORY AND CONTROL

Questa parte è il cuore del microprocessore e viene qui tradotta in termini generali: una discussione più approfondita sarà fatta nelle successive lezioni.

Un programma è una sequenza di istruzioni scritte dal programmatore su un pezzo di carta. Questo programma è in notazione simbolica, cioè si utilizzano,

secondo regole ben precise, dei simboli.

Successivamente questo programma è tradotto in binario, sequenza di zeri ed uni, ed immesso nella memoria cui il microprocessore accede per seguire le funzioni desiderate.

Dal punto di vista del microprocessore il programma scritto dal programmatore è un macroprogramma, nel senso che ogni singola istruzione fa nascere all'interno del microprocessore una serie di segnali i quali sono generati dall'esecuzione di un microprogramma che realizza proprio a livello di singoli segnali l'istruzione scritta dal programmatore.

La decodifica di un'istruzione si può pensare che si traduca nella definizione di un punto di partenza nel microprogramma: la sequenza di microistruzioni da quel punto in poi realizza l'esecuzione di fatto della

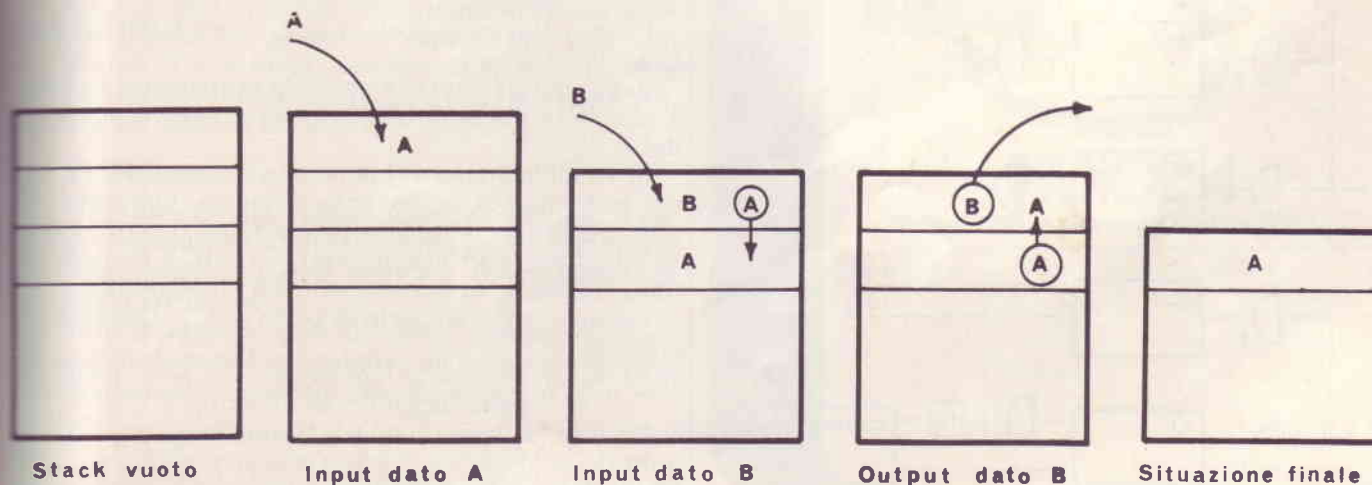


Fig. 13 - Funzionamento LIFO (Last-In-First-Out) dello stack.

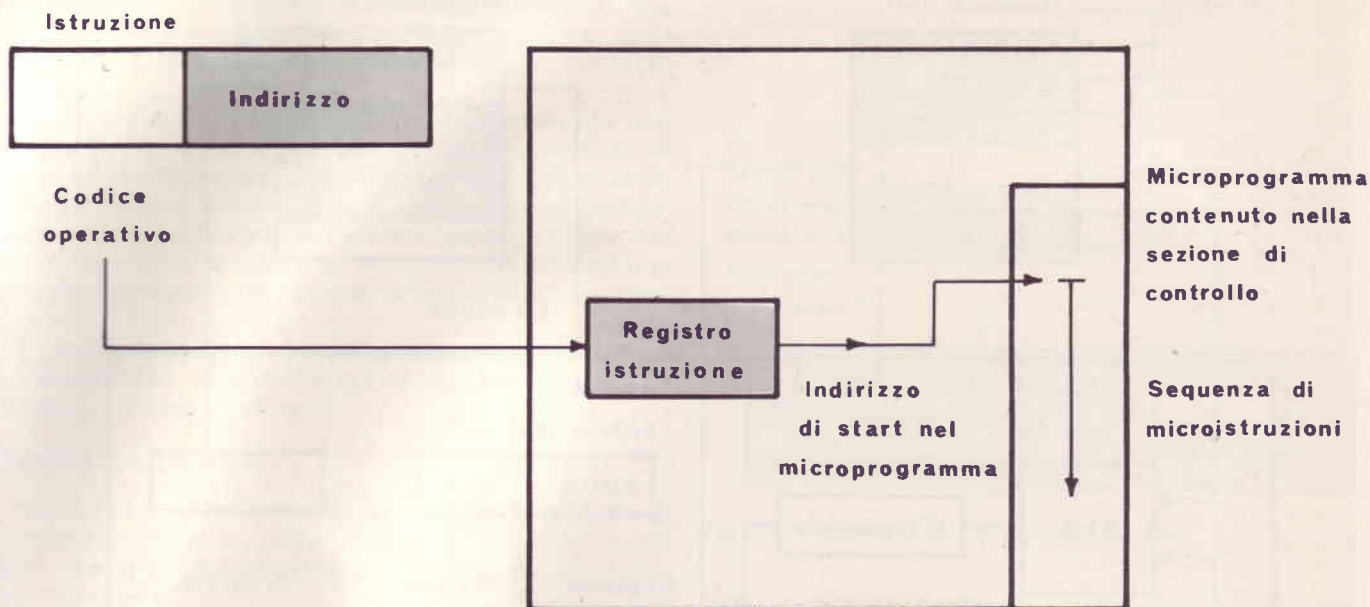


Fig. 14 - Attivazione del microprogramma.

macroistruzione, cioè quella scritta dal programmatore.

La decodifica di un'istruzione si può pensare che si traduca nella definizione di un punto di partenza nel microprogramma: la sequenza di microistruzioni da quel punto in poi realizza l'esecuzione di fatto della macroistruzione, cioè quella scritta dal programmatore.

Il numero, il tipo e le modalità di esecuzione delle istruzioni è quindi definito dal microprogramma presente nella sezione di controllo del microprocessore.

ESEMPIO OPERATIVO

Consideriamo ora un esempio, facendo riferimento alla figura 15, in cui è riportato uno schema semplificato con struttura a porte logiche.

Supponiamo di aver scritto i dati ed il programma in memoria. Le istruzioni sono selezionate in ordine numerico; l'indirizzo, cioè la locazione di memoria dove è posta la prima istruzione, si trova nel program counter.

Si voglia eseguire la somma di due numeri; vediamo il flusso dei dati nel microprocessore e le porte che si devono aprire. Nel P. C. c'è l'indirizzo della prima istruzione; tale indirizzo passa nell'unità di controllo, che seleziona la memoria e ne estrae il contenuto; tale contenuto deve andare al registro istruzione, uscendo sul P.C. che si incrementa di 1.

Si aprono allora le porte 3 - 1 - 2.

Il controllo seleziona o meglio decodifica l'istruzione che dirà:

LD A, 2; cioè sostituisci al contenuto dell'accumulatore A il contenuto della locazione di memoria 2.

Per cui si apre la porta 3, poi la 4 ed il dato è posto in accumulatore.

Viene poi eseguita la seconda istruzione: dapprima è chiamata dal controllo in base al nuovo contenuto del P. C.

Si va all'indirizzo di memoria indicato dal P.C. (che nel frattempo si incrementa di nuovo, puntando così alla successiva istruzione da eseguirsi rispetto a quella attualmente in esecuzione), si estrae il contenuto della memoria, lo si pone nel RI e si decodifica.

Vengono ancora aperte le porte 3, 1, 2. Questa istruzione dice:

ADD A, 3; somma al contenuto dell'A il contenuto della locazione di memoria 3.

Tramite la linea di selezione dell'indirizzo, il contenuto della locazione 3 è posto a sommarsi con 3 nell'ALU; il risultato della somma va a porsi sempre in A.

Allora si aprono le porte 3, 5, 6 e poi 7, 4.

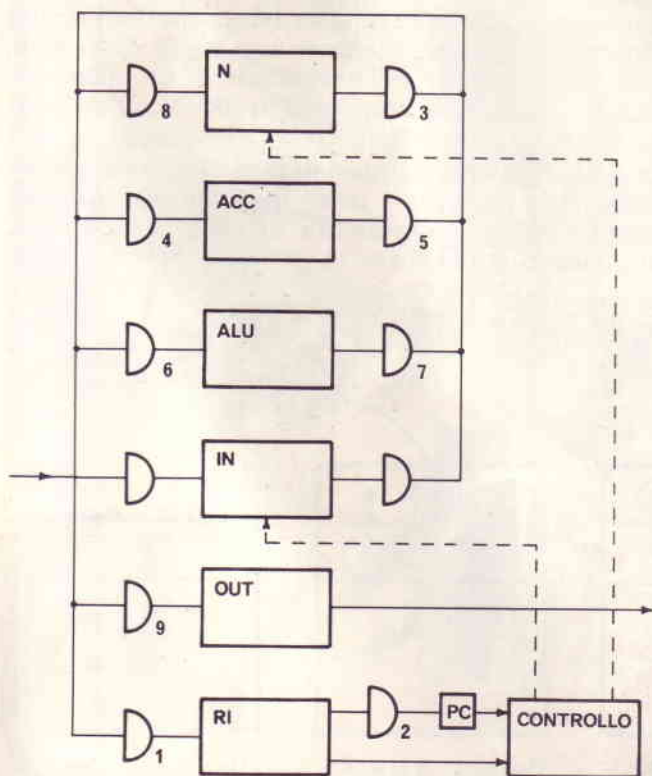
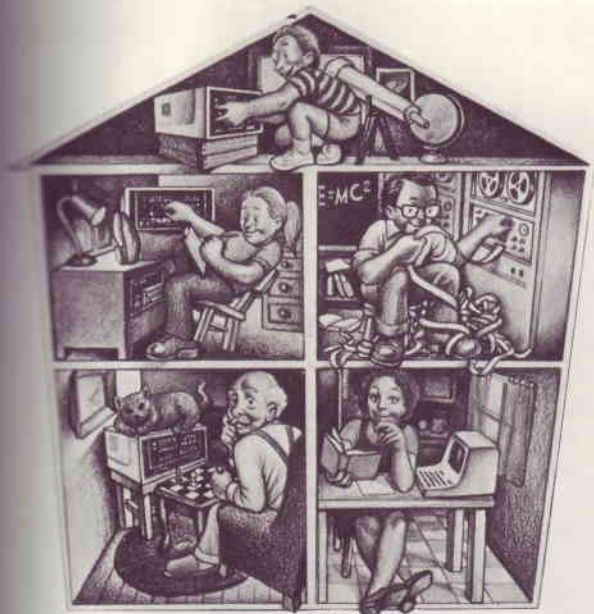


Fig. 15 - Schema semplificato con struttura a porte logiche.



Non è lontano il giorno in cui questo avverrà, grazie ai microprocessori.

Volendo porre il dato (risultato) in memoria, ad esempio alla locazione 4, occorre l'istruzione:

ST A, 4; poni il contenuto di A nella locazione 4.

Questa istruzione esegue la stessa fase iniziale delle altre due e cioè l'apertura delle porte 3, 1, 2 e successivamente, per eseguire il comando inerente l'istruzione, le porte 5, 8.

La fase iniziale, eguale per tutte le istruzioni, è detta *Fase di Fetch*.

La seconda fase, che varia a seconda dell'istruzione, è detta *Fase di Execute*.

Fase di Fetch

Per fase di fetch (o ricerca dell'istruzione) si intende l'operazione con cui il microprocessore «prende» dalla memoria in cui sono poste le istruzioni, quella istruzione il cui indirizzo è attualmente nel program counter.

Durante la fase di fetch, l'istruzione è messa a disposizione della logica del microprocessore che, in base al tipo di istruzione, deciderà cosa fare. La fase di fetch essendo indipendente dal «tipo» di istruzione, è uguale per tutte le istruzioni.

Fase di Execute

Per fase di execute (esecuzione) si intende la sequenza di operazioni effettuate dalla logica del microprocessore, per realizzare quanto è «comandato» da quella data istruzione.

Di fatto, durante la fase di fetch è innescato il particolare microprogramma relativo all'istruzione in atto.

Il programma precedentemente spiegato è il seguente:

LD A,2 ADD A,3 ST A,4

(Si sono ipotizzati i dati da sommarsi alle locazioni di memoria 2 e 3).

(continua)

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

Grazie ai nuovi amplificatori per auto Audiola.

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

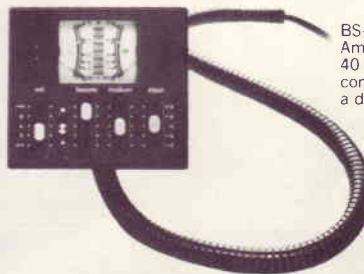
Il grande vantaggio dell'amplificatore consiste nella riduzione delle distorsioni e quindi garantisce una limpidezza sonora che non potrebbe mai essere raggiunta da una normale autoradio.

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

PROPOSTE AUDIOLA



BS-120 Amplificatore stereo 24 WATT con comando a distanza



BS-240 Amplificatore stereo 40 WATT comando a distanza

AUDIOLA

Il meglio per la musica su quattro ruote.

Audiola Italia srl
Via Turati, 40
Milano

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

Nome

Cognome

Via

CAP

Città

SE 6-78

CARATTERISTICHE GENERALI:

Strumento a nucleo magnetico
Totalmente protetto contro le errate inserzioni
Classe 2 in c.c. e 3 in c.a.
20.000 Ω/V c.c. 4.000 Ω/V c.a.

8 CAMPI DI MISURA 32 PORTATE

Volt c.c. 100 mV - 2 V - 5 V - 50 V - 200 V - 1000 V
Volt c.a. 10 V - 25 V - 250 V - 1000 V
Amp. c.c. 50 μA - 0,5 mA - 10 mA - 50 mA - 1 A
Amp. c.a. 1,5 mA - 30 mA - 150 mA - 3 A
Ohms $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$
Volt uscita 10 V~ - 25 V - 250 V - 1000 V
Decibel 22 dB - 30 dB - 50 dB - 62 dB
Capacità da 0-50 μF da 0-500 μF (misura balistica)

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



Derivatore in c.c.
Mod. SH30 port. 30 A
Mod. SH150 port. 150 A



Termometro a contatto
Mod. T1/N campo di
misura -25° a +250°



Puntale alta tensione
Mod. VC5 portata 25.000 V

RAPPRESENTANTI E DEPOSITI IN ITALIA

AGROPOLI (Salerno)
Chiari e Arcuni
via De Gasperi, 54

BARI Biagio Grimaldi
via De Laurentis 23

BOLOGNA - P.I. Siban Attilio
via Zanardi 2/10

CATANIA - Elettro Sicula
via Cadamosto, 18

FALCONARA M. - Carlo Giongo
via G. Leopardi, 12

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
via P. Salvago, 18

NAPOLI - Severi
c.so A. Lucci, 56

PADOVA-RONCAGLIA Alberto Righetti
via Marconi, 165

PESCARA - GE-COM
via Arrone, 5

ROMA - Dr. Carlo Riccardi
via Amatrice, 15

TORINO - Nichelino - Arme
via Colombaro, 2

NUORO - Ortu
via Lombardia, 10/12

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI
DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

ANALIZZATORE
BREVETTATO

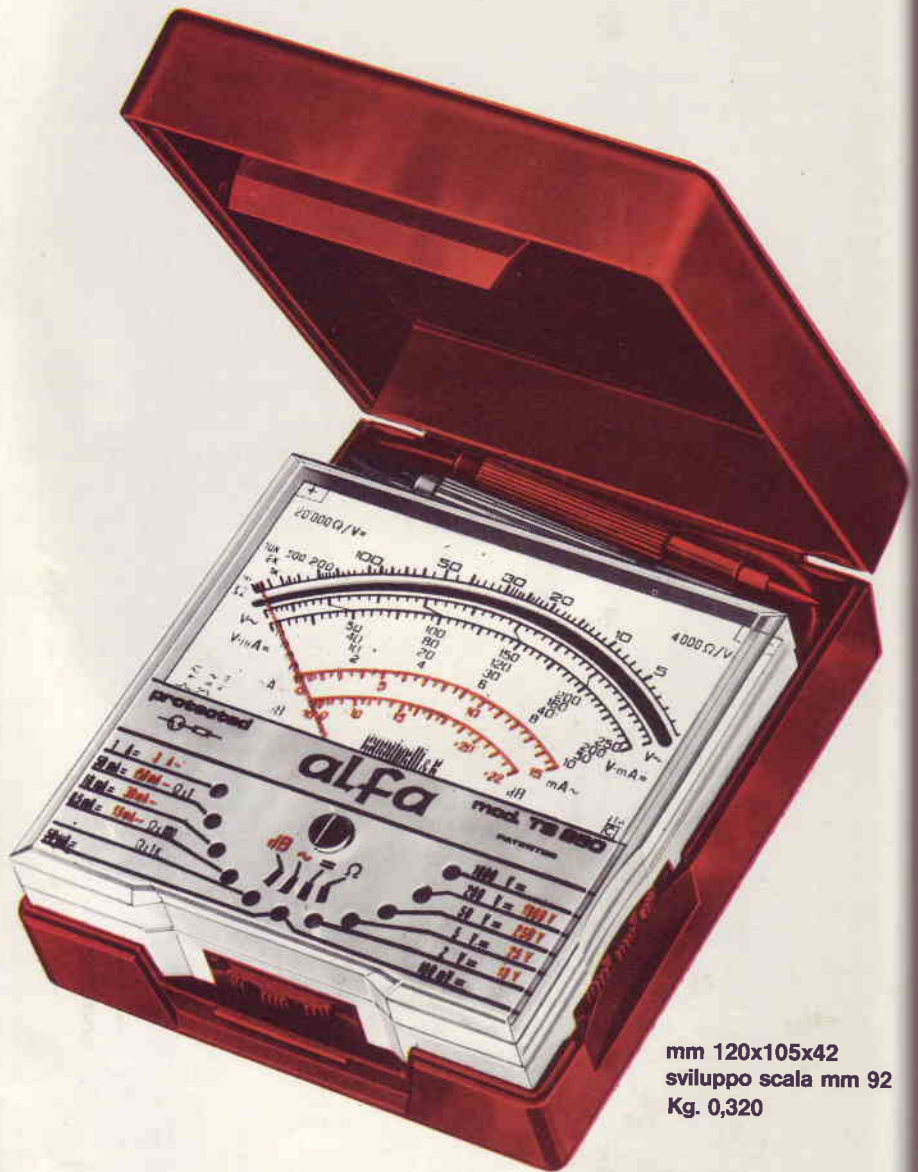
Mod. TS250

alfa

PROTEZIONE

TOTALE !!

CONTRO LE ERRATE INSERZIONI



mm 120x105x42
sviluppo scala mm 92
Kg. 0,320

ITALY
CIC
M

Cassinelli & C

Srl

TUTTO SUGLI IMPIANTI TV CENTRALIZZATI

Questa serie di articoli è il risultato del lavoro dell'Ufficio Tecnico dell'Italiana Conduttori s.a.s., fabbricante del cavo coassiale CAVEL ed ha lo scopo di raggruppare delle informazioni tecniche che possano facilitare la realizzazione di impianti di distribuzione semplici e collettivi per segnali TV.

La complessità della materia ha costretto a sfiorare alcuni argomenti a favore della chiarezza di esposizione di altri; tutto ciò nel contesto di una esposizione semplice e piana che, nello stesso tempo, mette in evidenza i punti chiave del problema.

In questa angolazione sono da posizionarsi i numerosi accenni della pubblicazione 12-15 del CEI relativa alle «Norme per impianti centralizzati».

PREMESSA

Utilizzando un'espressione oggi di moda, possiamo affermare che la «filosofia» di un impianto centralizzato è quella di permettere una ricezione **non** sensibilmente inferiore, dal punto di vista qualitativo, a quella che si può ottenere con l'ausilio di antenne individuali.

Oltre agli evidenti vantaggi di carattere estetico, riteniamo che, con il continuo crescere dei canali ricevibili, l'impianto centralizzato offra anche innegabili vantaggi economici in quanto permette l'impegno di soluzioni più professionali e sofisticate come particolari sistemi di antenne, amplificatori molto selettivi, filtri di assorbimento, convertitori al quarzo, il cui costo viene a risultare evidentemente meno «pesante» se suddiviso su una rete di utenza di una certa entità.

I concetti fondamentali (rapporto segnale/rumore, prodotti spuri di conversione ed amplificazione, isolamento tra le prese, ecc...) devono essere ben assimilati oltre che per raggiungere un certo obiettivo qualitativo anche per ridurre gli interventi di assistenza, oggi estremamente onerosi, ad impianto ultimato.

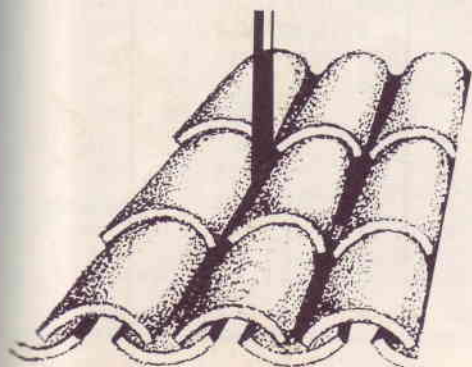
1. ONDE ELETTROMAGNETICHE E PIANO DI POLARIZZAZIONE

Ogni segnale radio (TV, FM) utilizza energia radiata da un conduttore eccitato da corrente alternata. Questa energia è radiata sotto forma di un'onda elettromagnetica che consiste in un campo elettrico ed uno magnetico operanti ad angolo retto l'uno rispetto all'altro.

Questi componenti possono essere rappresentati da vettori come indicato in Fig. 1.1. Il piano contenuto dalla componente elettrica e dalla direzione di propagazione è chiamato **piano di polarizzazione**.

Con riferimento alla Fig. 1.2, l'onda si dice polarizzata orizzontalmente quando il campo elettrico è orientato orizzontalmente; se il campo elettrico agisse nella direzione verticale, l'onda si direbbe polarizzata verticalmente.

Per intercettare un'onda radio ed estrarre dall'antenna ricevente il massimo di energia, l'antenna ricevente deve essere montata con lo **stesso orientamento** di quella trasmittente.



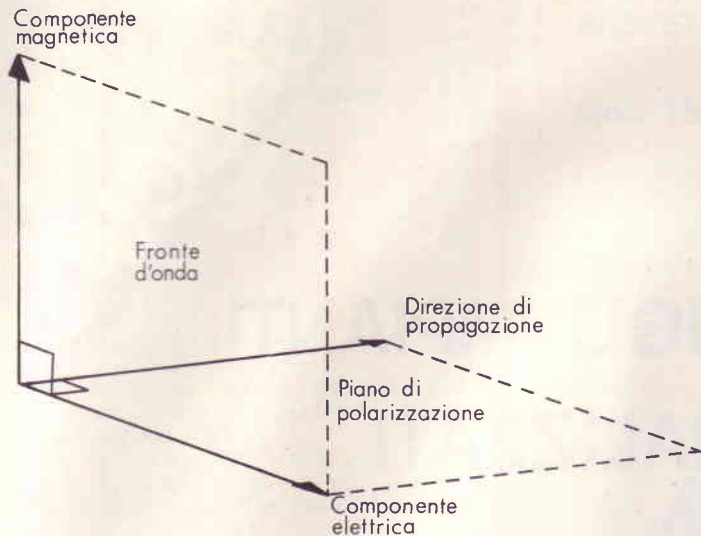


Fig. 1.1 Piano di polarizzazione di un'onda radio.

Se questo dato non è noto in partenza è sufficiente determinarlo sperimentalmente ruotando l'antenna da una posizione (ad es. orizzontale) all'altra (verticale) e controllando, con un misuratore di campo o un ricevitore, la posizione di massimo segnale.

Nella tabella 15.1, in calce, sono riportati i trasmettitori televisivi italiani con le rispettive indicazioni dei canali; le sigle **o** e **v** dopo ogni canale stanno per orizzontale e verticale.

2. BANDE DI FREQUENZA UTILIZZATE PER LA TV E LA FM

Le bande di frequenza dello spettro elettromagnetico, assegnate in Italia dal Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni (Pubblicate nel Supplemento ordinario alla «Gazzetta Ufficiale» numero 339 del 22-12-1976) ai servizi di diffusione circolare Radio e TV, sono le seguenti:

RADIO (a modulazione di frequenza)	
FM	da 87,5 a 104 MHz
TELEVISIONE	
VHF - banda III	da 174 a 223 MHz
VHF - banda I	da 52,5 a 68 MHz
UHF - banda IV	da 470 a 590 MHz
UHF - banda V	da 614 a 798 MHz
UHF - banda V	da 806 a 838 MHz

Fig. 1.2 - Effetto della polarizzazione quando viene alterato l'orientamento dell'antenna. - 1. Onda polarizzata verticalmente. - 2. Onda polarizzata orizzontalmente.

I valori di frequenza corrispondenti ai rispettivi canali TV sono riportati nella tabella 15.2, in calce. Alcune T private sono allocate «momentaneamente» al di fuori delle bande specificate. Per completare detta informazione, ricordiamo che la trasmissione radio a modulazione di ampiezza (AM) viene effettuata in:

ONDE LUNGHE	da 0,15 a 0,4 MHz
ONDE MEDIE	da 0,5 a 1,6 MHz
ONDE CORTE	da 6 a 33 MHz

3. CENNI SULLA PROPAGAZIONE

Nelle bande di frequenza FM e TV indicate precedentemente, i segnali si propagano in **linea retta** o, come si suol dire, in maniera **quasi ottica**. In particolare modo ciò avviene in TV, bande IV e V.

Si dice propagazione «quasi ottica» in quanto i fenomeni di **rifrazione** permettono un incremento della portata ottica del 10 ÷ 20%. Inoltre, sempre legato alla maniera «quasi ottica» di propagazione è il fenomeno della riflessione, cioè quando le onde vengono

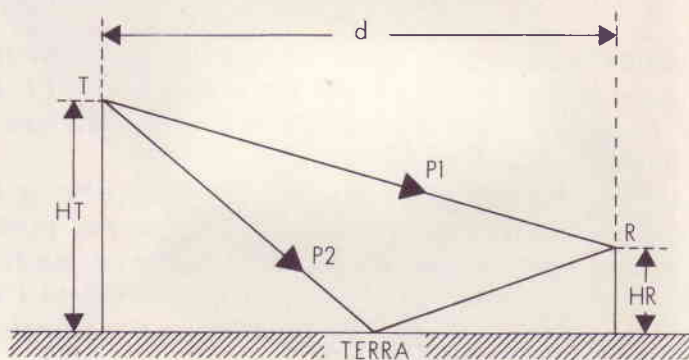


Fig. 3.1 Riflessione onde VHF ad opera del terreno.

riflesse da edifici, costruzioni metalliche, colline, montagne, ecc...

Nel caso TV il solo metodo per minimizzare le riflessioni è quello di scegliere un'antenna con buone caratteristiche di **selettività**.

La riflessione nelle bande VHF può avvenire, per opera del terreno, secondo quanto descritto nella Fig. 3.1.

Nel punto R (ricevitore) il segnale riflesso (P2) si combina con quello diretto (P1). Pertanto, variando l'altezza dell'antenna ricevente (HR), per una data

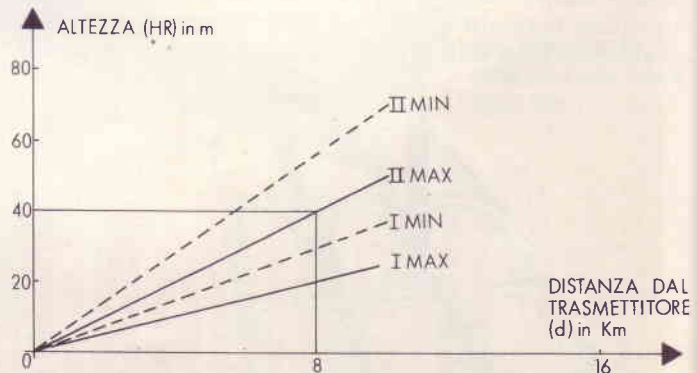


Fig. 3.2 - Minimi e massimi di un campo per un segnale di 100 MHz.

distanza dall'antenna trasmittente (d) ed una sua altezza (HT), si troveranno: un massimo e un minimo e successivamente un secondo massimo e un secondo minimo, come mostrato nella Fig. 3.2.

4. UNITA' DI MISURA PIU' COMUNI

4.1 Il decibel (dB). Il decibel è l'unità basistica utilizzata nelle telecomunicazioni e naturalmente anche nella tecnica degli impianti centralizzati. Esso è utilizzato per esprimere, in forma logaritmica, le variazioni di un segnale in un sistema.

La relazione matematica è molto semplice:

$$\text{per le potenze} \quad \text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

$$\text{per le tensioni} \quad \text{dB} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

(caso più comune negli impianti centralizzati)

Un guadagno dà un valore positivo, un'attenuazione un valore negativo. Poiché i dB si sommano o si sottraggono è evidente come il calcolo risulti più spedito rispetto al moltiplicare (nel caso di guadagni) o al dividere (nel caso di attenuazioni o perdite).

Nella Fig. 4.1 sono stati riportati alcuni valori di equivalenza tra dB e rapporti in tensione, di uso comune.

Nel diagramma 15.3, in calce, sono riportati i valori di dB correlati ai rapporti di potenza e tensione.

E' consigliabile memorizzare alcune relazioni; semplificando al massimo occorre ricordare soltanto che:

6 dB equivale ad un rapporto in tensione di 2:1

20 dB equivale ad un rapporto in tensione di 10:1

Ciò permette di risolvere un gran numero di casi, ad esempio:

20 si può scrivere 2×10 ed in dB $6 + 20 = 26$ dB

400 si può scrivere $2 \times 2 \times 10 \times 10$ ed in dB $6 + 6 + 20 + 20 = 52$ dB.

4.2 Il dB μ V. Ricordiamo che il dB si riferisce al rapporto di una variazione; se partiamo da un prefissato livello di riferimento, possiamo utilizzarlo per indicare il livello dei segnali TV.

Assumendo 1 microvolt (μ V) = milionesimo di volt = millesimo di millivolt come riferimento e fissando a 75 Ω il valore dell'impedenza del sistema, possiamo scrivere i livelli in dB μ V dove: la parte dB

dice che si sta usando una espressione dB e la parte μ V che si sta usando il microvolt come riferimento.

O dB μ V è quindi equivalente a 1 μ V

per cui, ricordando quanto detto prima:

1000 μ V si può scrivere $10 \times 10 \times 10$ ed in dB come $20 + 20 + 20 = 60$ dB μ V.

Ora, se un segnale di 60 dB μ V è applicato ad un amplificatore avente un guadagno di 26 dB, il livello all'uscita sarà: $60 + 26 = 86$ dB μ V.

Siccome 26 dB equivale ad un coefficiente di amplificazione di 20, ciò equivale a dire che l'uscita è 20 volte 1000 μ V, cioè 20.000 μ V, ed anche 20 mV.

Se lo stesso segnale di 1000 μ V (60 dB μ V) è applicato ad un cavo coassiale avente 26 dB di perdita, il livello alla fine del cavo sarà:

$60 - 26 = 34$ dB μ V che corrisponde esattamente a 1000 μ V diviso 20 cioè 50 μ V.

La Fig. 4.2 ci dà le relazioni più frequentemente usate tra i livelli in mV - μ V - V e dB μ V negli impianti centralizzati.

Nella tabella 15.4, in calce, sono riportate in forma più estesa le relazioni tra dB μ V e mV.

5. ANTENNE RICEVENTI

In un impianto centralizzato l'antenna capta i campi elettromagnetici che si desiderano ricevere e li trasforma in differenza di potenziale che viene inviata nella rete di distribuzione (se necessario con l'aiuto di un amplificatore).

La qualità di un'antenna per impianto centralizzato deve essere superiore a quella per un impianto individuale anche per quel che concerne il parametro **durata nel tempo**.

E' intuitivo che un costo superiore viene ad essere ammortizzato su un numero generalmente alto di utenze, per uno stesso impianto.

Per semplicità si possono classificare le antenne in tre grandi famiglie:

Yagi - Alto guadagno, banda stretta (generalmente per un canale), ma anche per gruppi di canali in UHF. Vedi Fig. 5.1.

Log periodico - Guadagno moderato, elevato valore di banda passante, lobi secondari ridotti.

Ad apertura - Come le paraboliche, le antenne ad angolo (corner). Buon guadagno e

dB = x	dB = x	dB = x	dB = x	dB = x
0,0 1,0	6,0 2,12	14,0 5,01	26 20,0	38 80,0
0,5 1,059	6,5 2,12	15,0 5,62	27 22,4	39 89,0
1,0 1,122	7,0 2,24	16,0 6,31	28 25,1	40 100,0
1,5 1,189	7,5 2,37	17,0 7,08	29 28,2	45 178,0
2,0 1,26	8,0 2,51	18 7,95	30 31,6	50 316,0
2,5 1,333	8,5 2,66	19 8,9	31 35,5	55 560,0
3,0 1,413	9,0 2,82	20 10,0	32 40,0	60 1000,0
3,5 1,497	9,5 2,98	21 11,2	33 45,0	70 3162,0
4,0 1,585	10,0 3,16	22 12,6	34 50,0	
4,5 1,68	11,0 3,55	23 14,1	35 56,0	
5,0 1,78	12,0 4,0	24 16,0	36 63,0	
5,5 1,885	13,0 4,46	25 17,8	37 71,0	

Fig. 4.1 - Tabella di equivalenza tra dB e rapporti in tensione.

126		2	
120	1.000	1	
112	400	0,4	
106	200	0,2	
dB μ V	μ V	mV	V
100		100	
84	15.000	15	
80	10.000	10	
66	2.000	2	
60	1.000	1	
54	500	0,5	
48	250		
42	125		

Fig. 4.2 - Relazioni più frequentemente usate tra i livelli: dB μ V - μ V - mV - V.

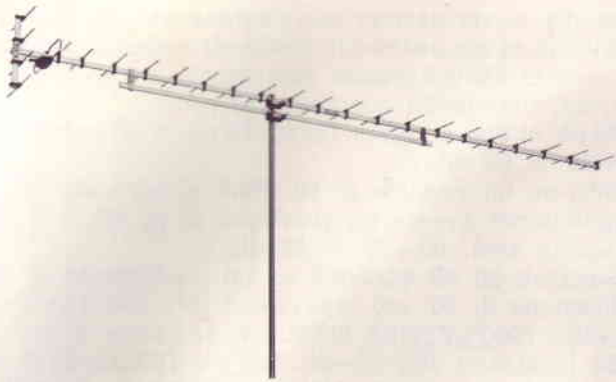


Fig. 5.1 - Antenna Yagi (25 EL - RC/21 ÷ 23) per gruppo di canali da 21 a 39; guadagno medio 15 dB; 23 elementi.

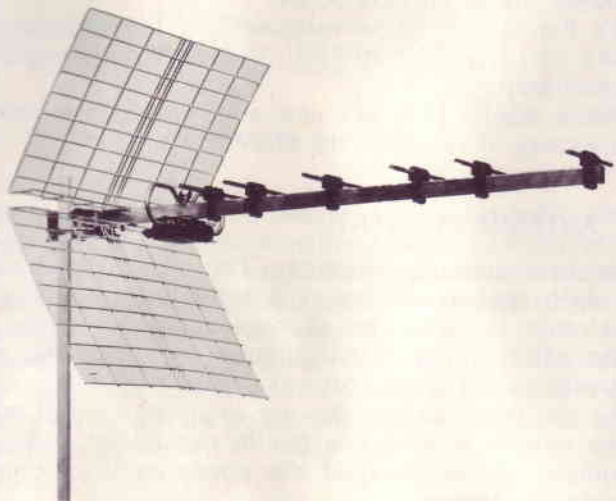


Fig. 5.2 - Antenna banda larga (9 EI - RR/21 ÷ 69) 9 elementi; dal canale 21 al 69; guadagno da 9 a 13 dB.

banda sufficiente.
Vedi Fig. 5.2.

I parametri elettrici fondamentali di una antenna TV e FM sono:

- 5.1 Lunghezza d'onda
- 5.2 Impedenza
- 5.3 Adattamento
- 5.4 Direttività
- 5.5 Guadagno
- 5.6 Lunghezza di banda.

Vediamoli brevemente qui di seguito.

5.1 Lunghezza d'onda. La lunghezza d'onda di risonanza, indicata generalmente con la lettera greca λ , è data dalla seguente relazione:

$$\lambda = \frac{300}{f} \text{ dove } \lambda \text{ in metri} \\ \text{f in MHz}$$

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{150}{f}$$

in pratica si deve far uso della seguente formula:

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{143}{f}$$

5.2 Impedenza. Per impedenza si definisce il rapporto, in un dato punto dell'antenna, tra la tensione (V) e la corrente (I).

Il valore normalizzato per gli impianti centralizzati è 75Ω . Onde ottenere il massimo trasferimento di energia occorre che detto valore di impedenza di entrata sia **mantenuto su tutto il canale TV**.

5.3 Adattamento. Il disadattamento, quando l'impedenza (Z) è differente dal valore di impedenza della linea (cavo coassiale), crea delle onde riflesse che si sottraggono o sommano all'onda diretta creando delle onde **stazionarie** con massimi e minimi; rispettivamente V_{max} e V_{min} .

Il rapporto V_{max}/V_{min} è denominato ROS oppure **VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)** e deve avere un valore il più possibile vicino a 1. Valori tra 1,5 e 2 sono da considerarsi ancora buoni.

Si definisce coefficiente di riflessione (δ) il rapporto:

$$\frac{V \text{ riflessa}}{V \text{ diretta}}$$

ROS (VSWR)	Coefficiente di riflessione	
	%	- dB (Return Loss)
1.02	1.00	40.0
1.20	9.44	20.5
1.40	17.00	15.5
1.60	23.00	12.8
1.80	29.00	10.8
2.00	33.5	9.5
3.00	50.1	6.0
4.00	59.6	4.5
5.02	66.8	3.0

Fig. 5.3.1 - Tabella di equivalenza tra ROS (VSWR), coefficiente di riflessione e RL (Return Loss).

Tra ROS e δ esiste la seguente relazione:

$$ROS = \frac{1 + \delta}{1 - \delta}$$

Tale coefficiente di riflessione (δ) può essere espresso anche in forma logaritmica (dB) con la seguente relazione:

$$RL = 20 \log \delta \text{ (dB)}$$

che viene denominata: disadattamento di ritorno o, con dizione anglosassone, **Return Loss (RL)**.

Diamo qui di seguito, nella Fig. 5.3.1, i valori di uso più comune.

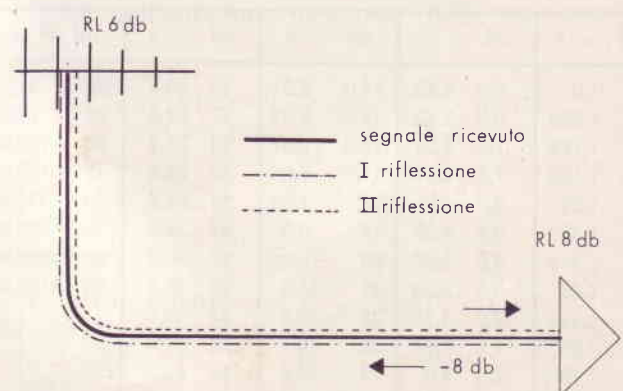


Fig. 5.3.2 - Cattivo adattamento tra antenna, cavo di discesa e amplificatore.

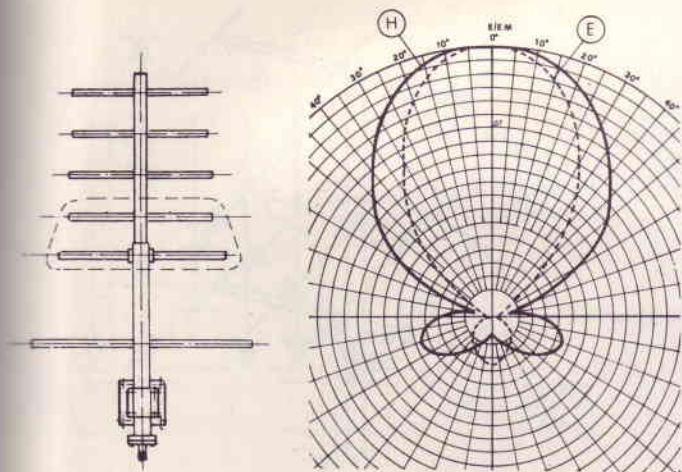


Fig. 5.4 - Diagramma polare della direttività di una antenna.

Al termine del seguente cap. abbiamo riportato, in Tab. 15.5, un diagramma comparativo di ROS, δ e RL.

Esaminiamo il caso di un cattivo adattamento tra l'antenna e il cavo di discesa: ROS 3:1 ovvero un RL di 6 dB; naturalmente ammettiamo che anche l'entrata dell'amplificatore non sia perfettamente adattata ma che abbia un RL di 8 dB. Riferiamoci alla Fig. 5.3.2.

Se supponiamo che alla frequenza del canale TV ricevuto il cavo abbia 1 dB di perdita, avremo:

- 1 - il segnale ricevuto arriva al preamplificatore;
- 2 - esso viene riflesso con livello -8 dB e marcia indietro verso l'antenna;
- 3 - arriva all'antenna con livello -8 dB a cui si somma la perdita del cavo di -1 dB, cioè -9 dB;
- 4 - esso viene riflesso dall'antenna ed il suo livello diventa:
 $(-9 \text{ dB}) + (-6 \text{ dB}) = -15 \text{ dB}$;
- 5 - data la perdita di -1 dB del cavo, la seconda riflessione arriva dal preamplificatore con livello:
 $(-15 \text{ dB}) + (-1 \text{ dB}) = -16 \text{ dB}$.

Detto segnale, riflesso due volte, avrà percorso un «giro» completo e pertanto arriverà **più tardi** di quello originale. Esso determina un «eco» o, come pittorescamente dicono gli anglosassoni, un «fantasma». Affinché detto fenomeno sia trascurabile bisogna che i vari componenti abbiano un RL minimo $14 \div 16$ dB.

Notiamo incidentalmente che il fenomeno è tanto più esaltato quanto minore è la perdita del cavo; esso infatti insorge spesso in banda I e difficilmente in banda IV o V.

5.4 Direttività. Le antenne riceventi sono generalmente progettate per la ricezione da una direzione.

Sono generalmente fornite con un diagramma polare da cui è possibile determinare l'andamento «guadagno/angolo».

Il diagramma polare della direttività di una antenna può essere visto alla Fig. 5.4.

5.5 Guadagno. Il guadagno è espresso in dB. A titolo puramente orientativo, in UHF guadagni da 8 a 12 dB rappresentano valori normali per le Yagi e guadagni da 10 a 13 dB sono altrettanto normali per cortine di dipoli a banda larga.

5.6 Larghezza di banda. Deve essere tale da non in-

trodurre distorsioni nella banda e da mantenere il ROS più basso possibile. Come accennato precedentemente le Yagi sono quelle utilizzate più comunemente per la ricezione UHF e VHF.

6. DETERMINAZIONE DEL SEGNALE UTILE

In un impianto centralizzato TV arrivano segnali di diverso livello (dalle varie antenne) e nella rete di distribuzione esistono altresì diversi livelli di segnale.

L'obiettivo da raggiungere è quello di fornire, alle utenze connesse alla rete, delle immagini TV senza «neve» e possibilmente uniformi tra loro. La «neve» è la visualizzazione sullo schermo catodico del **rumore elettrico**.

È evidente che consideriamo **minimo** un segnale TV **quando il suo livello è tale da coprire la «neve»**. Si faccia attenzione che livelli eccessivi possono determinare distorsioni con effetti egualmente antipatici.

Ci stiamo riferendo alla qualità del segnale TV noto come **rapporto segnale/rumore** (in sigla S/N dove, dall'inglese, N sta per Noise).

Gruppi di lavoro hanno dimostrato che rapporti di: 46 dB danno immagini ottime

40 dB danno immagini buone (rumore appena percettibile)

34 dB danno immagini accettabili

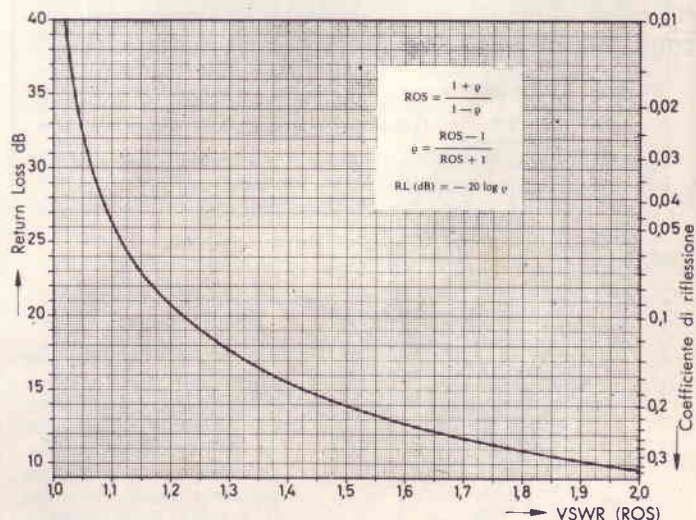
28 dB danno immagini di cattiva qualità

22 dB danno immagini decisamente non utilizzabili.

Quando si parla di rapporto S/N visto dall'utente, ci si riferisce a segnale di banda (video) di 5 MHz (nel sistema CCIR, standard G).

Misurando con un misuratore di campo o analizzatore di spettro, possiamo misurare la portante RF in arrivo.

Se denominiamo C questa portante (dall'inglese Carrier) è facilmente misurabile il rapporto C/N (Carrier-Noise). Esso risulta **leggermente differente** dal rapporto S/N citato precedentemente. Qui il rumore non è **pesato**, cioè misurato attraverso un filtro, ma solamente rapportato dalla banda passante dello strumento al valore equivalente a 5 MHz.



Tab. 15.5 - Equivalenza tra ROS ρ e RL.

Pertanto, per una ricezione ottima avremo bisogno di un $S/N = 46 \text{ dB}$ o superiore, cioè un C/N di circa 45 dB .

La formula che ci dà il C/N in dB è la seguente:

$$C/N \text{ (dB)} = L_e - 1 - F$$

dove: $L_e =$ Livello applicato all'entrata espresso in $\text{dB}\mu\text{V}$;

$F =$ cifra di rumore d'entrata (sintonizzatore nel caso TV), espressa in dB .

Per la TV avente un sintonizzatore con cifra di rumore $F = 10 \text{ dB}$ avremo:

$C/N = L_e - 1 - F$; da cui: $L_e = C/N + 1 + F$; nel nostro caso: $L_e = 45 + 1 + 10 = 56 \text{ dB}\mu\text{V}$.

Introducendo un fattore di sicurezza di circa 4 dB possiamo concludere che per avere un'immagine ottima occorre amplificare alla TV per un valore di $60 \text{ dB}\mu\text{V}$.

In questo caso risulta evidente l'importanza fondamentale della formula citata.

Esempio: il rapporto S/N richiesto per un'immagine qualità 4 (scala IEC), quindi per una immagine buona, è di $44,5 \text{ dB}$. Il C/N equivalente è $43,25 \text{ dB}$ da cui: $L_e = 43,25 + 1 + 10 = 54,25 \text{ dB}\mu\text{V}$ (equivalente a $500 \mu\text{V}$).

7. SCELTA DELL'ANTENNA E SOSTEGNI D'ANTENNA

7.1 Scelta dell'antenna e particolari sistemi d'antenna. Sia nel caso di impianti singoli che centralizzati, numerosi sono i fattori che giocano in questa scelta.

Nel caso di impianti centralizzati il costo diventa evidentemente un fattore meno importante perché la spesa viene a dividersi tra un maggior numero di utenti.

Si sceglie, in genere, una yagi per singolo canale ed una larga banda per la ricezione di molti canali.

Per aumentare il segnale occorre aumentare l'area di captazione, cioè usare due antenne. A questo proposito, si possono configurare due casi:

- 1 - antenne l'una sull'altra;
- 2 - antenne affiancate l'una all'altra.

La Fig. 7.1.1 mostra il diagramma polare per 2 antenne affiancate.

Esaminando questo diagramma possiamo dedurre che l'angolo di radiazione orizzontale viene a ridursi alla metà di quello corrispondente ad una singola antenna, mentre quello verticale rimane inalterato.

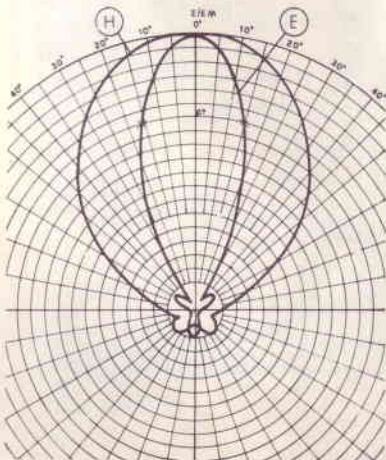


Fig. 7.1.1 - Diagramma polare per due antenne affiancate l'una all'altra. E = diagramma nel piano dei dipoli; H = diagramma nel piano ortogonale a quello dei dipoli. Trattasi della antenna mostrata anche in Fig. 5.4.

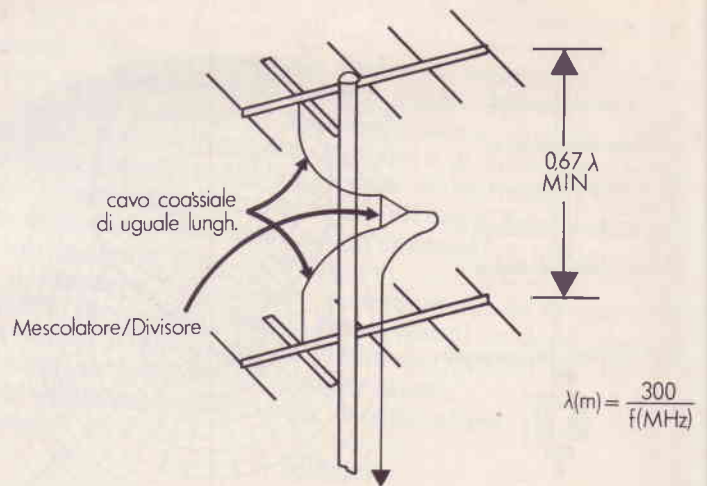


Fig 7.1.2-Parallellaggio verticale di due antenne. La spaziatura verticale minima deve essere calcolata con la formula data.

Nel caso generico di parallellaggio verticale, le distanze sono indicate nel disegno di Fig. 7.1.2 ed il guadagno è di 3 dB .

È importante che le due antenne siano montate sullo stesso supporto in modo da realizzare le condizioni di ricezione in fase dei segnali e che i cavi siano di uguale lunghezza (con tolleranza non superiore a 1 o 2 cm) in modo da permettere un effetto additivo in fase.

Assume sempre più importanza in Italia, con la proliferazione delle TV libere e dei ripetitori di TV estere, il fenomeno dell'interferenza sul medesimo canale. Il caso cioè che il canale disturbato coincida con quello desiderato o ricevuto.

Vediamo due soluzioni possibili del problema.

Una prima soluzione consiste nel montare due antenne in parallelo come illustrato in Fig. 7.1.3.

Questa configurazione permette a due (o quattro) antenne in parallelo di rigettare l'interferenza proveniente da un angolo (α) dando sempre un guadagno di 3 dB rispetto ad una singola antenna.

Se la formula per ricavare la distanza delle antenne desse un risultato tale da portare alla sovrapposizione degli elementi delle antenne, occorre passare all'utilizzo di una spaziatura $3 H$ per ottenere il medesimo risultato (oppure addirittura $5 H$).

Se l'angolo α è maggiore di 90° , sottrarlo da 180° e applicare la formula. In altre parole, viene a formarsi un minimo in corrispondenza dell'angolazione.

Per angoli molto piccoli ($5 \div 10^\circ$) il sistema non è facilmente realizzabile e così pure per angoli piccoli vicino alla posizione posteriore dell'antenna.

È conveniente allora la soluzione riportata in Fig. 7.1.4, con la quale è facile raggiungere 20 dB di attenuazione e, con particolari accorgimenti, anche 30 dB .

7.2 Sostegni d'antenna. Sia nel caso di installazioni singole che centralizzate può risultare necessario l'utilizzo di pali o tralicci molto alti per aumentare l'intensità del segnale utile e migliorare la qualità di ricezione, eliminando riflessioni e/o assorbimenti. Ricordiamo inoltre che nel caso di ricezioni difficili affidate a fenomeni di rifrazione, (riflessione o diffrazione) la ricerca della possibilità o meno di ricezione risulta affidata ad un sistematico lavoro di carattere

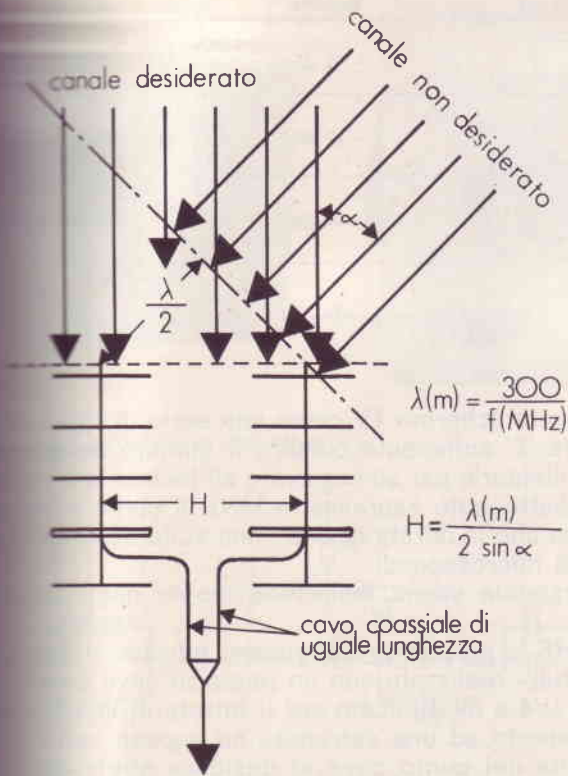


Fig. 7.13 - Allineamento orizzontale di due antenne per eliminare l'interferenza di un canale non desiderato.

sperimentale da protrarre nel tempo, essendo i fenomeni suddetti intimamente legati alle condizioni ambientali (orario, stagioni, ecc.).

Riferendoci specificamente alla tecnica da impiegare per i sostegni di antenna, riteniamo utile segnalare all'attenzione dell'installatore lo studio della appendice B delle citate norme CEI n° 12-15 dal titolo «Procedura di norme per gli impianti centralizzati».

Nel caso che il palo autoportante non sia sostenuto da zanche ma poggi su di un terreno o un terrazzo, è molto importante curare il basamento, generalmente realizzato con una piccola colata di calcestruzzo.

Come tralicci ultraleggeri, si può scegliere il model-

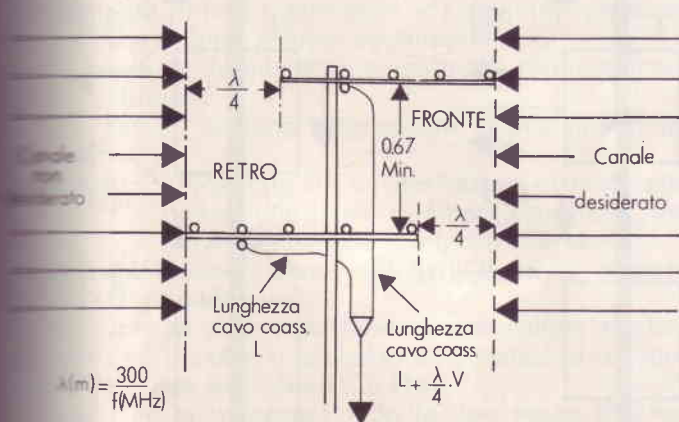


Fig. 7.14 - Allineamento verticale di due antenne per eliminare l'interferenza di un canale non desiderato e proveniente dalla zona posteriore.

La velocità di propagazione nel cavo: 0,80 per l'espanso, 0,66 per il compatto.

IMPIANTI D'ANTENNE

di G. Boggel Ing Grand

(Biblioteca Tecnica Philips)

Tecnica degli impianti singoli e centralizzati e dei grandi impianti di quartiere per ricezione radio, TV e CATV

Traduzione del Prof. AMEDEO PIPERNO

Volume di pagg. 158

Edizione rilegata e plastificata

Prezzo di vendita L. 15.000

Con questa pubblicazione, la C.E.L.I. dà un valido contributo a tutti i tecnici che sono chiamati ad effettuare impianti di ricezione di una certa difficoltà e che comportano l'impiego di apparecchiature complesse e di costo elevato. Anche i tecnici più esigenti, con questo volume, troveranno il modo di approfondire le loro conoscenze nel campo dell'alta frequenza. La trattazione è stata condotta in modo chiaro e del tutto accessibile. Siamo sicuri di aver fatto un'opera gradita a tutti i tecnici del ramo.

CONTENUTO:

DESCRIZIONE DI IMPIANTI DI ANTENNA SINGOLI E CENTRALIZZATI: Piccoli impianti centralizzati VHF/UHF con impiego di amplificatori di gamma - Amplificatori di canale sintonizzabili collegati con amplificatori di gamma od a larga banda - Impianti VHF/UHF più estesi in versione selettiva di canale e con elevato livello di uscita - Impianti selettivi di canale in VHF e conversione di canali UHF in VHF standard oppure in canali VHF speciali - Impianti centralizzati per grandi collettività con posto di ricezione separato e rete di distribuzione attiva in larga banda VHF - Tecniche di grandi impianti - Esigenze tecniche nei grandi impianti centralizzati - TV in GHz (prospettive, stato attuale della tecnica e possibilità di impiego nei grandi impianti centralizzati) - Tv in via satellite — **COMPONENTI PASSIVI PER IMPIANTI CENTRALIZZATI:** Prese di antenna - Partitore a più vie (splitter) - Partitore di derivazione o derivatore - Miscolatori di canali e di gamme - Filtro di soppressione di gamma e di canale (trappola) - Attenuatori dipendenti dalla frequenza (equalizer), indipendenti dalla trappola (pads) - Antenne per diffusione radio TV — **ELEMENTI COSTRUTTIVI ATTIVI PER IMPIANTI GA/GGA:** Amplificatori a larga banda - Amplificatori a larga banda con possibilità di selezione - Amplificatori di canale (preamplificatori e amplificatori principali) - Amplificatori di canale con AGC (controllo automatico di guadagno) - Amplificatori per gruppi di canali - Convertitori di frequenza e «channel units» professionali - Amplificatori professionali a larga banda con regolazione a frequenza pilota e compensazione della temperatura - Controllo automatico delle condizioni di funzionamento e segnalazione dei guasti nei grandi impianti — **CAVI COASSIALI PER LA TECNICA DI IMPIANTI SINGOLI (EA), IMPIANTI CENTRALIZZATI (GA) E GRANDI IMPIANTI CENTRALIZZATI (GGA) A 75:** Proprietà meccaniche dei cavi - Caratteristiche elettriche dei cavi e prescrizioni DIN - Cavo per TV via cavo e sue particolarità costruttive - Armature del cavo (connessione, elementi riduttori ed innesti) — **APPARECCHI DI MISURA E DI CONTROLLO PER IMPIANTI GA e GGA:** Introduzione al calcolo del livello e ai diagrammi di conversione - Direttive, prescrizioni tecniche (DIN, VDE, RCA, FTZ e speciali prescrizioni delle poste tedesche) - Segni grafici (negli schemi) negli impianti di antenna per radio-TV secondo DIN 4500 — **APPENDICE:** Standard televisivi, tabelle emittenti televisive e frequenze per FM audio e trasmissioni televisive in Germania.

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

Vogliate inviarmi il volume IMPIANTI D'ANTENNE a mezzo pacco postale, contrassegno:

Sig.
 Via
 Città
 Provincia CAP
 Codice Fiscale

Sel. 6-78

lo più conveniente tra quelli presenti nella vasta gamma della Fracarro Radio-industrie di Castelfranco Veneto.

8. MATERIALE PASSIVO PER IMPIANTI CENTRALIZZATI

Avendo già esaminato al capitolo 5 le antenne, passiamo ora in rassegna gli altri principali materiali passivi per impianti centralizzati e cioè:

8.1 Filtri

8.2 Trappole

8.3 Divisori

8.4 Deviatori

8.5 Prese e cordoni di raccordo TV.

Tratteremo separatamente nel capitolo 9 i cavi coassiali.

Passiamo subito a dare alcuni cenni sul:

8.1 Filtri. Sono progettati per far passare il canale richiesto attenuando, per mezzo di trappole, le portanti audio e/o video dei canali adiacenti. La **perdita di inserzione** oscilla tra 1 e 3 dB.

Oltre ai filtri di canale esistono i filtri di banda.

Il più popolare è senz'altro quello VHF-UHF. Nella Fig. 8.1 ne abbiamo riportato il diagramma «risposta/frequenza» con le attenuazioni in dB e le frequenze in MHz. In questo caso la perdita di inserzione si aggira sugli 0,5 dB.

8.2 Trappole. Sono studiate per determinare un assorbimento a certe frequenze o a certe bande. Vengono impiegate negli impianti centralizzati per ridurre i fenomeni di modulazione incrociata, intermodulazione e battimenti in genere.

Al riguardo, a volte può risultare molto utile all'installatore conoscere la frequenza di un battimento, vi-

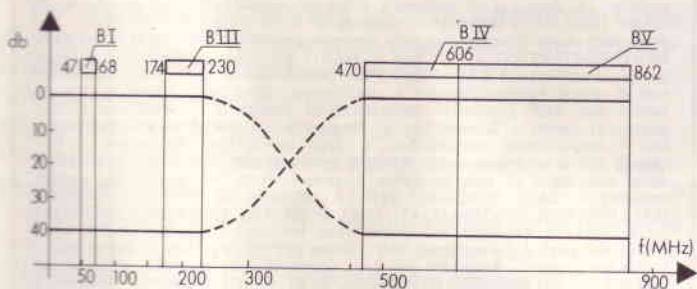


Fig. 8.1 - Curva filtro «passa basso/passa alto» VHF-UHF

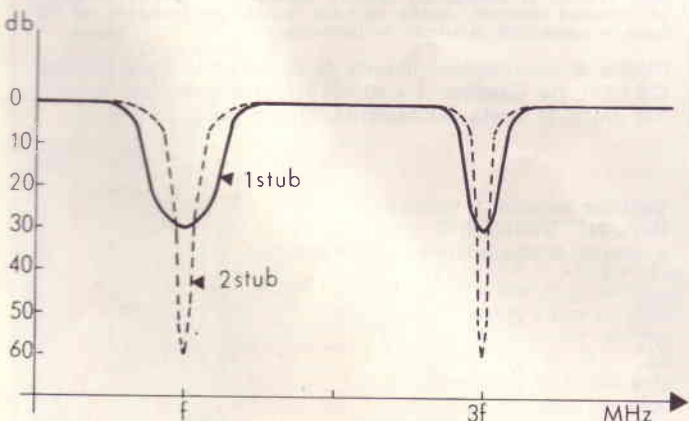


Fig. 8.2 - Effetto «notch» di uno stub a $\lambda/4$. Utilizzando due stub la spaziatura tra le loro inserzioni deve essere $\lambda/4$.

Divisori	Resistive	Ibride
a due vie	- 6 dB	- 4 dB
a quattro vie	- 12 dB	- 8 dB
a tre vie	- 9 dB	-

Fig. 8.3 - Tabella delle perdite dei divisori resistivi e ibridi (bassa perdita).

sibile sullo schermo TV come una serie di righe nere parallele. E' sufficiente contare il numero delle linee nere e dividerle per 50 per avere all'incirca la frequenza del battimento espressa in MHz. Il conto è basato sul fatto che la durata di una linea sullo schermo è di circa 50 microsecondi.

Le trappole vanno inserite a monte degli amplificatori.

In UHF la più comune e spesso efficace trappola è uno «stub» realizzato con un pezzo di cavo coassiale (lungo $\lambda/4$ e moltiplicato per il fattore di velocità del cavo) aperto ad una estremità ed appeso con l'altra estremità nel punto dove si desidera effettuare l'attenuazione. Inoltre, due «stub» possono collegarsi, in modo che il loro effetto sia cumulativo, perché la distanza della loro inserzione nella linea sia $1/4$ di λ come mostrato in Fig. 8.2.

8.3 Divisori. Dividono il segnale in due o più vie.

Si suddividono in: resistivi e ibridi (o a bassa perdita).

Ad un divisore a due vie resistivo corrisponde una perdita di 6 dB; per il tipo a bassa perdita, si scende a $3,5 \div 4$ dB.

Per consentire di poter memorizzare alcuni valori di attenuazione comportati dai divisori sottoponiamo all'attenzione del lettore la Fig. 8.3.

8.4 Deviatori. Per prelevare un segnale da una linea si fa uso dei deviatori: ad una, due o più uscite.

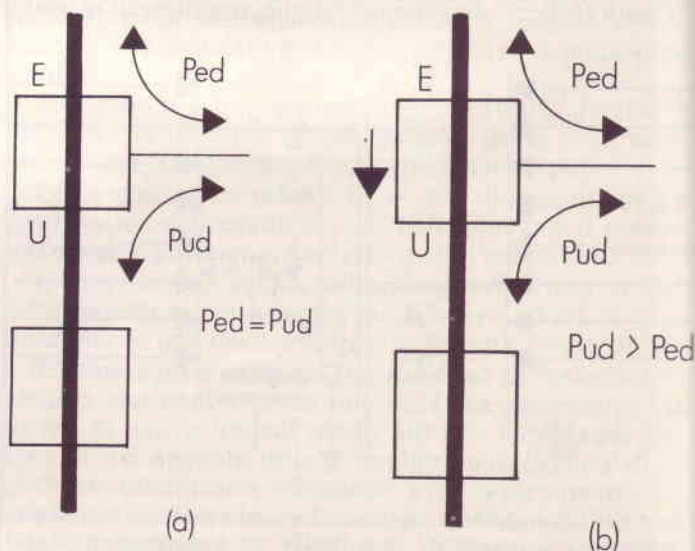


Fig. 8.4 - Deviatore semplice (a) e direzionale (b).

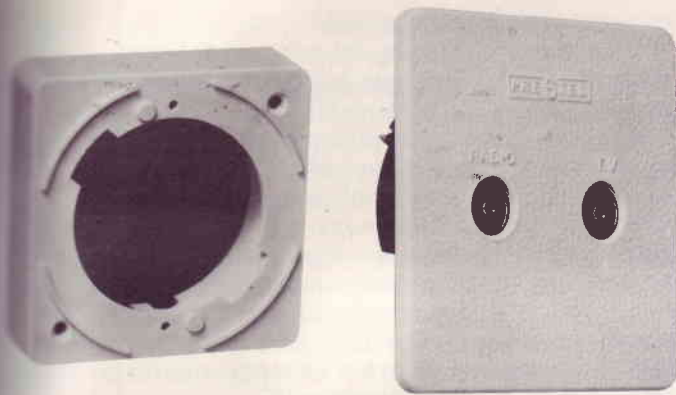


Fig. 8.5.1 - Presa con connettori IEC.

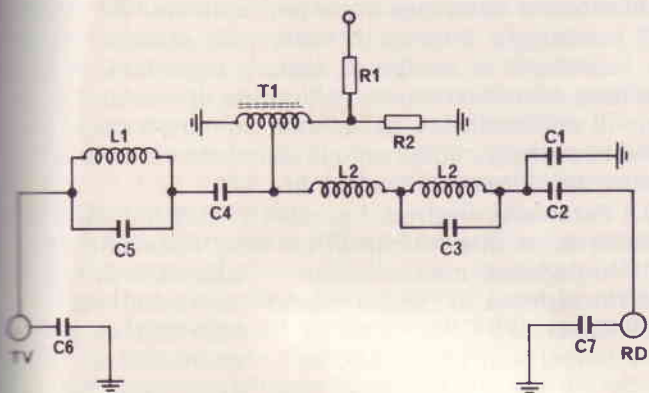


Fig. 8.5.2 - Schema elettrico di una presa della PRESTEL.

L'indicazione 20 dB specifica che il segnale derivato ha un livello di 20 dB inferiore a quello di entrata. Di norma, l'inserzione sulla linea provoca una «perdita di inserzione» che è tanto maggiore quanto maggiore è il segnale prelevato.

I più comuni tipi di derivatori sono: a bassa perdita e direzionali. In quest'ultimo tipo, la perdita (isolamento), tra la linea derivata destinata alla presa e la linea principale, acquista due valori differenti se misurata dall'uscita verso la derivata o dall'entrata verso la derivata.

Questa proprietà discriminatrice prende il nome di **direzionalità**. Infine i derivatori e i deviatori possono anche dare origine a linee secondarie.

8.5 Prese. Si definisce l'elemento che fornisce il segnale all'utenza.

Le prese si possono raggruppare in due grandi famiglie:

terminali : alimentate da un derivatore o poste alla fine di una linea, raramente primaria, generalmente secondaria o terziaria;

in cascata: quando sono collegate l'una di seguito all'altra.

Dal punto di vista propriamente meccanico si classificano: ad incasso o a sbalzo da parete; ad un foro (per TV) o due fori (per TV e FM).

Inoltre possono essere: con le due prese IEC entrambe femmine; con presa IEC maschio per la TV e femmina per la FM, come è tendenza in tutta Europa per l'evidente motivo di evitare di invertire i cavi.

Da quanto è accennato è evidente che tutti i tipi a due prese di una certa qualità sono provvisti dei filtri

interni per la selezione della banda FM da quella TV e viceversa.

La Fig. 8.5.2 mostra lo schema elettrico di una presa del tipo citato.

Per quel che riguarda le prese in cassetta, analogamente a quanto detto per i deviatori, possono essere del tipo a bassa perdita o direzionali. Tutte le prese per impianti centralizzati, inoltre, sono progettate per lavorare tra 47 e 860 MHz. Quelle che lavorano sotto i 300 MHz sono utilizzate esclusivamente in impianti CATV. Esistono anche dei modelli con equalizzatore incorporato in cui la presa assume il valore di isolamento di 7,5 dB in VHF e 0,5 dB in UHF; detti tipi sono stati studiati per compensare il fenomeno secondo il quale la perdita di un cavo coassiale varia al variare della frequenza.

Infine si dicono prese «terminate» quelle che incorporano la resistenza da 75 Ω di chiusura della linea.

9. CAVI COASSIALI

9.1 Generalità. Al punto 7.2 avevamo sottolineato l'importanza di situare l'antenna in uno spazio libero, lontano da masse metalliche, in modo da intercettare un campo elettromagnetico più intenso possibile e senza riflessioni. Ne consegue che, nella quasi totalità dei casi, esiste una distanza fisica non trascurabile tra l'antenna e l'utilizzazione (amplificatore, presa, ecc.).

Col nome generico di **linea di trasmissione** si definiscono gli elementi che collegano l'antenna al suddetto carico di utilizzazione. Detta linea, comportando una lunghezza fisica non trascurabile, è soggetta pertanto a delle perdite.

È evidente che, per avere il massimo trasferimento di energia, dette perdite debbano essere limitate il più possibile.

Possiamo suddividere le perdite come di seguito:

- 1 - perdite intrinseche inevitabili della linea;
- 2 - perdite dovute all'energia elettromagnetica radiata dalla linea stessa.

Le perdite del primo tipo sono determinate da un **fattore tecnologico** legato alla **qualità dei componenti** costituenti la linea di trasmissione come: l'angolo di perdita del dielettrico, la resistenza RF del conduttore (a traccia o filo rigido, stagnato o argentato). Il secondo tipo di perdite può essere reso trascurabile disponendo opportunamente i due campi elettromagnetici in modo che **si annullino l'un l'altro**.

In tal senso, una prima soluzione è costituita da una linea bifilare comunemente nota come **piattina d'antenna**. La distanza tra i due conduttori è «piccola» paragonata alla lunghezza d'onda di lavoro.

La Fig. 9.1.1 rappresenta la piattina CAVEL mod. PA. Il medesimo risultato può ottenersi con una secon-

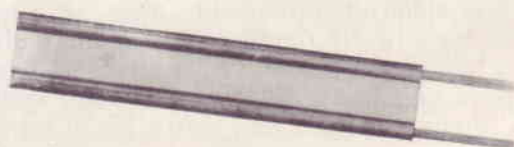


Fig. 9.1.1 - Piattina CAVEL mod. PA. Impedenza caratteristica 300 Ω .

da soluzione che sfrutta il fenomeno dell'effetto pelle e visibile in Fig. 9.1.2.

In questa soluzione, un conduttore contiene l'altro; essa prende il nome di **linea di trasmissione concentrata** o, più comunemente e semplicemente, **cavo coassiale**.

Per una serie di motivi — quale ad esempio la facilità di far passare un cavo in diversi punti di una casa, l'insensibilità agli agenti atmosferici, ecc. — quegli impianti collettivi sia per la costanza del valore di impedenza e di attenuazione, sia perché schermata in maniera più efficace i segnali trasportati rispetto alle interferenze esterne.

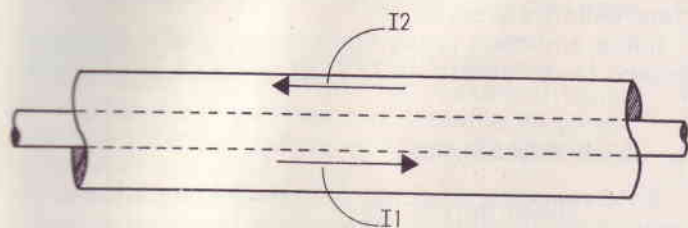


Fig. 9.1.2 - Circolazione delle correnti (1 e 2) all'interno di un cavo coassiale.

9.2 Tecnologia dei cavi coassiali. Esaminiamo più in dettaglio un cavo coassiale. Le condizioni ideali sarebbero quelle di avere dell'aria tra il conduttore interno e quello esterno. In questo caso avremmo delle perdite nulle (aria secca) ed una velocità di propagazione di 300.000 Km/sec; diamo a questa velocità di propagazione il valore 100.

Non essendo tecnologicamente possibile avere unicamente dell'aria come dielettrico, si pensi solo al problema della flessibilità del cavo ed alla necessità di mantenere «centrato» il conduttore interno, occorre utilizzare come **dielettrico** un materiale con buona costante dielettrica (ϵ) e con delle perdite ($\text{tg}\Delta$) che devono essere il più possibile basse e poco sensibili al variare della frequenza.

Nella tabella della Fig. 9.2 abbiamo riportato, a titolo informativo, le costanti dielettriche ed i fattori di perdita dei materiali più comunemente usati come dielettrici nei cavi per impianti centralizzati TV.

L'etilene polimerizzato o polietilene può essere utilizzato nei due tipi: ad «alta pressione» e «bassa pressione» secondo il tipo di polimerizzazione utilizzato. Essi vengono anche denominati a «bassa densità» e «alta densità».

Immettendo nel polietilene delle sostanze chimiche che sotto l'azione della temperatura si decompongono con sviluppo di gas, si può ottenere del polietilene spugnoso detto «espanso o cellulare» nel quale le bolle d'aria siano uniformemente disperse e non comunicanti tra loro. Ne risulta una costante dielettrica minore ed un angolo di perdita leggermente inferiore.

Una terza versione è quella denominata «polietilene-aria». Viene realizzata con estrusioni di forma particolare come: spirali, distanziatori non continui a forma di dischi, distanziatori a forma di semi-gusci (bamboo), ecc. I risultati sono buoni, ma il processo produttivo più elaborato ne alza i costi e ne limita conse-

guentemente l'utilizzazione.

Il **conduttore interno** dei cavi coassiali può essere di rame elettrolitico con tenore superiore al 99%; di acciaio ramato (copperweld).

A questo punto riteniamo opportuno ricordare quello che viene denominato l'**effetto pelle**. Quando in un cavo coassiale viene applicato un segnale RF (47 ÷ 860 MHz) la radiofrequenza non passa in tutta la sezione del conduttore ma scorre sul suo strato esterno per uno spessore tanto minore quanto più elevata è la frequenza. Diventando minore la sezione utile del conduttore al crescere della frequenza, aumenta il valore della sua resistenza e conseguentemente aumentano le perdite per il segnale RF.

A causa di tale effetto pelle, il comportamento del conduttore interno in acciaio ramato è equivalente al conduttore in rame massiccio per le bande VHF e UHF.

Il conduttore interno di rame può essere ramato, per facilitarne la saldatura, oppure argentato. In quest'ultimo caso, uno strato dell'ordine di micron (millesimo di millimetro) è sufficiente, sempre a causa dell'effetto pelle, a migliorarne il comportamento alle frequenze più elevate (banda V).

9.3 Parametri elettrici. I parametri elettrici usati per definire le caratteristiche di un cavo coassiale sono:

9.3.1 Impedenza caratteristica	espressa in $M\Omega/m$
9.3.2 Impedenza di trasferimento	espressa in Ω
9.3.3 Capacità	espressa in pF/m
9.3.4 Velocità di propagazione	espressa in % (relat. vel. luce)

9.3.5 Attenuazione	esp. in dB/100 m
9.3.6 SRL (Structural Return Loss)	espressa in dB

Vediamo brevemente qui di seguito:

9.3.1 Impedenza caratteristica. Analogamente a quanto detto per le antenne (al punto 5.3), si definisce «impedenza caratteristica» il valore, espresso in Ohm, del rapporto «tensione applicata/corrente assorbita» in un cavo coassiale di lunghezza infinita. Per gli impianti centralizzati TV questo valore è di 75Ω come fissato in Italia dalle citate norme CEI.

9.3.2 Impedenza di trasferimento. E' un prodotto molto importante che quantifica l'efficacia della schermatura ed è definita allo stesso modo anche per le correnti indotte. E' espressa in forma resistiva in mOhm/m (cioè millesimi di Ohm per metro). Tanto minore è il suo valore, tanto migliore risulta la schermatura del cavo.

La **schermatura** assolve due compiti:

- 1 - impedisce la radiazione verso l'esterno di segnali circolanti nel cavo coassiale;
- 2 - protegge l'impianto dalla captazione diretta di segnali RF in genere.

A causa del continuo peggioramento dell'inquinamento dello spettro elettromagnetico — crescita dei servizi pubblici, statali, parastatali, aumento dei canali RAI, delle TV private, delle radio libere e delle TV straniere ripetute in Italia — consigliamo vivamente l'installatore o il progettista nella scelta di cavo con «calza» a maglie fitte e possibilmente costituita da fili di sezione non estremamente ridotta. Insisteremo su questo punto quando parleremo della spellatura dei cavi.

9.3.3 Capacità. E' il valore della capacità tra il conduttore interno di un cavo coassiale e la calza esterna (schermo) diviso per la lunghezza del cavo. E' espres-

33 in pF/m dove: pF = micro-micro Farad. L'ordine di grandezza è intorno ai 60 pF/m.

9.3.4 Velocità di propagazione. E' il rapporto espresso in percentuale, tra le velocità di propagazione della radiofrequenza nell'aria (100%) e quella in un conduttore. Come risulta dalla tabella 15.6 essa è circa 80% nel caso dell'espanso e 66% nel caso del compatto.

Questo valore è importante innanzitutto perché permette, con l'ausilio del parametro capacità/m, di ricavare il valore dell'impedenza caratteristica.

Inoltre è solo attraverso la sua conoscenza che si rende possibile realizzare dei filtri a «stub» (vedere punto 8.2) oppure particolari sistemi di antenne (vedere punto 7.1).

9.3.5 Attenuazione. E' l'attenuazione che subisce un segnale di una data frequenza applicato nel cavo. Viene espressa in dB e riferita a 100 m. Da norme CEI, la frequenza normalizzata di misura è 200 MHz.

L'attenuazione varia in funzione della frequenza e precisamente — in prima approssimazione — nel rapporto \sqrt{f} ; se f raddoppia, l'attenuazione si incrementa di 1,41 volte, se f quadruplica, l'attenuazione si raddoppia e così via.

9.3.6 SRL (Structural Return Loss). E' un parametro che possiamo definire «tecnologico» in quanto dà una informazione del comportamento del cavo in tutta la banda di frequenza ed evidenzia gli effetti cumulativi delle «discontinuità» di produzione.

Il processo tecnologico di estrusione del dielettrico e trazione del conduttore interno provocano un effetto denominato, «effetto salsiccia», che determina una variazione della capacità e quindi dell'impedenza caratteristica in dati punti del cavo. Dette discontinuità, ripetendosi a distanze costanti, si cumulano e provocano valori di RL (Return Loss) inferiori alla media ad alcune frequenze.

Le menzionate norme CEI prescrivono un valore di SRL superiore a 17,5 dB (par. 2.5.01).

Per quanto concerne il concetto di Return Loss, suggeriamo una rilettura del punto 5.3.

9.4 Cenni sul calcolo di un cavo coassiale. Senza entrare in dettagli, desideriamo ricordare che quattro parametri primari definiscono le caratteristiche di un cavo coassiale:

- Resistenza in Ohm/m
- Conduttanza in mho/m
- Induttanza in $\mu\text{H}/\text{m}$
- Capacità in pF/m

Per coloro i quali lavorano in RF si preferisce ricorrere ai parametri secondari che sono:

- Impedenza caratteristica in Ohm
- Attenuazione in dB/100m

La formula che lega le caratteristiche dimensionali:

D diametro interno del conduttore esterno

espresso in mm

d diametro esterno del conduttore interno

espresso in mm

e la costante dielettrica relativa del dielettrico (ϵ), è la seguente:

$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{d}$$

Ciò porta subito a precisare che scelto il tipo di cavo in polietilene espanso o compatto e fissato il

Materiale	Costante dielettrica relativa (ϵ)	Fattore di perdita a 1 MHz
Aria	1.00	
Polietilene/Aria	1.50	0.0002
Polietilene espanso	1.55 ●	0.0002 ●
Polietilene bassa densità	2.25	0.0004
Polietilene alta densità	2.35	0.0003

● Valore medio; esso dipende dal rapporto di espansione che può variare tra il 30 ed il 50%.

Fig. 9.2 - Costanti dielettriche relative a fattore di perdita nei materiali comunemente usati come dielettrico nei cavi coassiali.

valore ϵ , risulta automaticamente ben definito il rapporto D/d , cioè la capacità del cavo in pF/m desiderando avere per Z il valore di 75 Ohm.

Dato che il rapporto D/d , ϵ e la capacità in pF/m sono legati da:

$$C = \frac{24.16 \epsilon}{\log D/d} \quad (\text{pF/m})$$

ne risulta, esprimendosi in altre parole, che la capacità/m del cavo coassiale in polietilene compatto deve essere circa 1,22 volte quella del polietilene espanso.

I valori tipici della capacità/m sono: 56 pF/m per l'espanso e 67 pF/m per il compatto.

Riferendoci a quanto detto nel presente paragrafo riteniamo opportuno, a questo punto, introdurre una breve dissertazione in merito alle caratteristiche dimensionali dei cavi coassiali.

Le seguenti note sono già state oggetto di nostre precisazioni poiché abbiamo rilevato la convinzione, comune a molti nostri clienti, che l'impiego di un conduttore interno di maggior diametro rispetto a quello in uso sia norma di migliore qualità.

Questa affermazione però è soltanto in parte esatta perché non tiene conto proprio delle norme dimensionali poco sopra enunciate.

Facciamo un esempio: limitandoci ai cavi di polietilene compatto, in quanto vengono sempre più affermandosi per la costanza delle caratteristiche elettriche in fase di utilizzo e per la robustezza meccanica, risulta che il rapporto tra il diametro del dielettrico e quello del conduttore interno deve aggirarsi intorno a 6,20 ÷ 6,40 secondo la costante dielettrica del polietilene impiegato.

Nei cavi coassiali CAVEL della serie 33 il conduttore interno è di 0,80 mm e il diametro del dielettrico 5,00 mm; ne risulta esattamente una impedenza di 75 Ohm.

Nella serie 22 il conduttore interno è di 0,65 mm e il diametro del dielettrico 4,00 mm; l'impedenza risulta ancora di 75 Ohm. Se questi rapporti venissero alterati — mantenendo per esempio il diametro di 1,00 mm — non risulterebbe più un valore di impedenza caratteristica di 75 Ohm, bensì di 60 Ohm. Questo nuovo cavo, avendo la sezione del conduttore interno leggermente maggiore, avrà delle perdite leggermente inferiori ma utilizzandolo in un impianto di distribuzione dove tutti i componenti, attivi e passivi sono a 75 Ohm viene a creare, come è noto, delle riflessioni che raggiungono il valore di 1,25; pertanto

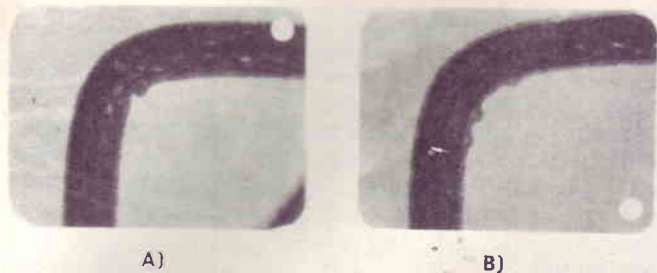


Fig. 9.5.1 - Radiografia della piegatura di due cavi coassiali: A) espanso, B) compatto.

il livello dei segnali dell'impianto può variare di $\pm 25\%$.

Detto fenomeno crea:

- 1 - forti squilibri nella linea a livelli disuguali di utenza, dipendenti dalla lunghezza dei cavi e dalla frequenza di lavoro; in pratica si verificheranno differenze tra un piano e l'altro dell'edificio e anche tra diversi punti di utenza di uno stesso appartamento;
- 2 - delle riflessioni in grado di dare origine ad immagini sfuocate e/o immagini doppie (echi).

9.5 Suggerimenti per la scelta del cavo coassiale.

Nel capitolo 5 (antenne riceventi) era stato evidenziato che per ottenere il massimo trasferimento di energia occorre che il valore dell'impedenza della linea di trasmissione sia uguale (adattato) a quello della sorgente (antenna) e a quello del carico (amplificatore, presa, ecc...). Come già enunciato, questo valore è di 75 Ohm.

Con riguardo all'impiego dei cavi coassiali negli impianti centralizzati, enunciano in tre punti quei fattori che assumono nel progetto un carattere rilevante:

- 1 - importanza che il valore dell'impedenza sia di 75 Ohm con una stretta tolleranza e che detto valore sia costante nel tempo e nell'utilizzazione;
- 2 - importanza di avere il migliore adattamento possibile tra questo valore e i vari complementi attivi e passivi;
- 3 - mantenere minimo il valore delle perdite, sempre nel rispetto dei punti 1 e 2.

Dal punto di vista delle perdite i cavi coassiali con dielettrico in polietilene cellulare (espanso) hanno dei valori di attenuazione leggermente migliori di

quelli con dielettrico in polietilene compatto. Questa differenza, che si aggira sul $15 \div 20\%$, si evidenzia maggiormente alle frequenze più elevate.

Infatti, con riferimento alla tabella 15.7, a parità di dimensioni esterne (6,8 mm), si può notare che per il cavo AG 33 corrisponde una perdita di 20 dB a 500 MHz contro una perdita di 18 dB a 500 MHz per il cavo 1210 S.

Ricordiamo inoltre che, siccome le caratteristiche elettriche dei due tipi di polietilene sono differenti, anche la velocità di propagazione risulta differente nei due casi come già detto al punto 9.3.4 e cioè: 80% per l'espanso e 66% per il compatto.

Nel processo di produzione però è più facile avere una elevata costanza d'impedenza caratteristica (Z_c) in un polietilene compatto piuttosto che in un polietilene espanso. Nella fase operativa, inoltre, la robustezza meccanica superiore e la maggiore costanza in funzione delle condizioni ambientali, portano a suggerire l'utilizzo dei compatti in una rete di distribuzione collettiva.

La radiografia illustrata in Fig. 9.5.1 evidenzia, in fase di piegatura, lo spostamento assiale del conduttore interno (particolare A) di un cavo di polietilene espanso rispetto ad uno in polietilene compatto (particolare B).

È sintomatico che in molti paesi dell'Europa, sviluppati dal punto di vista tecnologico, come la Germania Occidentale, vengano usati negli impianti centralizzati prevalentemente cavi compatti.

L'importanza della costanza nei valori d'impedenza e di attenuazione in funzione delle condizioni ambientali e dell'invecchiamento è inoltre stato evidenziato nelle citate norme CEI (par. 2.5.02) dove, oltre a richiedere un'attenuazione di 12 dB a 200 MHz, viene prescritto che, dopo la prova d'invecchiamento attuata con una serie di cicli termici ben definiti, l'aumento di attenuazione non debba essere superiore al 15% dell'attenuazione originaria espressa in decibel.

A questo proposito, mettiamo in evidenza che i cavi coassiali realizzati con copertura in argento sono particolarmente indicati per la realizzazione di impianti o parte degli stessi che richiedono una lunga durata d'impiego nonché una spiccata costanza di caratteristiche elettriche durante l'invecchiamento. Poiché è caratteristica comune ai metalli di ossidarsi nel tempo, si è rilevato che l'ossido di argento ha la particolarità di diventare un migliore conduttore rispetto all'argento stesso con conseguente miglioramento dell'effetto pelle per le frequenze più elevate.

Sempre legato all'importanza della costanza del valore d'impedenza e di attenuazione è l'utilizzo, attuato in tutti i cavi coassiali CAVEL, di un nastro Mylar inserito tra la guaina esterna di PVC ed il conduttore esterno a treccia di rame. Esso impedisce fenomeni di migrazione del PVC — o più esattamente di alcuni suoi componenti — nel dielettrico, la qual cosa comporterebbe l'inquinamento del medesimo ed un aumento dell'angolo di perdita. La migrazione viene accelerata dalla temperatura e dai raggi ultravioletti dell'atmosfera.

La Fig. 9.5.2 mostra uno scorcio del laboratorio misure della ITALIANA CONDUTTORI con una apparecchiatura Rhode Schwarz per la misura della impedenza caratteristica e della qualità dei cavi in tutta la gamma di frequenza ($47 \div 860$ MHz).

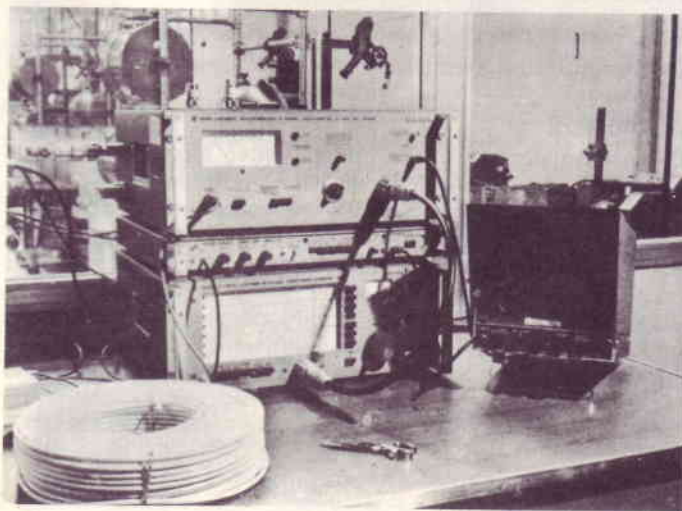


Fig. 9.5.2 - Laboratorio misure della Italiana Conduttori.

10. MATERIALE ATTIVO PER IMPIANTI CENTRALIZZATI

Abbiamo esaminato nel capitolo 8 quel materiale (derivatori, prese, divisori, filtri, ecc...) che si definisce «passivo» in quanto, quando inserito nell'impianto, introduce perdite o attenuazioni di varia entità nei livelli esistenti.

Reciprocamente il materiale che introduce un incremento o guadagno nei livelli viene definito «attivo»

In una prima semplificazione, possiamo raggruppare il materiale attivo, utilizzato negli impianti centralizzati, nelle seguenti classi:

10.1 Preamplificatori (o amplificatori di antenna)

10.2 Amplificatori (semplici o con controllo automatico di guadagno)

10.3 Convertitori

10.4 Alimentatori (in realtà più che attivo è un elemento complementare che fornisce agli altri gruppi la tensione continua necessaria partendo da una sorgente ca 220 V).

10.1 Preamplificatori. Si definiscono così degli amplificatori, associati ad una antenna, che portano il livello del segnale ad un valore adatto ad alimentare le apparecchiature disposte a valle. Sono generalmente del tipo a basso rumore e progettati per lavorare all'esterno vicino all'antenna. E' chiaro che più vicino è allocato il preamplificatore rispetto all'antenna, più elevato sarà il livello iniettato nel suo circuito d'entrata e conseguentemente a parità di cifra di rumore, il suo rapporto C/N, cioè la possibilità di fornire una immagine il più possibile priva di fruscio (neve). Nelle soluzioni moderne più avanzate il preamplificatore è fisicamente incorporato nel dipolo ricevente.

Lo stesso coassiale d'uscita serve a trasportare la tensione continua che gli viene fornita da un amplificatore posto alla fine del cavo stesso. Questa tecnica, che prende il nome di telealimentazione, prevede che alla fine del cavo si abbia un alimentatore con filtro d'uscita e condensatore di blocco (passa-alto) che fornisca la sola RF senza la componente continua oppure un amplificatore con presente sul morsetto di entrata una tensione continua per la telealimentazione.

Tutti i preamplificatori possono dividersi in due grandi gruppi:

- a larga banda
- di canale.

I parametri elettrici più importanti di un preamplificatore sono:

- 1 - Larghezza di banda
- 2 - Guadagno
- 3 - Minimo livello di entrata applicabile (correlato alla cifra di rumore)
- 4 - Massimo livello di entrata applicabile (correlato



Fig. 10.1.1 - Preamplificatore banda V mod. LBV/30. Frequenza di lavoro 600 ÷ 860 MHz.

alla distorsione).

Esaminiamo rapidamente questi parametri.

1 - Larghezza di banda. Con riferimento al capitolo 2, dove abbiamo evidenziato l'allocazione delle bande TV, sottolineiamo che esiste una grande varietà di preamplificatori a banda larga:

— Versioni per BI, BIII, BIV, BV detti a super banda larga, generalmente senza filtri di separazione, che in realtà coprono continuamente uno spettro da 47 a 860 MHz ed anche, sfortunatamente sotto i 47 MHz;

— Versioni solo per BI e BIII;

— Versioni per BIV e BV;

— Versioni solo per BV.

Nella fotografia di Fig. 10.1.1 è visibile un modello della PRESTEL che copre solo la banda V con un guadagno di circa 30 dB.

Nella Fig. 10.1.2 è visibile l'alimentatore per detto preamplificatore.

Come regola base è importante che l'unità sia schermata efficacemente in modo da essere influenzata al minimo da forti campi emittenti locali. Essi pervengono prevalentemente dall'entrata, tramite l'antenna, la cui selettività non è generalmente sufficiente a ridurre a livelli trascurabili il segnale interferente

I modelli di canale (eccezionalmente previsti per gruppi di canale) sono muniti di filtri all'entrata, permettendo l'amplificazione del canale prescelto.

Se dinnanzi ad una larga banda si pone un filtro di canale si realizza un amplificatore di canale definibile come «larga banda canalizzato».

Nei modelli di canale è molto importante controllare che la larghezza di banda sia quella corretta (7 MHz) perché, se troppo ridotta, può portare ad alterazioni nel rapporto «portante video/portante suono» nonché a distorsioni nella «sotto-portante colore»; se troppo ampia può intercettare canali vicini o altri segnali in genere.

Da quanto detto è lampante che i più «delicati» sono quelli a super banda larga, anche se sono spesso i più «flessibili»; essi sono delicati per non dire «pericolosi» perché oltre ai segnali TV possono captare i vari servizi pubblici (polizia, pompieri, ambulanza, radio taxi, ecc...) unitamente ai segnali FM.

Anticipando quanto si dirà più avanti nello stesso capitolo al paragrafo «distorsioni», forti segnali VHF possono risultare distorti e creare armoniche che cadono nei canali TV; generalmente le più intense e fastidiose sono le armoniche pari.

Precedentemente si è accennato che l'unico elemento discriminante, a monte di detti preamplificatori, è l'antenna e l'utilizzo di filtri di banda. Un secondo punto da tenere presente nei larga banda è il **livellamento** dei segnali d'entrata; questo punto non è mai curato abbastanza ed è il solo che può minimizzare le distorsioni (vedi anche più avanti con riferimento al fenomeno di modulazione incrociata).

2 - Guadagno. L'ordine di grandezza del valore più conveniente come guadagno per un preamplificatore è associato alla sua stessa definizione data al presente paragrafo.

Detto guadagno deve essere tale da annullare, come minimo, le perdite del cavo di discesa e dare quella leggera amplificazione «extra» da permettere che l'amplificatore successivo — comunemente al-

segue a pag. 651

AMPLIFICATORE AUTOALIMENTATO

LARGA BANDA V^h

Miscela i segnali
dell'antenna «personale»
con quelli dell'impianto
centralizzato preesistente

Segnali
antenna
centralizzata

Segnali
antenna
V^h banda

TRA/LB V^h

FREQUENZE 605 ÷ 860 MHz
GUADAGNO 15 ÷ 20 dB

PRESTEL

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
Corso Sempione 48 - 20154 Milano

Uscita MIX
V^h banda +
centralizzata



Fig. 10.1.2 - Alimentatore A6N per il preamplificatore illustrato nel caso 60 MHz.

locato nel terminale di testa o centralino — riceva un livello sufficientemente elevato da coprire il suo rumore dimodoché diventi trascurabile il contributo dell'amplificatore sull'effetto cumulativo globale del rumore.

I valori usuali oscillano tra 10 e 26 dB.

3 - Minimo livello d'entrata. Abbiamo già esaminato il problema nel capitolo 6.

E' evidente che fissato un dato rapporto segnale/ rumore (C/N), più piccola è la cifra di rumore del preamplificatore, più piccolo può essere il segnale applicato.

In pratica cifre di rumore da 6 a 8 dB sono da ritenersi buone, tra 4 e 6 dB ottime.

4 - Massimo livello d'entrata applicabile. Si definisce massimo livello d'entrata il livello superato il quale ha inizio il fenomeno di sovraccarico e distorsione.

In un preamplificatore progettato ed utilizzato correttamente detto fenomeno può avvenire solo negli stadi di uscita.

Nel caso di preamplificatori di canali possiamo avere due tipi di estorsione:

- Intermodulazione
- Compressione dei sincronismi.

L'intermodulazione è un battimento tra portanti (video, audio, croma) che cade nel canale.

I peggiori sono quelli denominati «triple beat» (triplo battimento) ed avvengono tra la $P_v \pm P_a \pm P_{cr}$. Abbiamo denominato P_v la portante video, P_a la portante audio e P_{cr} la sottoportante colore; dato che $P_v - P_a$ non è altro che il valore di «intercarrier», cioè 5,5 MHz si avrà:

5,5 MHz — 4,43 sottoportante colore = 1,07 MHz ovvero il triple beat più importante perché cade dentro il canale.

Corrispondendo un ciclo di 1,07 MHz a 0,93 microsecondi il rapporto:

$$\frac{64 \mu\text{sec.}}{0,93 \mu\text{sec.}} = \frac{\text{durata di una linea sul cinescopio}}{\text{durata del battimento}} = 68$$

68 = (numero delle barre d'intermodulazione visibili).

Per quel che riguarda il secondo punto è evidente che, essendo la porzione sincro di un segnale TV la parte di maggior livello, è quella che per prima più facilmente cade nel tratto non lineare del transistor.

Valori normalizzati per questo fenomeno sono 0,5 e

1 dB.

Negli amplificatori a larga banda, oltre i prodotti di intermodulazione — che appaiono come battimenti di vario ordine (particolarmente 2° e 3°) che cadono nei canali distribuiti — si può avere il fenomeno di **modulazione incrociata**.

In questo caso, l'informazione di un segnale che disturba appare superimposta a quella del canale che si desidera ricevere. Il fenomeno avviene generalmente perché il livello di entrata di un canale è eccessivo oppure perché vengono amplificati un numero di canali eccessivi per i quali non era previsto un corretto funzionamento.

E' fondamentale che nell'utilizzo di questi modelli di preamplificatori si controlli che il livello di uscita indicato dal fabbricante sia valido per ognuno dei vari canali presenti contemporaneamente.

Ritourneremo sull'argomento parlando degli amplificatori a banda larga.

A titolo di informazione è bene ricordare che alcune volte fenomeni di modulazione incrociata possono aversi con preamplificatori di canale in presenza di forti segnali locali.

Se chiamiamo C il livello di entrata in modo da avere misurata all'uscita una compressione dei sincro di 0,5 dB, quando il canale disturbante arriva all'entrata con il livello C — 12 dB ha inizio il suddetto fenomeno di modulazione incrociata.

L'utilizzo di antenne più selettive, trappole in entrata e preamplificatori più selettivi costituiscono le sole cure possibili.

10.2 Amplificatori. Possiamo così definire quei dispositivi che elevano il livello, proveniente da una antenna, al valore richiesto per alimentare la rete di distribuzione in modo che si possa fornire alle prese di utenza dei segnali compresi tra i valori massimi e minimi prescritti.

Analogamente ai preamplificatori possiamo avere:

- Amplificatori di canale
- Amplificatori a larga banda.

Da quanto detto nell'introduzione di questo paragrafo risulta che uno dei parametri più importanti è la massima tensione di uscita indistorta che deve avere un valore di uscita (alto) tale da compensare le perdite della rete di distribuzione (vedi cap. 11).

La massima tensione di uscita indistorta è legata al livello di entrata del parametro guadagno. Esso viene specificato con il controllo di guadagno (se esistente) disposto per il massimo.

I livelli di entrata sono generalmente abbastanza alti e tali da rendere trascurabile il contributo rumore dell'amplificatore.

Cifre di rumore tra 8 e 12 dB — rispettivamente in VHF e UHF — sono comunemente riscontrabili in buoni amplificatori.

Tutto quanto detto per i preamplificatori a proposito della distorsione vale integralmente anche per gli amplificatori, salvo un maggior peso di questo parametro in quanto si lavora con livelli di uscita più elevati. Ricordiamo ancora una volta che il fenomeno della modulazione incrociata, trasferimento di una informazione da un canale ad un altro) è tipico degli amplificatori a larga banda, ma che può anche avvenire negli amplificatori di canale in presenza di segnali disturbanti molto forti.

In generale, prove pratiche hanno dimostrato che detto fenomeno non è più visibile quando il parametro modulazione incrociata viene specificato dal costruttore nella misura tra 46 e 52 dB sotto la portata video del segnale desiderato. Fornendo questo dato il fabbricante deve anche specificare quanti canali sono applicati contemporaneamente e a quale livello di uscita è fatta la misura.

In altre parole, nel caso di amplificatori a banda larga è importante controllare che il massimo livello di uscita (per un dato livello di intermodulazione) sia specificato per uno o più canali. La legge che regola la diminuzione del livello di uscita in funzione del numero dei canali può essere in prima approssimazione così formulata: per ogni raddoppio del numero dei canali il livello di uscita, a parità di intermodulazione, deve essere ridotto di 3 dB.

Ad esempio: se un amplificatore a larga banda viene venduto in condizione di poter fornire 117 dB μ V per canale con intermodulazione IM = 60 dB avremo:

livello uscita dB μ V	numero dei canali
117	1
114	2
111	4
108	8

Analogamente ai preamplificatori di canale la massima tensione di uscita non è limitata dalla modulazione incrociata (poiché viene amplificato un solo canale) ma dalla creazione dei prodotti della intermodulazione (battimenti) o dalla compressione dei picchi di sincronismo (perdita di stabilità dell'immagine).

Nei televisori a colori il (triple beat) inizia ad essere visibile quando il livello d'entrata è da 2 a 4 dB inferiore a quello corrispondente ad una compressione dei sincro di 0,5 dB.

Prima di chiudere questo paragrafo, ricordiamo che nella famiglia degli amplificatori di canale sono da annoverarsi quelli forniti di controllo automatico di guadagno (CAG), alcune volte siglati AGC (da Automatic Gain Control). Essi mantengono l'uscita costante al variare del segnale di entrata; sono particolarmente necessari nel caso di ricezione di segnali provenienti da lontano (40 ÷ 50 Km e più) e pertanto sensibili a fenomeni di affievolimento del segnale.

Come regola generale si tenga presente che rispetto al valore medio, calcolato su di un lungo periodo di tempo, le oscillazioni sono «piccole in più e grandi in meno» (fading).

10.3 Convertitori. Le norme CEI li definiscono dispositivi per traslare di uno stesso valore le frequenze delle portanti e delle bande laterali di un certo canale prima della distribuzione.

Tra i numerosi casi in cui si deve ricorrere ad una conversione, ne citiamo alcuni tra i più tipici:

1 - Quando l'impianto deve essere realizzato in zone di segnale molto forte che, a causa della captazione diretta dei ricevitori, provocherebbe immagini doppie.

Più precisamente il segnale locale captato direttamente arriva prima di quello distribuito dall'impianto collettivo dato che la velocità di propagazione dell'aria è superiore a quella in un cavo.

2 - Per il trasferimento di canali allocati fuori banda (FB) in canali allocati nelle bande ricevibili dai normali ricevitori TV. In alcuni casi i canali FB

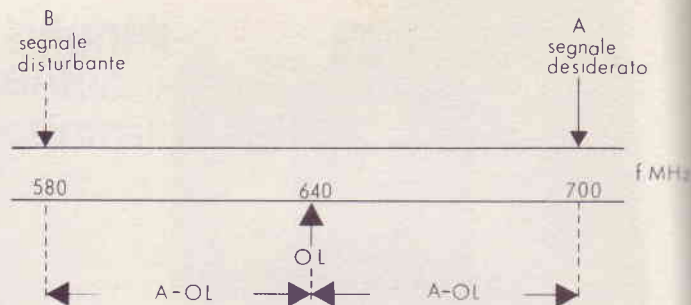


Fig. 10.3 - Conversione immagine. Uscita convertitore = $A - OL$ nel caso 60 MHz.

sono radiati **invertiti**, cioè con un valore della portante audio inferiore a quello della portante video. I convertitori portano la sigla R e forniscono alla uscita un canale TV regolare.

3 - Quando la rete di distribuzione è molto estesa e/o complessa risulta conveniente trasportare i segnali in VHF o in HF nelle reti di interconnessione per poi convertirli nuovamente in UHF nelle sottosezioni.

4 - Nel caso di presenza di **canali adiacenti** difficilmente ricevibili dal televisore.

Uno dei canali viene trasferito in un altro canale, generalmente per mezzo di convertitori del tipo a doppia conversione.

In questo caso la selettività è affidata ai filtri di FI (30 ÷ 40 MHz) che hanno delle «finestre» molto più definite che nei canali VHF e UHF.

In altre parole, il canale viene prima convertito in FI e poi convertito nel canale richiesto.

5 - Nel caso di ricezione di canali allocati all'estremo superiore della banda V dove, alcune volte, l'attenuazione dei cavi può raggiungere valori molto elevati.

In tutti i casi, nella scelta del canale convertito occorre tenere presente le possibili interferenze da parte degli oscillatori locali dei vari sintonizzatori così come le seconde armoniche degli oscillatori locali dei radiorecettori FM collegati all'impianto.

Le armoniche dell'oscillatore locale del convertitore in questione **non devono cadere** nel canale di entrata e neanche in quello di uscita. E' buona norma evitare anche di farle cadere nei canali distribuiti nell'impianto.

Le stesse norme CEI degli impianti centralizzati prescrivono per i convertitori una stabilità di ± 75 kHz tra -10 e $+ 55$ °C. Ne deriva che l'oscillatore locale deve essere controllato a quarzo. I problemi che si possono incontrare con dei convertitori sono numerosi ed esulano dallo spirito delle presenti note.

Desideriamo solo citarne uno.

Riferendoci alla Fig. 10.3 abbiamo un segnale in arrivo A che tramite l'oscillatore locale (OL) è convertito alla frequenza $A - OL$. Nell'esempio: $A = 700$ MHz; $OL = 640$. Il segnale convertito sarà quindi 60 MHz.

Se ora alla frequenza $A - 2$ ($A - OL$) è presente un segnale sufficientemente forte da superare il filtro di entrata accordato al canale UHF (A) desiderato, detto segnale viene convertito in VHF alla stessa frequenza del segnale originariamente ricevuto causando

un battimento, cioè una interferenza non attenuabile.

Le sole protezioni in questo caso sono:

- **La selettività in entrata**, onde permettere unicamente il passaggio del canale desiderato (A) della banda UHF;

- **la direttività dell'antenna** che discrimina il segnale desiderato (A) da quello indesiderato.

Il fenomeno è noto come «auto-conversione» o come «conversione-immagine». Anche qui, analogamente ai sintonizzatori TV, la distanza tra A ed il segnale disturbante OL — A è 2 volte il valore del canale convertito di uscita denominato in senso lato «media frequenza».

10.4 Alimentatori. Nella famiglia degli alimentatori per impianti centralizzati possiamo enumerare varie versioni: da quelle semplici, con trasformatori di alimentazione + diodi + elettrolitici, a quelle sofisticate, con regolazioni di corrente e di tensione e protezione contro il cortocircuito.

Per analogia alle suddivisioni precedentemente usate possiamo distinguerli anche in:

- alimentatori per preamplificatori;

- alimentatori per centralini di antenna.

Nei modelli del gruppo 1, la tensione dell'alimentazione è sempre inferiore ai 60 V, in accordo a precise norme internazionali.

Detta tensione viene convogliata nello stesso cavo coassiale di discesa.

L'alimentatore può essere in c.c., o pulsante; raramente viene inviata c.a. sul cavo.

I valori più comuni sono: 12, 15 e 24 V con polarità positiva o negativa come dalla Fig. 10.1.2 dell'alimentatore citato precedentemente.

Nei modelli del gruppo 2, la tensione è oggi quasi generalmente stabilizzata a transistori (o circuiti integrati) e protetta contro il corto circuito.

La fig. 10.4 rappresenta un modello di alimentazione PRESTEL in grado di erogare 24 V negativi con un carico massimo di 800 mA.

Con un carico di 400 mA il valore dell'ondulazione (ripple) è inferiore ai 20 mVpp.

CALCOLO DI RETE DI DISTRIBUZIONE

Per effettuare il calcolo di un impianto centralizzato il procedimento più logico è quello a ritroso o, come si dice comunemente, da valle a monte, cioè dalla presa verso l'antenna.

Possiamo sempre semplificare un impianto centralizzato come alla Fig. 11.1 dove abbiamo definito:

AR = antenna ricevente

CA = centralino d'antenna

RD = rete di distribuzione

PU = presa di utenza

Le = livello segnale in entrata sul centralino

Lu = livello segnale di uscita dal centralino

Lp = livello di uscita fornito dalla presa di utenza in esame.

Risulta subito evidente il seguente sistema:

- il livello Lp, disponibile alla presa PU, è quello Lu ridotto delle perdite RD della rete di distribuzione;
- a sua volta, il livello Lu è uguale al livello Le aumentato del guadagno del centralino CA.

Come accennato al capitolo 4, esprimendo i livelli in dB μ V è sufficiente detrarre le perdite o sommare i

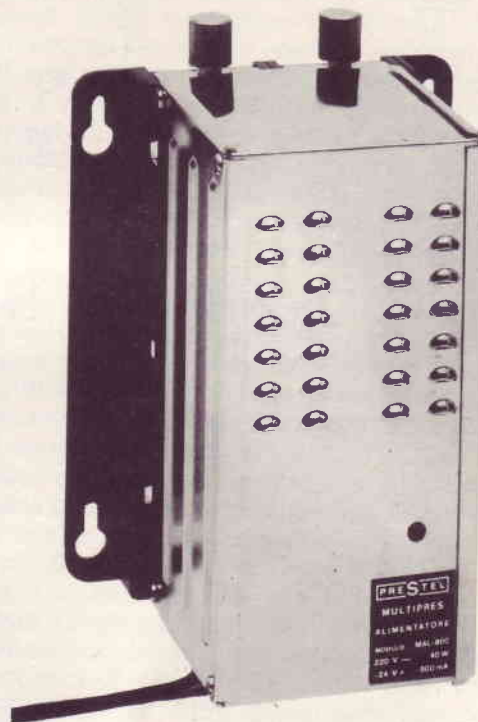


Fig. 10.4 - Alimentatore PRESTEL mod. MAL 800.

guadagni per conoscere il valore del livello richiesto. In altre parole, i guadagni sono indicati con + dB e le perdite con -dB. E' bene chiarire che il calcolo deve essere effettuato sul canale dove l'attenuazione dei cavi è maggiore, cioè sul canale di frequenze più elevata.

L'esempio in calce alla Fig. 11.1 è stato sviluppato seguendo il procedimento citato.

Commentiamo qui di seguito quanto esposto in Fig. 11.1.

Il livello richiesto alla presa è stato contrassegnato dalla sigla Lp; supponiamo che si desiderino 66 dB μ V (2mV); fissiamo arbitrariamente la perdita in dB della rete di distribuzione in RD = 40 dB.

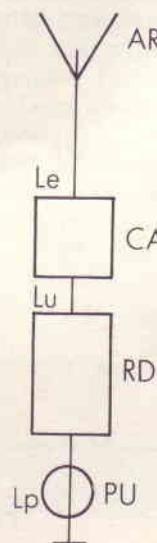


Fig. 11.1 - Schema a blocchi di un impianto centralizzato.

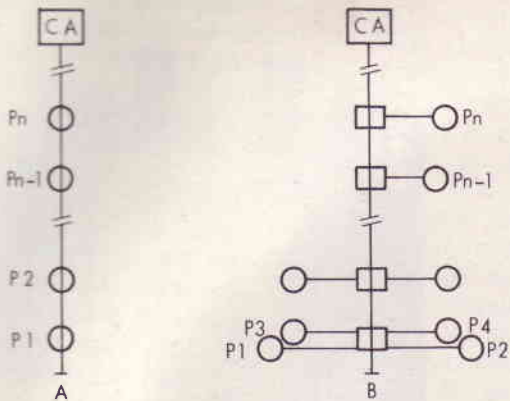


Fig. 11.2 - Reti di distribuzione: a cascata (A), in derivazione (B) e mista (C).

Il livello necessario all'uscita del centralino (Lu) per soddisfare i requisiti richiesti sarà: $Lu = Lp + RD$ e nel nostro caso: $66 + 40 = 106 \text{ dB}\mu\text{V}$.

Il valore del guadagno espresso in dB del centralino (CA), fissando in $64 \text{ dB}\mu\text{V}$ il livello medio del segnale all'entrata dell'amplificatore sarà: $CA = Lu - Le$ ovvero $106 - 64 = 42 \text{ dB}$.

I cavi coassiali sono da considerarsi elementi passivi le cui attenuazioni sono legate alla frequenza mentre le perdite degli altri componenti passivi possono considerarsi praticamente costanti nel campo di frequenza utilizzato.

Un altro punto molto importante da tenere presente è che, alla luce delle norme CEI 3.1.06, il **disaccopp-**

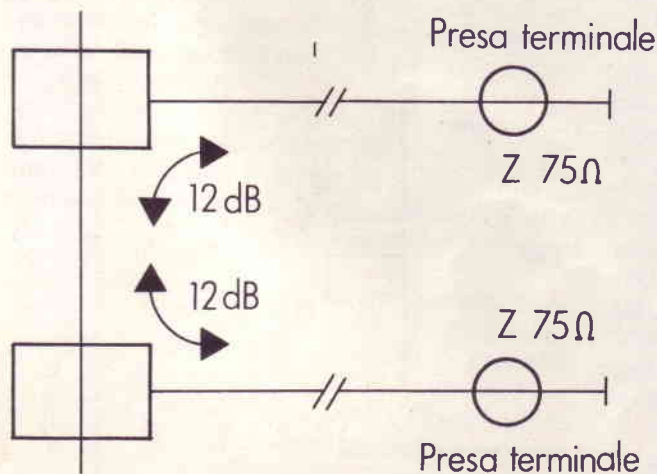


Fig. 11.3 - Utilizzazione di prese terminali. Isolamento tra le due prese maggiore di 24 dB.

piamento minimo tra due prese di utente deve essere di 22 dB. Questo valore presuppone che l'allocatione della frequenza dei canali distribuiti sia stata scelta in modo da evitare ogni possibilità di interferenze direttamente nel canale o nei canali distribuiti (TV o FM). Ciò porta a dare per il minimo di attenuazione di prelievo o, come si suol dire, per la presa più favorita o con minima attenuazione, il valore di 12 dB.

Il valore massimo alla presa di utente non deve superare $84 \text{ dB}\mu\text{V}$, ovvero 15 mV (CEI 3.1.02). E' però conveniente, se l'impianto lo consente, non superare gli $80 \text{ dB}\mu\text{V}$, cioè 10 mV .

Il livello minimo è di $60 \text{ dB}\mu\text{V}$, cioè 1 mV (CEI 3.1.03). E' buona norma tenere conto di un coefficiente di sicurezza di 6 dB; all'uopo è sufficiente procedere al calcolo presupponendo come valore minimo fornibile alla presa $\text{dB}\mu\text{V}$ invece di $60 \text{ dB}\mu\text{V}$. Le reti di distribuzione si possono raggruppare in tre grandi famiglie:

- 1 - distribuzione con prese in cascata;
- 2 - distribuzione con prese in derivazione;
- 3 - distribuzione mista (cascata e derivazione), come schematizzate nella Fig. 11.2 rispettivamente con le sigle A, B e C.

Inoltre, introducendo l'uso di divisori (a 2, 3, 4 o n uscite), si possono ipotizzare infinite combinazioni.

In generale, quanto detto si riferisce ad un montante.

I punti chiave da tenere presenti per il calcolo di una rete di distribuzione sono i seguenti:

- 1 - le perdite di passaggio delle prese in cascata e dei derivatori;

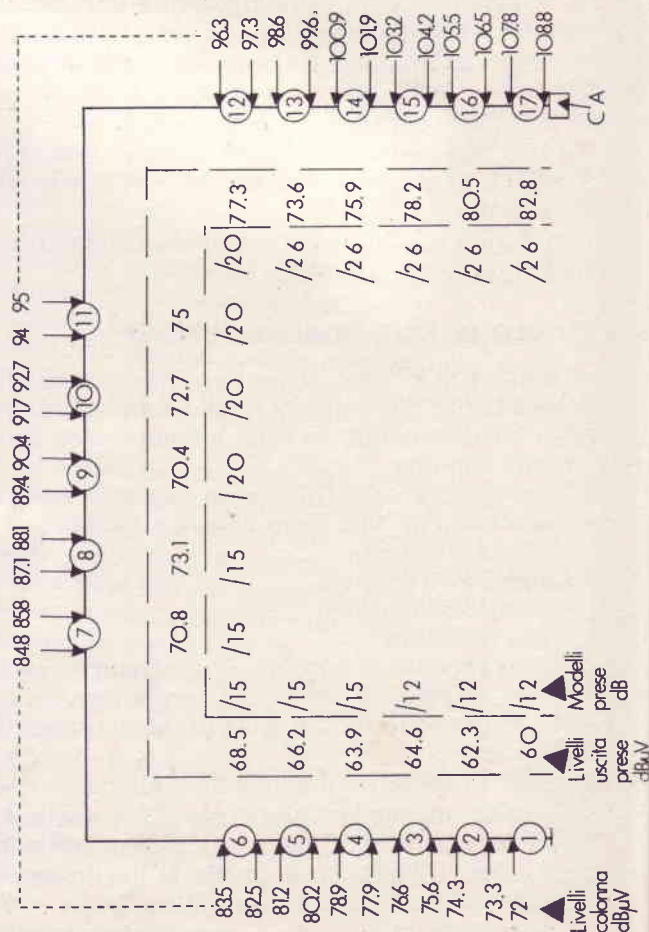


Fig. 11.4 - Rete di distribuzione con 17 prese in cascata.

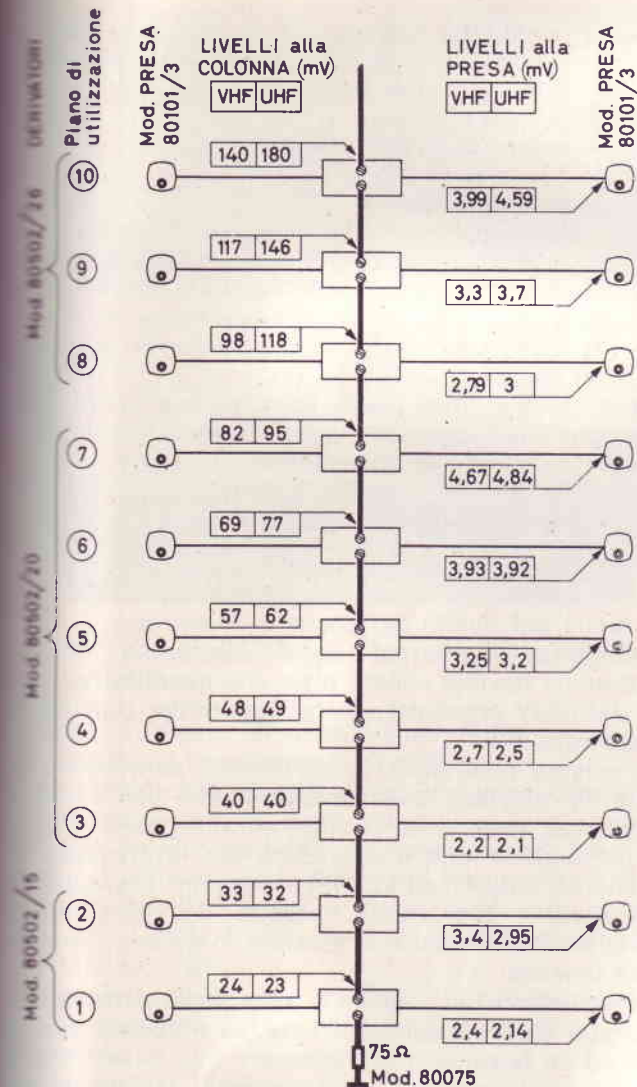


Fig. 11.5 - Impianto centralizzato unificato con prese in derivazione.

- 2 - le lunghezze dei cavi e le attenuazioni alla frequenza più alta e alla più bassa;
- 3 - le possibilità di utilizzo, per motivi impiantistici, di cavi di diverso diametro e quindi la possibilità di formazione di diversa attenuazione;

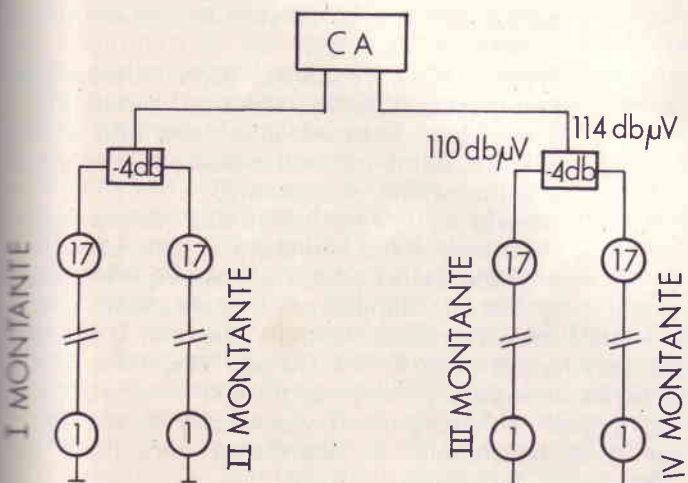


Fig. 11.6 - Assieme di 4 montanti (come in Fig. 11.4). Totale prese = 4 x 17 = 68.

4 - infine, che l'isolamento di minimo 22 dB tra due prese porta, nel caso di rete con distribuzione utilizzando derivatori (detta a pettine), all'utilizzo di una presa con valore 0 di prelievo (terminale) in quanto l'isolamento in dB è realizzato dagli stessi derivatori. Si giunge analogamente alla conclusione di un valore minimo di 12 dB per i derivatori (vedere Fig. 11.3).

Nel caso del canale più elevato, la perdita di passaggio di una presa del tipo a bassa perdita assume il valore di 1 dB.

Utilizzando come montante del cavo AG 33 avremmo una perdita di 22 dB a 800 MHz (canale 62) cioè 0,88 dB per 4 metri che è il valore medio tra un piano e l'altro di un edificio. Desiderando introdurre un arrotondamento di sicurezza si calcoli la perdita del cavo per 6 metri, fissandola in 1,3 dB.

Nel caso di derivatori con più di una uscita le perdite di passaggio sono, generalmente, le seguenti: 3 dB per 2 uscite e 4 dB per 4 uscite. La Fig. 11.4 dà un esempio di montante con 17 prese.

La Fig. 11.5 dà l'idea dei livelli per un montante che alimenta 10 appartamenti.

Nel calcolo la distanza tra derivatore e presa è stata presupposta di 15 metri. E' importante notare che i canali più bassi (VHF) il livello da iniettare è superiore a quello dei canali più alti (UHF). Secondo la conformazione delle reti questa differenza oscilla tra 3 e 6 dB.

La Fig. 11.6 sviluppa l'esempio della Fig. 11.4 e dà un'idea di come realizzare un'impianto centralizzato da 68 prese.

12. IMPIANTISTICA E SIMBOLOGIA

12.1 Impiantistica. A parte i problemi riguardanti i sostegni d'antenna esaminati nel capitolo 7, moltissimi problemi di carattere pratico possono presentarsi all'installatore.

Suggeriamo la lettura dei capitoli IV e V del classico libro del Marshall, edito dalla CELI di Bologna e facilmente reperibile in tutte le buone librerie.

Un punto che raccomandiamo vivamente è di porre molta cura nella spellatura dei cavi nonché nella eventuale intestazione dei medesimi con connettori IEC. La maggior parte del materiale per impianti centralizzati e particolarmente quello passivo, utilizza per la connessione dei cavi una vite ed un cavallotto. La vite serve per collegare l'anima centrale del cavo, il cavallotto blocca la calza schermante o il conduttore esterno, spingendoli contro il telaio base.

Due sono i punti da tenere presenti:

- 1 - il conduttore interno deve essere piegato per formare un anello completo intorno alla vite, come indicato in Fig. 12.1.1. Se ciò non viene fatto e il conduttore interno lasciato dritto, e quindi fatto passare sotto un lato della rondella, nel bloc-

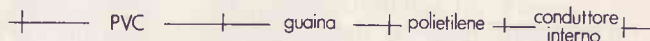


Fig. 12.1.1 - Corretto ancoraggio di un cavo coassiale su morsetto a vite.

care la vite, la pressione sulla filettatura risulterà non uniforme e tenderà a strapparsi, peggiorando decisamente la possibilità di un buon collegamento di massa; esistono anche dei morsetti espressamente studiati per accettare il conduttore interno diritto; essi sono realizzati con un cavallotto ed un dado quadro.

- 2 - la calza deve essere maneggiata con cura, affinché rimanga più compatta possibile. E' buona norma, quasi sempre attuabile, ripiegarla indietro, sulla guaina esterna di PVC, in maniera che il cavallotto blocchi la maggior quantità possibile di rame della calza. **Attenzione** che il nastro di antimigrante non isoli la calza del cavallotto di massa!

Per il montaggio con connettori IEC maschi attenersi alle istruzioni delle case costruttrici; generalmente si dovrà cercare di non piegare il conduttore interno, di tagliarlo con una forbice o tronchesino ben affilato e di raccogliere la calza in modo che presenti una resistenza meccanica al cono di bloccaggio e permetta contemporaneamente una buona massa.

Ricordiamo infine che per preparare il cavo è conveniente utilizzare, oltre la forbice da elettricista, un coltello a lama corta e larga preferibilmente del tipo da pescatore subacqueo a lame sostituibili.

12.2 Simbologia. La necessità di rendere facilmente comprensibile a qualsiasi tecnico una schematizzazione di un impianto centralizzato ha portato ad una normalizzazione che, se pur non ancora realmente riconosciuta in sede internazionale è praticamente accettata in Europa. La riportiamo nelle tabelle in calce di fine articolo.

13 NORME PER GLI IMPIANTI CENTRALIZZATI D'ANTENNA. CAPITOLO CEI.

Il capitolo CEI 12-15 (derivato dal fascicolo P 177 di Inchiesta Pubblica) è reperibile presso le sedi regionali del CEI (Comitato Elettronico Italiano); la sede di Milano è in V.le Monza 239.

Alcuni paragrafi di detto Capitolato sono stati estratti da documenti internazionali IEC (International Electrical Committee) ma sono state tenute presenti anche norme francesi, svizzere, ecc... e la pubblicazione ANIE 1972.

Il citato CEI 12-15 risulta composto di 4 capitoli:

- 1 - Generalità
- 2 - Antenne, cavi e prese
- 3 - Caratteristiche elettriche di impianto
- 4 - Protezioni di sicurezza.

Ne suggeriamo vivamente l'acquisto agli installatori e stralciamo semplificando al massimo, solamente alcuni valori dal capitolo 3:

3.1.02 Livello massimo del segnale TV alla presa di utente.

84 dB μ V (15 mV)

viene però suggerito, se possibile, di non superare gli 80 dB μ V (10 mV)

3.1.03 Livello minimo del segnale TV alla presa di utente.

57,5 dB μ V (750 mV) nelle bande I-III e canale C 60 dB μ V (1000 mV) nelle bande IV-V.

3.1.06 Disaccoppiamento tra le prese di utente.

Tra due qualsiasi prese di utente TV, minimo 22 dB.

Un valore di 48 dB è richiesto nel caso che

la dislocazione dei canali sia tale che le armoniche di ordine superiore alla 2^a (dell'oscillatore locale dei ricevitori TV o FM) cadano nei canali distribuiti.

3.1.10 Rapporto Segnale/Rumore.

Migliore di 43 dB.

3.1.11 Intermodulazione.

Trattasi di misure molto delicate; occorre considerare i prodotti di vario ordine e i metodi di misura oltretutto il numero dei canali e, se esistono, il numero degli amplificatori in cascata. In genere devono essere inferiori ai valori da — 53 a — 60 dB.

L'installatore dovrà infine studiare con molta cura il capitolo 4 che concerne le «protezioni e sicurezze» di cui è manifestamente evidente l'importanza.

14. STRUMENTAZIONE DI USO CORRENTE.

Le misure fondamentali da effettuarsi in un impianto centralizzato TV sono le seguenti:

- 1 - quelle del livello del segnale di entrata.
- 2 - quelle del livello del segnale alle prese.

Entrambe devono essere oltre che **quantitative** (valore dei dB μ V presenti), anche **qualitative** (qualità di immagine).

Le misure qualitative in particolare permettono la scelta del migliore orientamento (come per la prima riflessione) nonché la verifica se alle prese la qualità del segnale non è degradata per la presenza di battimenti (intermodulazione), immagini sovrapposte (modulazione incrociata), perdita dei sincronismi (compressione), echi e riflessioni in genere, tendenze ad inneschi.

Lo strumento all'uopo è il **misuratore di intensità di campo** elettromagnetico; esso va utilizzato accoppiato ad un televisore per integrare alle misure quantitative quelle qualitative; è evidente che un misuratore di campo con cinescopio incorporato risolve integralmente il problema.

Esiste una grande varietà di modelli di misuratori di campo; tra le case produttrici italiane citiamo la PRESTEL di Milano e la UNAOHM.

Nella gamma della PRESTEL citiamo il modello:

MC 20 - con indicatore di livello del segnale su microamperometro;

assai sensibile, misurando segnali a partire da 2,5 μ V. Alta selettività. Precisione di misura: ± 6 dB in UHF.

Precisione di frequenza: 0,2%. Altoparlante incorporato. Commutatore di sensibilità a 4 posizioni. Ingresso unico per VHF e UHF a 75 Ω . Alimentazione a pile con circuito di stabilizzazione di tensione.

Questo strumento per le sue elevate caratteristiche viene utilizzato in laboratorio ma è anche molto adatto ad essere trasportato grazie alle dimensioni e peso assai limitati.

Nella linea di produzione della Unahm il modello più popolare è il tipo E 773. Questo modello è fornito di un monitor da 6"; viene eseguita la misura di picco dei segnali di sincronismo visualizzata come banda luminosa orizzontale. Il fabbricante garantisce una misura con tolleranza ± 3 dB.

La stessa Unahm produce anche un modello senza monitor denominato 593 FM.

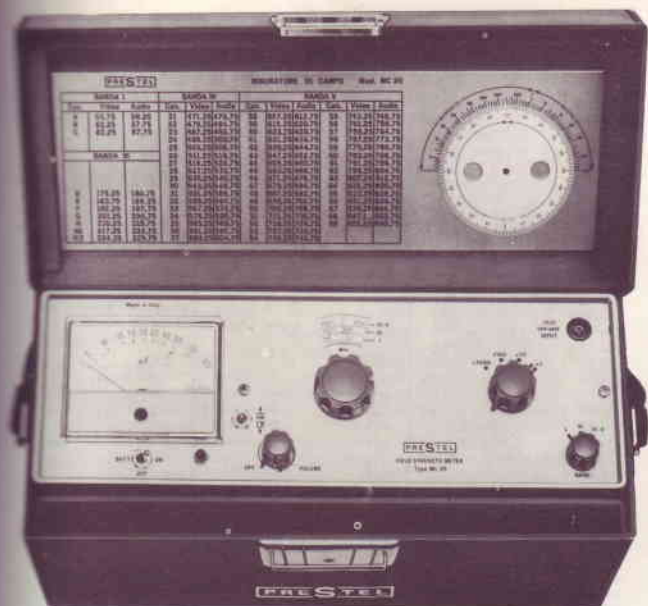


Fig. 14.1 - Misuratore di campo mod. MC 20 della PRESTEL.

Uno strumento di grandissima utilità in impianti TV su cavo è l'analizzatore di spettro.

Lo citiamo per dovere di informazione dato che il costo, superiore ai dieci milioni, generalmente lo esclude dalle possibilità di investimento. Esso permette di visualizzare lo spettro di frequenza su di uno schermo oscilloscopico in cui sono riportati in ascissa i valori delle frequenze e in ordinata le ampiezze dei relativi segnali.

Con detto strumento è possibile analizzare una serie molto ampia di fenomeni, tra i quali misure di:

- livelli
- rapporti C/N
- profondità di modulazione
- stabilità di frequenza (controllo dei convertitori)
- RL direttamente in dB tramite riflettometro
- prodotti spuri.

Esso è indispensabile per la realizzazione di grossi impianti centralizzati dove, utilizzando ampiamente la tecnica degli amplificatori a larga banda, acquista grande peso l'allineamento dei livelli dei segnali e l'accurato controllo dei valori di intermodulazione.

Questo controllo può essere effettuato anche con un misuratore di campo ma il procedimento risulta molto più lungo, tedioso e soprattutto meno evidente.

Un terzo strumento, assolutamente indispensabile, è il misuratore di resistenza di una certa precisione; generalmente è incorporato con un voltmetro (cc-ca) e denominato comunemente **tester**.

Una accurata misura dei valori di resistenza ai terminali dei vari spezzoni di cavo aiuta a determinare la presenza di corto circuito e a localizzarne la distanza dal punto di misura. Nel caso specifico è importante la precisione della scatola «bassa» (0 ± 10 Ohm). La possibilità di vedere le curve di risposta ampiezza-frequenza di un amplificatore o di un filtro — che si realizza con l'uso di un wobblatore ed un oscilloscopio o monitor x-y — è da considerarsi più interessante dal punto di vista della riparazione piuttosto che da quello della installazione.

Ricordiamo l'importanza di una completa attrezzatura.

NOVITA': RIVOLUZIONARIO MICROSCOPIO 30X A LIRE 20.000

IVA INCLUSA

Il microscopio "ALCRON" Mark III 30 x, grazie alla sua duttilità e al minimo ingombro è adatto a molteplici impieghi; come ad esempio l'esplorazione di circuiti stampati e di tutti i componenti miniaturizzati. Per la semplicità, la praticità d'uso, di messa a fuoco e la

perfetta fedeltà d'immagine è indicato non solo per lavoro, ma anche per usi hobbistici. Nel prezzo è compresa la custodia.

Dimensioni del microscopio mm. 125 x 19 x 40.

Interruttore luminoso. Alimentazione con 2 pile standard da 1,5 Vc.c.

Zoccolo trasparente. Distribuisce in modo uniforme la luce diretta ed eventuali luci ausiliari.

Manopola di messa a fuoco. Con una rotazione di 180° permette una perfetta focollizzazione.

Lampadina da 1,5 V. Permette la perfetta illuminazione della zona da visionare.



COME FUNZIONA: 1) Appoggiare il microscopio sulla superficie da analizzare. 2) Accendere la lampadina. 3) Girare la manopola di messa a fuoco fino ad ottenere una perfetta definizione dell'immagine.



DAL VOSTRO DISTRIBUTORE



ESCO ITALIANA S.R.L.
ELECTRONICS DISTRIBUTION
20125 MILANO - Via Mirabello, 6

Tel. 02-606504-6899339-6071925-6897423-6889846 - Telex ESCOMIL 37497

segue: FRIULI-VENEZIA GIULIA

Table listing cities and dates from Friuli-Venezia Giulia region, including locations like Coliceno, Pontebba, and Ravaschetto.

LIGURIA

Table listing cities and dates from Liguria region, including locations like N , Oregina, and Pietra Ligure.

EMILIA - ROMAGNA

Table listing cities and dates from Emilia-Romagna region, including locations like Monchio delle Corti, Monterenzio, and Monte Santa Giulia.

TOSCANA

Table listing cities and dates from Tuscany region, including locations like Monte Serra, Mugello, and Palazzo sul Senio.

MARCHE

Table listing cities and dates from Marche region, including locations like Acquasanta Terme, Ancona, and Carrado di Genga.

UMBRIA

Table listing cities and dates from Umbria region, including locations like Cascia, Carreto di Spoleto, and Foligno.

LAZIO

Table listing cities and dates from Lazio region, including locations like Acquapendente, Altipiani di Arcinazzo, and Amaseno.

ABRUZZI

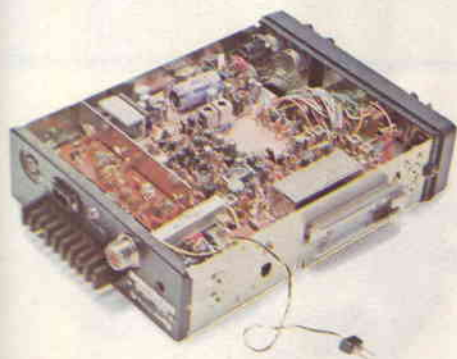
Table listing cities and dates from Abruzzo region, including locations like Anversa degli Abruzzi, Archi, and Casoli Palombaro.

MOLISE

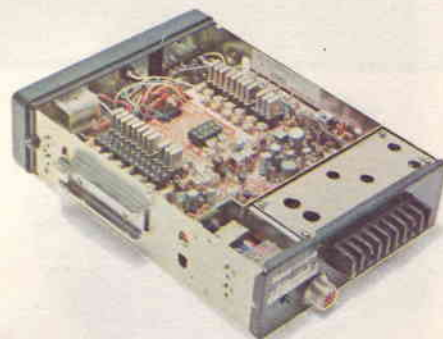
Table listing cities and dates from Molise region, including locations like Acquaviva Collecroce, Larino, and Mirando.

CAMPANIA

Table listing cities and dates from Campania region, including locations like Agnone, Airola, and Amalfi.



TYPE 4 STAZIONE VEICOLARE CANALIZZATA FM



Interessante ricetrasmittitore ad alto grado di affidabilità. Front-End in configurazione Most-Fet a doppia entrata con interposizione di triplo filtro passa banda RF elicoidale. Le doti del Filtro IF raggiungono l'ultima attenuazione a $\pm 25\text{kHz}$ superiore ai 100dB.

- 144 \div 148 MHz su 25 canali di cui 2 prioritari (12 quarzati: R0 a R9 e 145/145,5 MHz S.)
- Potenza TX 1/10W a commutazione
- Alta sensibilità e selettività
- Incorpora protezione APC/TX

- Dotato di trimmer capacitivo su ogni quarzo RX/TX
- Lettura S'Meter e potenza TX
- Indicazione luminosa Led/TX
- Indicazione luminosa dymo canali solo equipaggio quarzi/RX
- Montaggio supporto a slitta
- Previsto per uscite accessori
- Opzioni: modulo burst 1750Hz
- Dimensioni: 220 x 163 x 56 mm.

Peso: 2,3 Kg.
 Frequenza: 144 \div 148MHz
 Quarzi: TX fondamentale
 12MHz x 12
 Quarzi: RX fondamentale
 14MHz x 9

FM NBFM con deviazione max $\pm 5\text{kHz}$
 Modulazione: di fase
 Potenza: (HI 10W), (LO 1W) a 13,8Vdc
 Armoniche TX: migliore di -60dB
 Impedenza Ant.: 50-52 Ω
 Impedenza Micro: 500-600 Ω
 Ricevitore: a doppia conversione
 1^a IF: 10,7MHz
 2^a IF: 455kHz
 Sensibilità: migliore di 0,7 μV per 20dB S/N
 Selettività: $\pm 6\text{kHz}$ a -6dB
 $\pm 12\text{kHz}$ a -80dB
 Immagini e spurie RX: -60dB o meno
 Audio: 2,5W su 8 Ω al 10% distorsione

Distribuzione esclusiva per l'Italia:

G.B.C.
italiana

in tutti i punti esistenti sul territorio nazionale

COME DETERMINARE LA TEMPERATURA DI GIUNZIONE DI UN TRANSISTORE

a cura di L. PROTESTI

La potenza dissipata dai semiconduttori si converte in calore che il più delle volte è autodistruttivo per il dispositivo stesso. Per ciò, i designers dei semiconduttori e i progettisti studiano questo problema con qualche difficoltà al fine di creare un circuito sicuro. L'elemento critico è costituito dalla temperatura della giuntura del semiconduttore (fig. 1). Per i materiali al germanio questa è tipicamente di 100 °C al massimo e per i materiali al silicio è di 150-200 °C al massimo.

Nello studio del circuito finale non è pratico misurare questa temperatura della giunzione in modo diretto. Pertanto si richiede un metodo indiretto.

E' facile e pratico misurare la temperatura del contenitore del semiconduttore; e conoscendo tale temperatura calcolare la temperatura della giuntura. L'ingegnere progettista calcolerà la temperatura massima consentita del contenitore controllerà poi tale temperatura nelle fasi di studio finale.

Alcuni esempi vengono forniti

qui di seguito per lo studio del circuito ed il suo collaudo. Dato che la resistenza termica tra la giunzione e la cassetta deve essere nota, indichiamo come calcolare tale parametro in base alle specifiche del semiconduttore, date dai costruttori.

Il progettista vorrà sapere inoltre la resistenza termica tra la giunzione e l'aria circostante, o contenitore ad aria, per i calcoli del progetto. Dopo di che, sarà necessario convalidare tali calcoli mediante una prova alle condizioni d'esercizio.

ESEMPIO: Regolatore di tensione.

A. Scelta del problema

Come esempio di problema, desideriamo scegliere un regolatore di tensione per il ns. impianto. Il ns. impianto funzionerà in condizioni ambientali di 50 °C. Desideriamo utilizzare un regolatore di tensione fabbricato negli USA dalla National Semiconductor Inc., che possiede tre temperature di giunzione massime specificate, in fun-

zione del grado di regolazione, come mostrato nella tabella 1.

Il problema è di determinare la massima dissipazione di potenza del regolatore di tensione, quando il funzionamento alla massima temperatura di giunzione per il regolatore e alla temperatura ambiente attuale del ns. impianto (50 °C). Poi dobbiamo verificare la validità di questi calcoli controllando la temperatura del contenitore del semiconduttore durante il funzionamento al livello di potenza calcolato ed alla massima temperatura ambiente.

La procedura è la seguente:

Scegliere: un regolatore di tensione tipo LM300 in quanto è di minore costo.

Supposto che: $T_{Amax} = 50$ °C, $\Theta_{JA} = 150$ °C/W (tabella 1), $\Theta_{JC} = 45$ °C/W, $T_J = 85$ °C max. (tabella 1).

$$(1) T_J = T_A + \Theta_{J-A} P_D.$$

Dove

T_J = Temperatura di giunzione, °C
 T_A = Temperatura ambiente, °C, aria libera, non aria forzata

Θ_{J-A} = Resistenza termica, giunzione all'aria ambiente °C/watt inoltre,

T_{Amax} = Massima temperatura aria ambiente, °C

Θ_{J-C} = Resistenza termica giunzione alla cassetta, °C/watt.

$$(2) P_D = IV$$

dove,

I = Flusso corrente attraverso il semiconduttore in amps.

V = Caduta di tensione attraverso i semiconduttori in volts.

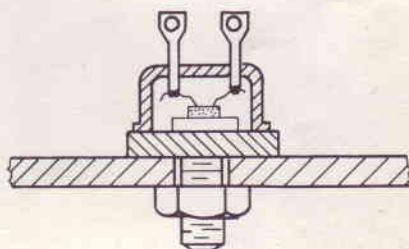
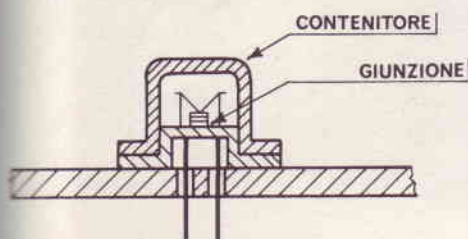


Fig. 1

Regolatore di tensione Cat. No.	Gamma funzionamento ambiente	Massima temperatura giunzione C.I. *
LM300	0 ÷ + 70 °C	80 °C
LM200	- 55 ÷ + 125 °C	100 °C
LM100	- 55 ÷ + 125 °C	150 °C

* Note: l'involucro del C.I. è un contenitore metallico TO-5 con una resistenza termica specificata, di 45 °C per watt, la giunzione al contenitore e all'aria circostante è di 150 °C per watt.

Tipo di contenitore	Θ J-C	Θ J-A
TO-92 (2N5208)	125 °C/W	357 °C/W
TO-18 (2N22207)	84 °C/W	300 °C/W
TO-46 (LM103)	80 °C/W	440 °C/W
TO-5 (2N2219)	50 °C/W	187 °C/W
TO-5 (LM100)	45 °C/W	150 °C/W
TO-3 (LM109IC)	0,7 °C/W	35 °C/W
Transistore di potenza in plastica (2N6413)	8,34 °C/W	83 °C/W
Transistore di potenza in plastica (2N6407)	10 °C/W	83 °C/W
SCR di potenza in plastica (2N6405)	1,5 °C/W	*
TO-63 (2N6380)	0,7 °C/W	*

* Non dato - Funziona solo con dissipatore.

Determinare max. P_D dall'equazione (1).

Riscrivere (1)

$$P_{Dmax} = \frac{T_J - T_A}{\Theta_{JA}}$$

$$P_{Dmax} = \frac{85^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{150^\circ\text{C/W}} = \frac{35^\circ\text{C}}{150^\circ\text{C/W}}$$

Risposta: No.1: $P_{Dmax} = 2333 \text{ W}$.

Ora si calcoli la temperatura massima del contenitore per questa massima dissipazione (di potenza) impiegando nuovamente la equazione generale (1), ma con T_C e Θ_{J-C} sostituiti per T_A e Θ_{J-A} , rispettivamente.

$$(3) T_J = T_C + \Theta_{J-C} P_D$$

ove

T_C = temperatura contenitore, °C;
 Θ_{J-C} = resistenza termica dalla giunzione al contenitore, °C/W.

Si riscriva

$$T_C = T_J - (\Theta_{J-C} P_D)$$

Calcolare

$$T_C = 85^\circ\text{C} - (45^\circ\text{C/W} \times 2333 \text{ W})$$

Risposta No.2: $T_{Cmax} = 74.50^\circ\text{C}$
 max. Temperatura contenitore consentita.

B. Verifica collaudo.

Per verificare questi calcoli use-

remo un Temp-Plate Terry Ferraris tipo 432 con temperatura di 76-82-87 °C montato sulla parte posteriore del contenitore TO-5 durante il funzionamento in una camera termostatica a 50 °C e con una dissipazione di 2333 W.

Ora si supponga che la più elevata temperatura esposta dal Temp-Plate sia di 82 °C. Qual'era la temperatura di giunzione in quel punto? Usiamo l'equazione (3) per risolvere T_J .

$$T_J = 82^\circ\text{C} + 45^\circ\text{C} \times 2333 \text{ W}$$

$T_J = 93^\circ\text{C}$ di temperatura di giunzione attuale.

C. Modifica del problema

Dato che la temperatura della giunzione è di 85 °C, è stata supe-

rata, dobbiamo riconsiderare il problema scegliendo una delle seguenti soluzioni:

- 1) si impieghi il regolatore di tensione tipo LM200 con la massima temperatura di giunzione di 100 °C, oppure;
- 2) si riduca la dissipazione, oppure;
- 3) si aggiunga una dissipazione al dispositivo per abbassare la resistenza termica.

Nel suddetto esempio abbiamo scelto la soluzione 1, il regolatore di tensione LM200, effettuando però delle prove per verificare che le temperature di giunzione del C.I. siano inferiori a 100 °C.

Molti costruttori non specificano direttamente la resistenza termica ma offriranno una curva di deviazione come mostrato qui di seguito.

Il grafico di fig.2 indica che il costruttore ha tarato la massima temperatura di giunzione a 200 °C ($T_J = T_C$ alla dissipazione di potenza 0).

Il grafico di fig. 2 mostra anche tutte le combinazioni di dissipazione con la temperatura dei contenitori che risultano da una temperatura costante della giunzione a 200 °C.

Per calcolare la resistenza termica Θ_{J-C} sul grafico suddetto, si determini prima la curva (noto anche come fattore di deviazione) e lo si inverta.

Esempio:

$$\text{Curva} = \frac{\Delta P_D}{\Delta T_C} = \frac{250 \text{ W}}{175^\circ\text{C}} = 1.428 \text{ W/}^\circ\text{C}$$

$$\frac{1}{\text{curva}} = \Theta_{J-C} = 7^\circ\text{C/W}$$

La Texas Instruments fornisce dati riassuntivi come mostrato in tabella 3 con i fattori di deviazione.

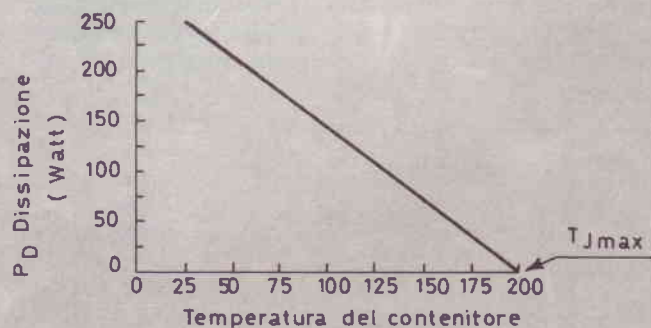


Fig. 2

Tabella 3

Classificazioni massime assolute a 25 °C di temperatura aria libera (se non diversamente indicato)
2N2432 2N2432A 2N4138

Tensione base-collector	30 V 45 V
Tensione emitter-collector (vds nota 1)	30 V 45 V
Tensione collector-emitter (vds nota 2)	15 V 18 V
Tensione emitter-base	15 V 18 V
Corrente continua del collector 100 mA	
Dissipazione continua del dispositivo a (sotto) 25 °C di temperatura d'aria libera (vds nota 3)	300 mW
Dissipazione continua del dispositivo a (sotto) 25 °C della temperatura del contenitore (vds nota 4)	600 mW
Temperatura di immagazzinamento	65 °C a 200 °C
Temperatura del conduttore da 1,5 mm al contenitore per 10 sec	300 °C

Note:

- Questo valore si applica tra 0 e 10 mA di corrente del collector quando il diodo di base dell'emettitore è in circuito aperto.
- Questo valore si applica alla corrente dell'emitter tra 0 e 100 A quando il diodo del collector-base è in circuito aperto.
- Deviazione lineare a 175 °C in aria libera di 2 mW/°C.
- Deviazione lineare a 175 °C della cassetta di 4 mW/°C.

Indica dati registrati JEDEC

Usare CHIP N. 18

La massima temperatura della giunzione è di 175 °C. I calcoli per la resistenza termica sono mostrati:

Curva in aria libera =

$$\theta_{j-a} = \frac{P_D}{T_A - T_A} = \frac{2 \text{ mW}}{1 \text{ C}} = 500 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$\theta_{j-c} = \frac{P_D}{T_c - T_c} = \frac{.002 \text{ W}}{1 \text{ C}} = 250 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

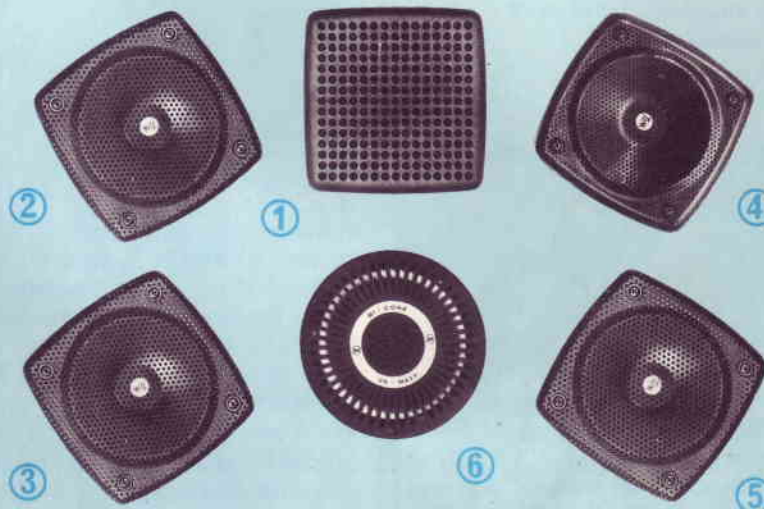
Curva della temperatura del contenitore =

$$\theta_{j-c} = \frac{P_D}{T_c - T_c} = \frac{.004 \text{ W}}{1 \text{ C}} = 250 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$\theta_{j-c} = \frac{P_D}{T_c - T_c} = \frac{.004 \text{ W}}{1 \text{ C}} = 250 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Di queste due resistenze termiche discusse, la resistenza termica θ_{j-c} è un parametro più affidabile da impiegare per il calcolo della

Altoparlanti per auto da incasso



- 1 Altoparlante**
Particolarmente adatto per incasso nelle portiere delle autovetture
Completo di griglia di finitura in ABS
Potenza d'uscita: 8W
Impedenza: 8Ω
Diametro altoparlante: 130
Dimensioni: 140x140x49
KA/1045-00 L. 4.100
- 2 Altoparlante**
Particolarmente adatto per incasso nelle portiere delle autovetture
Completo di griglia di finitura
Potenza d'uscita: 5W
Impedenza: 4Ω
Dimensioni: 142x142x60
KA/1050-00 L. 4.300

- 3 Altoparlante**
Particolarmente adatto per incasso nelle portiere delle autovetture
Completo di griglia di finitura
Potenza d'uscita: 5W
Impedenza: 8Ω
Dimensioni: 142x142x60
KA/1051-00 L. 4.300
- 4 Altoparlante**
Particolarmente adatto per incasso nelle portiere della autovetture
Completo di griglia di finitura
Potenza d'uscita: 15W
Impedenza: 4Ω
Dimensioni: 142x142x60
KA/1052-00 L. 5.600

- 5 Altoparlante a sospensione pneumatica**
Particolarmente adatto per incasso nelle portiere delle autovetture
Completo di griglia di finitura
Potenza d'uscita: 17W
Impedenza: 4Ω
Diametro altoparlante: 125
Dimensioni: 140x140x80
KA/1055-00 L. 5.600
- 6 Altoparlante bicono a sospensione pneumatica**
Particolarmente adatto per incasso nelle portiere delle autovetture
Completo di griglia di finitura
Potenza d'uscita: 25W
Impedenza: 4Ω
Diametro altoparlante: 163
Dimensioni: 165x60
KA/1059-00 L. 10.900

In vendita presso tutte le sedi GBC

epcc

**CERCHIAMO
AGENTI-DISTRIBUTORI**

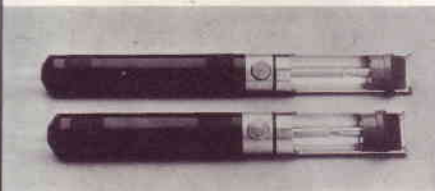
Treccia dissaldante COPPER WICK

- tipo 2 larghezza 1,25 mm.
- 3 • 1,9 mm.
 - 4 • 2,5 mm.
 - 5 • 3,5 mm.



Aspiratore per dissaldare

Mod. A lungh. 215 mm., Ø 20 mm., peso 80 g.
Mod. B lungh. 195 mm., Ø 20 mm., peso 80 g.



Dissaldatore con pompa aspirante

Mod. DS-28



Altri prodotti

Punte saldanti Durotherm lungavita da 4,5 mm. a 21 mm. di diametro
Saldatore da 15 W a 800 W
Dissaldatori ad aria compressa
Dissaldatori con pompa a vuoto
Cassette porta C.S.
Distributori C.I.
Inseritori C.I.
etc.

Chiedere cataloghi completi

ELME PRODOTTI CHIMICI S.A.S.
Via Arosio, 4
20148 MILANO

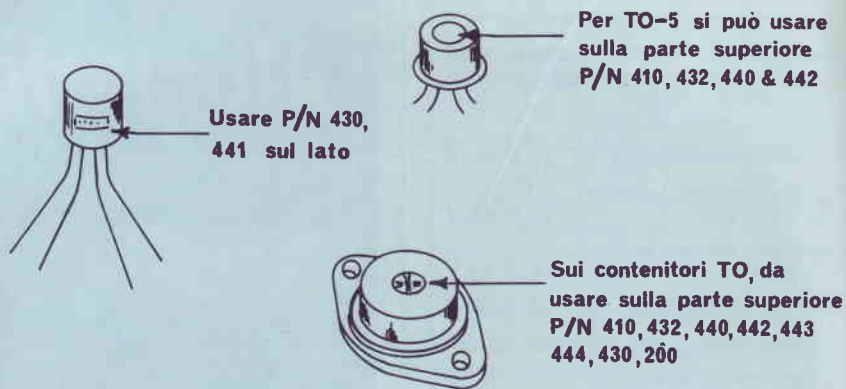


Fig. 3

temperatura di giunzione, di quanto non lo sia Θ_{J-A} poiché il contenitore ha una sola resistenza termica lontano dalla giunzione mentre l'ambiente ne ha due. La corretta maniera di misurare la temperatura del contenitore è quindi la chiave per effettuare precisi ed affidabili calcoli sulla temperatura della giunzione.

(1) Tre modi per misurare le temperature

La Terry Ferraris offre agli ingegneri progettisti e collaudatori tre modi per misurare la temperatura dei contenitori, in modo conveniente e preciso: (vedere fig. 3).

Queste parti sono di bassa massa, registrano la temperatura in un secondo e posseggono una precisione calibrata di + 1% a ciascuna temperatura tarata. Ciascun indicatore ritorna permanentemente nero alla temperatura tarata.

(2) Heat Prober digitale TM Termometro elettronico

Si usa con sonde per superfici al platino, P/N 122 con misuratore P/N 392 e lettura a 0.1 °C, oppure, se si usa la nuova sonda di bassa massa a termocoppia P/N TC805 (Ø = 1 mm), temperatura di lettura a 1 °C con misuratore P/N 2000CP.

(3) Termometro a raggi infrarossi Heat Spy

Questo strumento non tocca il semiconduttore di modo che non ci sia l'errore dovuto al contatto. Inoltre espone velocemente la temperatura di superficie — in un so-

lo secondo. Per piccole parti (2,5 mm Ø) si usi l'HSA-CE con uscita di registrazione di 0-1 V.

Per parti più grandi (5 mm Ø) si impieghi l'Heat Spy digitale tipo DHS-8E. Lettura fino a 1 °C. Entrambi gli strumenti posseggono un riflettore lenticolare incorporato per poter mirare su piccoli bersagli.

Con l'impiego di termometri Terry Ferraris si possono misurare e registrare queste temperature.

- | | |
|------------------------------|---------------------|
| Contenitori di transistori - | |
| di tutti i tipi | Compressori |
| C.I. - tutti i tipi | Motori |
| Trasformatori | Telai |
| Batterie | Relè |
| Condensatori | Regolatori tensione |
| Resistenze | Circuiti stampati |
| Scarichi di calore | |

I termometri Terry Ferraris vengono usati ogni giorno.

- Controlli di processo per la verifica delle temperature di componenti critici ad apparecchiature di collaudo.
- Assicurazione della qualità - verificano le temperature dei componenti durante il funzionamento del flusso di lega per saldatura (transistori, CI, circuiti stampati, chips speciali).
- Servizio in campo - osservazione dell'andamento delle temperature, uso ed abuso, alle condizioni attuali, come per esempio:
 - Aiuti nella navigazione
 - Alimentazioni di potenza
 - Temperature alle condizioni ambientali
 - Collaudi sulla durata
 - Temperature nei forni bruciatori.

ÜBERALL-ANTENNE

di S. BINI

Il metodo nuovo della Siemens Elettra S.p.A. per collegare in un appartamento, più televisori e radioricevitori ad un'unica presa d'antenna.

Finora si avevano due possibilità per collegare più televisori (installati per esempio nel soggiorno, nella camera dei ragazzi, nel tinello o nella camera degli ospiti): con l'unica presa d'antenna disponibile nell'appartamento, si utilizzavano infatti un partitore passivo oppure un partitore attivo meglio noto come partitore amplificato. Con questi due tipi di partitore si potevano ottenere buoni risultati a patto che si venisse a conoscere con esattezza il livello di segnale disponibile alla presa d'antenna.

I due tipi di partitore perciò avevano in comune il «difetto» che i livelli di segnale presenti alle loro uscite e, rispettivamente, alle estremità dei due cavi, (normalmente di lunghezze diverse), erano diversi dal livello disponibile alla presa d'antenna.

Il risultato spiacevole conseguito, in caso di impiego errato, si traduceva in interferenze nell'immagine, sovrarmodulazione del televisore e spesso anche dell'amplificatore; tali inconvenienti sarebbero potuti essere evitati però se l'utente avesse conosciuto già a priori il livello del segnale presente alla presa d'antenna del proprio appartamento, ne consegue che i tipi di partitore citati garantivano il risultato richiesto solo con un tecnico a disposizione.

Oggi desideriamo invece presentarVi «uberall-antenne», un nuovo prodotto sviluppato seguendo un concetto completamente nuovo.

«Uberall-antenne» è disponibile in due Kits di base, il campo di impiego può essere ampliato con altri tre Kits opzionali.

Tutti i cinque Kits sono forniti in un elegante imballo per espositori e corredati di istruzioni d'uso di facile comprensione.

KIT A (per televisori):

comprende un alimentatore, un amplificatore TV, un cavo di collegamento (18 m.), e diversi accessori

(numero di ordinazione: S43812-V-A12)

KIT B (per radio + televisori):

comprende un alimentatore, un amplificatore radio/TV, un cavo di collegamento (18 m.), un demiscelatore e diversi accessori (numero di ordinazione: S43812-V-A32)

KIT C (per ampliamento):

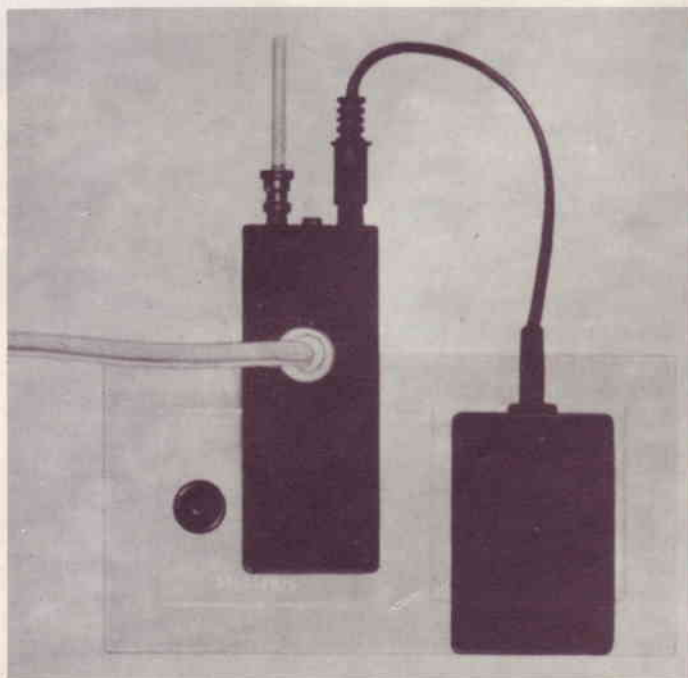
comprende un alimentatore e un amplificatore con un cavo di collegamento (18 m.) (numero di ordinazione: S43812-V-A22)

KIT D (per completamento):

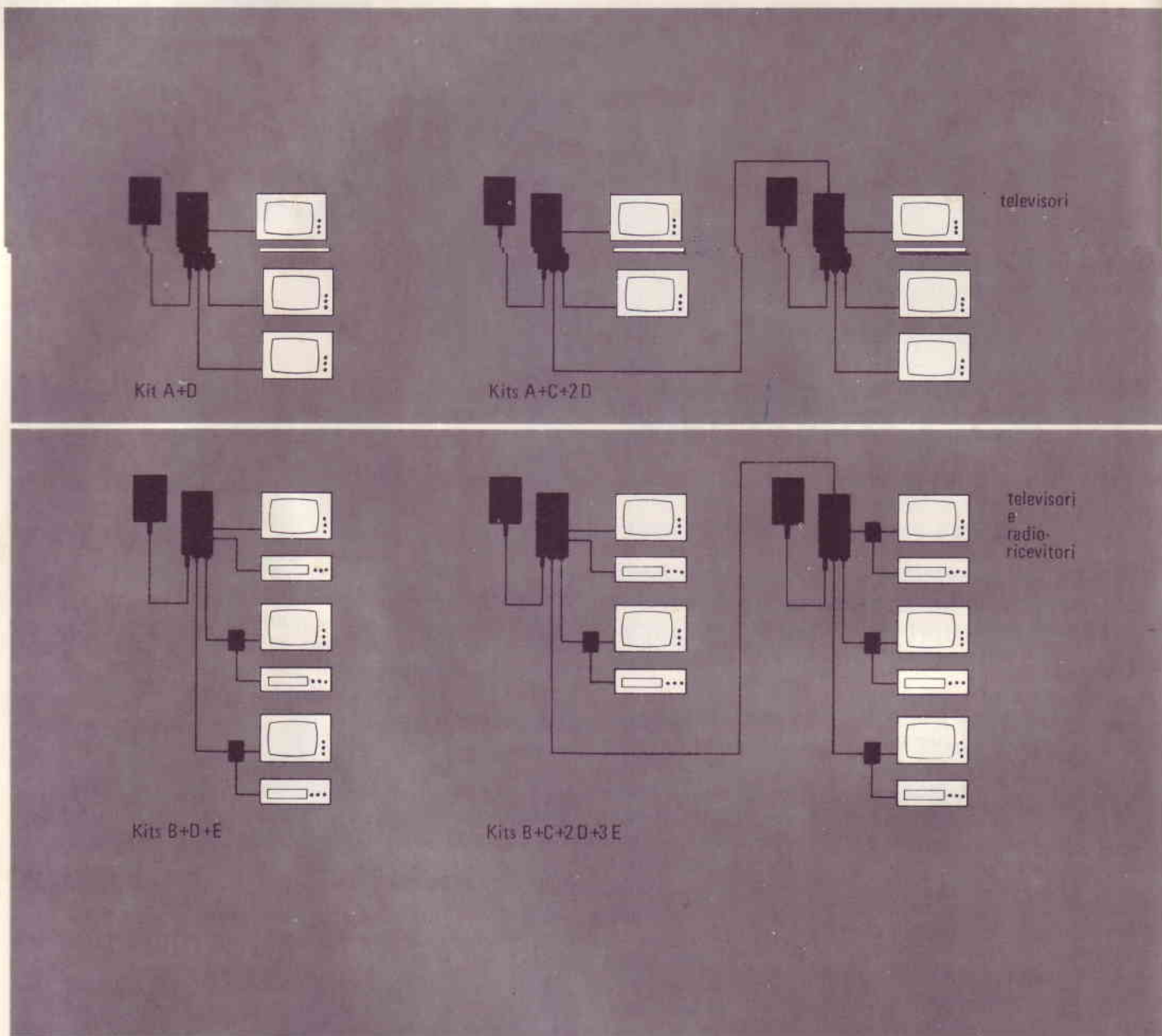
comprende un cavo di collegamento (18 m.) (numero di ordinazione: S43805-E-A)

KIT E (per completamento):

comprende un demiscelatore FM/TV (numero di ordinazione: S43804-E-A)



«Uberall-antenne» con alimentatore, amplificatore e due televisori collegati.



Esempi di impiego di «überall-antenne» per ricezione TV o radio/TV in ogni punto dell'appartamento.

COME VIENE UTILIZZATO IL KIT A

L'alimentatore viene inserito in una presa a 220 V~ e collegato con l'amplificatore mentre quest'ultimo viene innestato sull'uscita TV della presa d'antenna (per l'innesto in prese di vecchio tipo, vengono forniti appositi adattatori a corredo).

L'amplificatore ha 3 uscite coassiali, ad una uscita, prevista per l'allacciamento del televisore che si trova normalmente ubicato vicino alla presa d'antenna tramite un normale cavo di collegamento, sono presenti in segnali TV non amplificati; le altre 2 uscite dell'amplificatore servono invece per l'allacciamento di ulteriori 2 televisori, ubicati a piacere nell'appartamento, tramite 2 cavi di collegamento di 18 metri di lunghezza.

Uno di questi cavi è fornito unitamente al KIT A mentre il secondo viene fornito a richiesta come KIT D di completamento.

Novità rimarchevole di questo sistema è che all'estremità del cavo di collegamento (lunghezza 18 metri), destinato ad essere inserito nell'ingresso coassiale del televisore, si ha sempre lo stesso livello di segnale disponibile alla presa d'antenna ubicata lontano.

Ciò significa che l'amplificatore compensa interamente l'elevata attenuazione e la distorsione di livello provocate dal sottile e lungo cavo di collegamento (lo stesso livello è presente anche all'uscita non amplificata dell'amplificatore).

Per i casi dove è richiesta la possibilità di collegare oltre a due, tre televisori, anche riorricevitori, è stato sviluppato il KIT B per radio/TV.

Se il cavo di collegamento di 18 metri non è sufficiente, esiste la possibilità di raddoppiare questa distanza tramite un KIT di amplificazione supplementare (KIT C) e avere, nello stesso tempo, la possibilità di allacciamento di ulteriori ricevitori.

NOVITÀ
IN COMMERCIO

SISTEMA PER LOCALIZZARE PERSONE SEPOLTE O DISPERSE IN MONTAGNA

di L. CASCIANINI

Il sistema descritto è originale e coperto da numerosi brevetti. Differisce dagli altri per il basso consumo, fattore essenziale in queste circostanze, per la precisione della localizzazione del sepolto e per la sua grande flessibilità d'impiego.

I sistemi convenzionali di ricerca di persone sepolte da valanghe sono costituiti essenzialmente:

- A) da un apparecchio rice-trasmittitore sempre in posizione di trasmissione portato dall'alpinista in zone innevate con pericolo di valanghe.
- B) Da un analogo apparecchio portato dal soccorritore in posizione di ricezione e sintonizzato sulla medesima frequenza del trasmettitore «sepolto».

Da quanto sopra risulta subito evidente l'inconveniente fondamentale di questo sistema: il trasmettitore portato dall'alpinista dovrà **sempre essere in funzione** ed avrà pertanto una portata operativa di lunga durata, come richiesto, a causa del rapido esaurimento delle batterie che ovviamente non possono essere di grandi dimensioni.

Questo sistema di ricerca di persone sepolte da valanga è quello adottato dagli appassionati SKADY, AUTOPHON, PIEPS. Il sistema di ricerca di sepolti da valanga (denominato sistema R.P.S.) progettato e realizzato dai laboratori di applicazioni della Philips-Elcoma elimina il suddetto inconveniente in quanto è basato su un principio di funzionamento completamente nuovo.

Il sistema R.P.S. offre una più vasta gamma di possibilità, che non è limitata alla sola ricerca di sepolti da valanghe (zona di ricerca relativamente ampia) ma anche alla ricerca di feriti e dispersi a distanze notevoli (500-600 metri).

Questo sistema è formato da tre apparecchi fra loro compatibili che possono essere impiegati per usi

civili e militari a seconda della scelta dei medesimi.

Gli apparecchi sono:

- un ripetitore semplice RP-2A portato dall'alpinista
- un ripetitore bivalente RP-2B che può essere portato sia da alpinisti che da componenti la squadra di soccorso perché è abilitato anche alla ricerca a



Fig. 1-A - Sistema per portare il ripetitore RP-2A in una tasca.



Fig. 1-B - Altro sistema pratico, consiste nell'allacciarsi il ripetitore RP-2A.

medio raggio.

— un localizzatore RP-TG a largo raggio utilizzabile anche da elicotteri.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Secondo questo nuovo sistema di localizzazione, l'alpinista o la persona inesperta che si avventura in zone innevate porta in tasca o allacciato (figg. 1-A-B) il ripetitore RP-2A.

Questo apparecchio, in questa fase, funziona esclusivamente da ricevitore: esso cioè «sta sempre in ascolto» e data la semplicità del suo circuito il consumo è estremamente basso (vedi dati tecnici)

Nel malaugurato caso non si avessero più notizie dell'alpinista o delle persone munite del ripetitore, le altre persone della comitiva o eventualmente la squa-



Fig. 2 - Radiogoniometro-localizzatore TG.

dra di soccorso, munite a loro volta del localizzatore TG (fig. 2) si metterebbero immediatamente in funzione. Il segnale emesso dal localizzatore TG (un trasmettitore vero e proprio) ha una frequenza tale che può essere captata dal ripetitore in dotazione alla persona sepolta da valanga o comunque dispersa.

A questo punto cosa succede?

Ecco la novità del sistema Philips-Elcoma: il ripetitore di cui è munito il sepolto da valanga, capta il segnale emesso dal ricercatore, «si trasformerà» automaticamente tramite un commutatore incorporato nel ripetitore medesimo, da semplice ricevitore in un vero e proprio trasmettitore i cui segnali potranno essere, a loro volta, captati dall'apparecchio del ricevitore.

La localizzazione vera e propria del sepolto avverrà tramite l'antenna direttiva del localizzatore che funziona da radiogoniometro (fig. 2), il quale sarà in grado di indicare la direzione da cui proviene il segnale del sepolto; la localizzazione è inoltre facilitata da una nota acustica fornita dall'altoparlante del localizzatore.

Un'altra novità del sistema è questa, mentre l'intensità della nota rimane costante, la sua frequenza varierà in più o in meno (nota bassa o nota alta) a seconda della distanza esistente fra il sepolto e il soc-

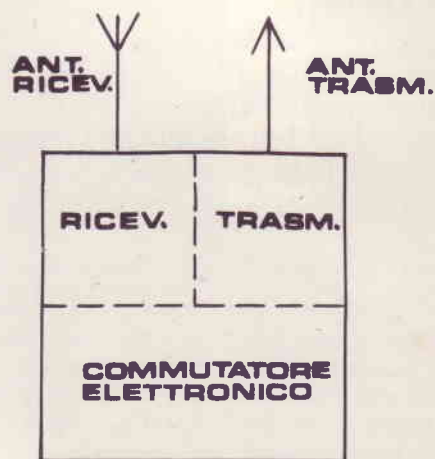


Fig. 3 - Schema a blocchi del ripetitore RP-2A (monovalente).

corritore. In particolare la nota diventerà tanto più acuta quanto più il soccorritore si avvicinerà al sepolto.

Questo sistema quindi oltre ad una estrema precisione nella localizzazione del disperso possiede una grande autonomia di funzionamento dovuta al basso consumo del ricevitore che, come abbiamo già detto, è il solo apparecchio **costantemente in funzione** pronto però, in caso di disgrazia, ad emettere un segnale di allarme.

In pratica, tale autonomia, considerando un rendimento del 50% rispetto a quanto dichiarato dal fabbricante della batteria, è di 3 mesi per una ricezione continuativa di 24 ore su 24 con una riserva di 3 ore di trasmissione dopo tale periodo di tempo, per operazioni di soccorso.

Tra gli altri vantaggi di questo sistema segnaliamo: — assenza di segnali emessi in continuità che potrebbero produrre interferenze in altri sistemi di telecomunicazioni adiacenti

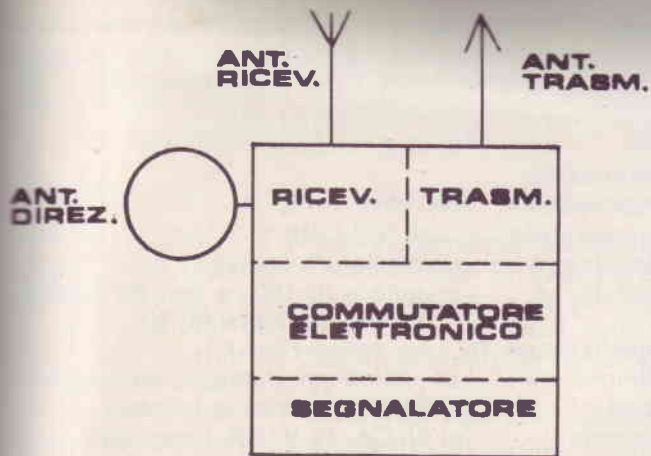


Fig. 4 - Schema a blocchi del ripetitore RP-2B (bivalente).

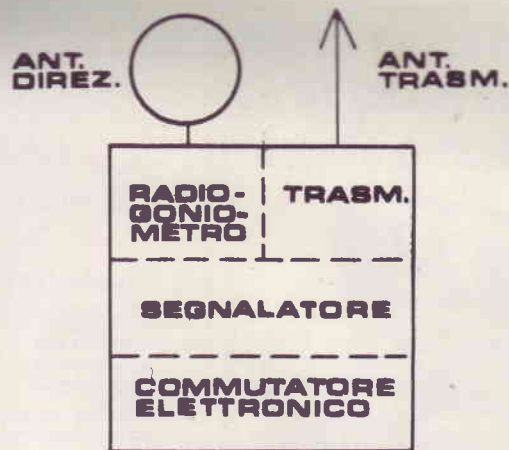


Fig. 5 - Schema a blocchi del radiogoniometro.

— indicazione esatta della direzione in cui si trova il sepolto con stima della sua distanza rispetto al soccorritore.

Nelle figg. 3, 4 e 5 sono riportati gli schemi a blocchi degli apparecchi descritti.

PROVE PRATICHE

I primi prototipi di questi apparecchi che sono venuti via via perfezionandosi, risalgono al febbraio del 1972. L'anno successivo si ebbero eccellenti risultati sull'Abetone, dove una persona sepolta sotto 5 metri di neve venne rintracciata in meno di dieci minuti con il radiogoniometro distante 100 metri! Altre prove positive furono effettuate alla Scuola Militare Alpina di

Aosta, alla Scuola Alpina delle guardie di pubblica sicurezza di Moena, alla Thuile (passo S. Bernardo) alla presenza del maggiore degli alpini Gigi Telmon, a Solda in occasione del simposio Vanni Eigenman ed infine in occasione della spedizione nazionale «Lhotse 75» del Club Alpino Italiano durante la quale il capo spedizione Riccardo Cassin ebbe modo di controllare l'effettiva validità del sistema di ricerca suddetto.

Il sistema è coperto da brevetto (15-3-1972); altri brevetti riguardano particolari versioni del sistema.

DATI TECNICI DEGLI APPARECCHI

Ripetitore RP-2A (per dotazione individuale)
Dimensioni 91 x 59 x 21 mm (112 cm³)

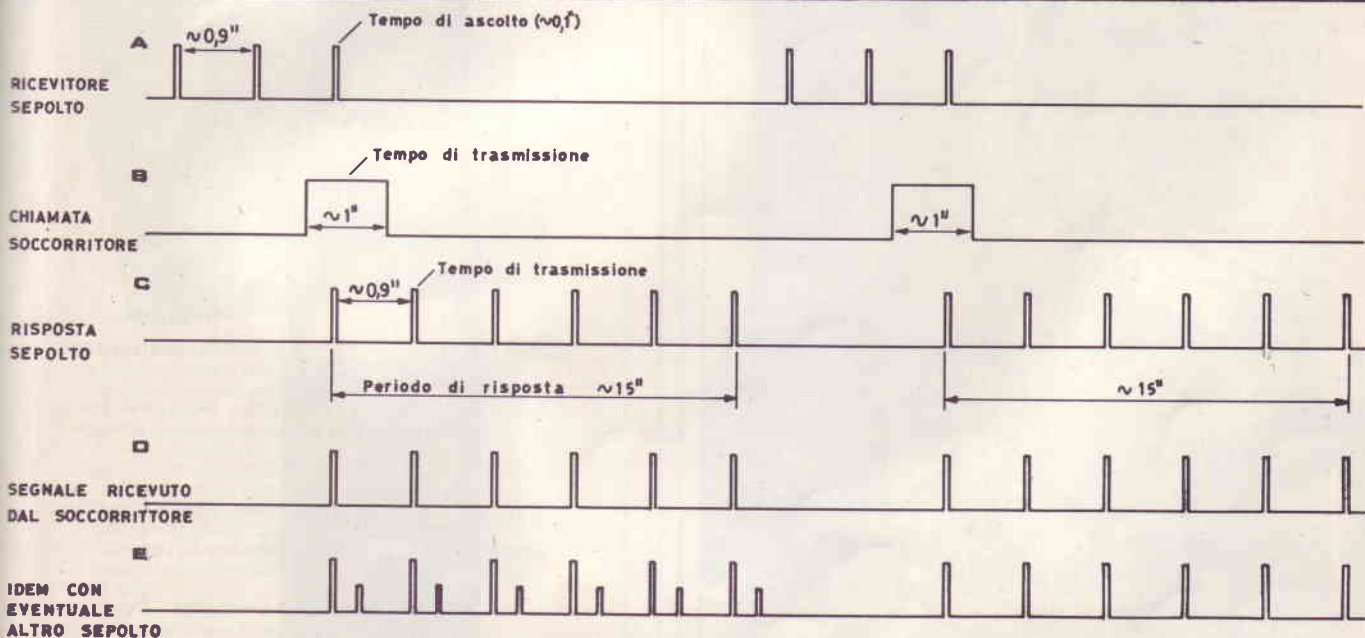


Fig. 6 - Segnali caratteristici del sistema RPS dall'alto verso il basso:

- Il ripetitore «ascolta» (è cioè funzionante solo durante la breve presenza dell'impulso che dura circa 1/10 di secondo; per i rimanenti 9/10 il ripetitore rimane disattivato).
- Il soccorritore «chiama», trasmette cioè un impulso della durata di 1 secondo.
- Il ripetitore del sepolto, ricevuto il segnale di chiamata del soccorritore (b), trasmette, a sua volta, un treno di impulsi per una durata di 15".
- Il soccorritore riceve il segnale (c) del sepolto e si mette in azione con il radiogoniometro per localizzarlo.
- Il soccorritore riceve il segnale da un altro sepolto. Il segnale del secondo sepolto è indicato nel disegno più piccolo per esigenze grafiche. In realtà esso produce nell'altoparlante una nota a frequenza più bassa (si trova cioè più lontano) rispetto a quella del primo sepolto che scompare avvicinandosi al primo.

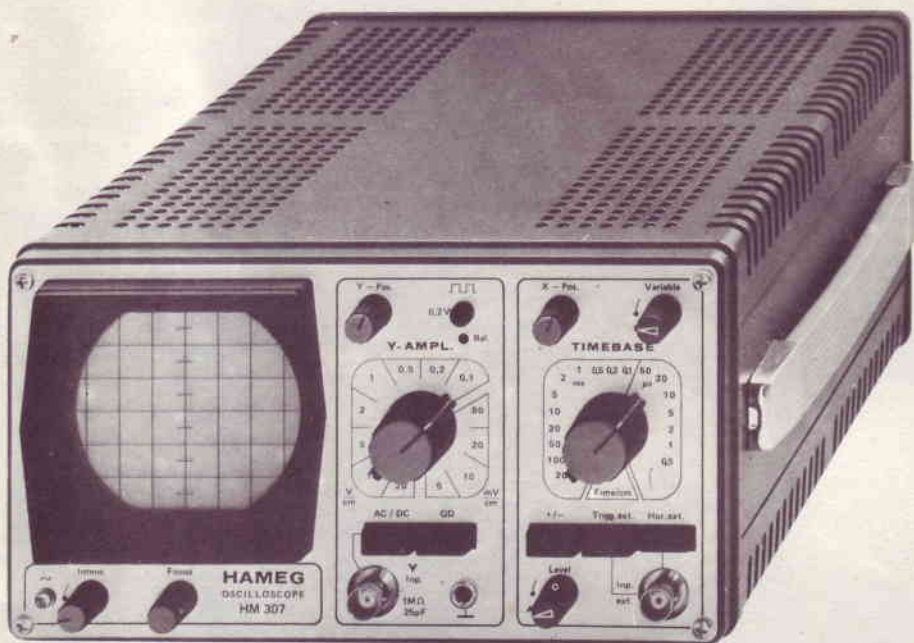
HAMEG HM 307

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

a

310.000* Lire

(completo di sonda 1:1 ed IVA 14%)



- Schermo da 3" (7 cm)
- Banda passante: 0 ÷ 10 MHz a -3 dB
- Sensibilità: 5 mV ÷ 20 V/cm in 12 passi
- Base tempi: 0,2 ÷ 0,5 μ s/cm in 18 passi
- Trigger: automatico/manuale



TECNICHE ELETTRONICHE AVANZATE S.a.s.

20147 MILANO - VIA S. ANATOLONE, 15 -
TEL. 41.58.746/7/8
00187 ROMA - VIA DI PORTA PINCIANA, 4
TEL. 47.57.171 - 47.56.631
INDIRIZZO TELEGRAFICO: TELAV - MILANO -
TELEX: 39202

TAGLIANDO VALIDO PER



- Sel. 6-78
- Offerta e caratteristiche dettagliate oscilloscopi HAMEG
 - Ordinazione di n. _____ oscilloscopi HM307 completi di sonda 1 : 1 a 310.000* Lire IVA 14% compresa + spese di spedizione. Pagamento contrassegno.

Nome _____ Cognome _____
Ditta o Ente _____ Tel. _____
Via _____ CAP _____

Validità 30-7-78 per parità Marco Tedesco 1 DM = 410 \pm 3%

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

di P. SOATI

Fig. D. MARCHESI - Milano
Trasricevitore per le onde corte

Un ottimo-ricetrasmittente atto a coprire l'intera gamma delle onde corte è il modello GSB-900 della SUNAIR reperibile in Italia, e di cui avrò occasione di scrivere prossimamente nella rubrica dedicata ai tecnici.

Si tratta di un ricetrasmittente il quale copre completamente la gamma compresa fra 1.600 kHz e 30.000 kHz in 284.000 canali sintetizzati, a salti di 100 Hz, e che può essere usato per i servizi USB, LSB, AME, CW, FSK, FAX.

La potenza di uscita è di 100 W e la alimentazione può essere effettuata tanto in alternata 115/230 V, 50/60 Hz quanto

in continua (tramite un modulo che viene fornito a richiesta) a 12 oppure 24 V.

Il ricevitore in SSB ha una sensibilità di ben 0,5 μ V per 10 dB S + N/N e di 3 μ V in AM sempre per 10 dB S + N/N.

Il rice-trasmittitore nel suo insieme è visibile in figura 1.

Fig. D. CAFIERO - Napoli
Terminologia inglese

Le diciture riportate sull'apparecchio in suo possesso e nel relativo schema elettrico hanno il seguente significato:

Type of transmission - tipo di trasmissione (AM, CW, FM). Ranges - gamme. Coverage - copertura (10 m, 15 m, etc). Dial calibration accuracy - precisione di taratura della scala. Frequency stability - stabilità di frequenza. Output stage power supply - potenza di alimentazione dello stadio finale. RF output power - potenza di uscita ad alta frequenza. AM operation - fonìa. CW operation - telegrafia. Output circuit - circuito di uscita. Iso-wave - isoonda. Keying - manipolazione (per tasto telegrafico). Tube complement - valvole impiegate. Transistors' complement - transistori impiegati. Xtal complement - cristalli impiegati. Front panel controls and external connections - comandi e controlli sul pannello frontale e connessioni esterne. Band - sta per commutatore di gamma. Tune VFO - condensatore d'accordo del VFO. Driver tune - condensatore di accordo del circuito pilota. Excitation control - controllo del circuito eccitatore. Receiv-Transm - commutatore ricezione-trasmissione.

Connection on rear of set - prese ed attacchi sul retro dell'apparecchio. Ground clamp - morsetto di massa. Voltage fitting - cambiensione. Fuse - fusibile. Four screw terminal board key and stand-by connection - morsettiera a quattro viti per tasto telegrafico e per il collegamento stand-by (al ricevitore). Receiver antenna inlet for standard n. - presa di antenna del ricevitore per attacco n. Transmitter antenna outlet - presa d'antenna del tra-

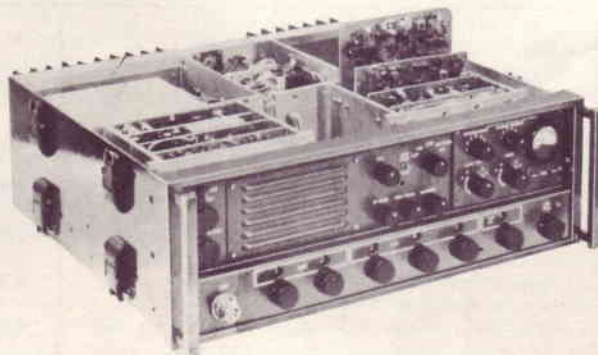


Fig. 1 - Rice-trasmittitore professionale modello GSB 900, per la gamma 1.600 ÷ 30.000 kHz in 284.000 canali sintetizzati a salti di 100 Hz. Potenza di picco 100 W.

smettitore. Noise suppressions devices - dispositivi antidisturbi.

Xtal stabilized VFO driver, buffer, generator - sezione generatore, separatore, pilota VFO stabilizzato a quarzo. RF output stage section - sezione dello stadio finale di potenza ad alta frequenza. AF amplifier and modulation section - sezione dell'amplificatore BF e del modulatore.

Occorre fare attenzione che mentre in italiano AF sta per alta frequenza (e corrisponde pertanto a RF di lingua inglese) in inglese AF significa invece bassa frequenza (audio frequenza).

Fig. P. BRUZZONE - Genova
Lampeggiatore

Un semplicissimo circuito lampeggiatore in cui due lampade si accendono alternativamente, chiudendo il circuito tramite l'interruttore, è rappresentato in figura 2.

Ovviamente l'interruttore può essere sostituito da un reed-relè, da un indicatore di livello o qualsiasi altro dispositivo del genere in modo da realizzare un dispositivo di allarme visivo come da Lei richiesto.

La figura 3 si riferisce al circuito stesso montato visto dal lato componenti.

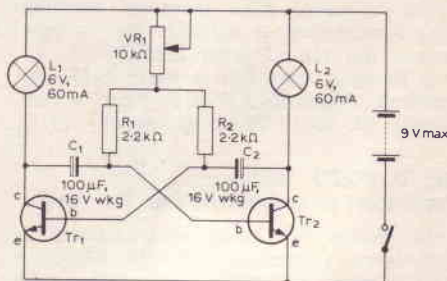


Fig. 2 - Schema elettrico relativo ad un lampeggiatore a due lampade, per dispositivo di allarme a due transistori.

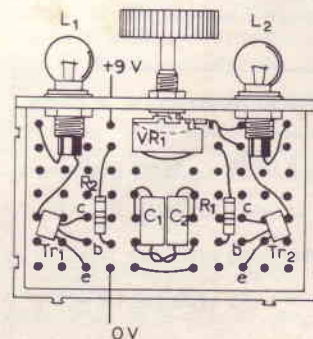


Fig. 3 - Il circuito lampeggiatore a due lampade montato e visto dal lato componenti.



Fig. 4 - Timer elettronico per fotografia, ed usi similari, Printelux 1012, della ALF.

transistori ZTX300 possono essere sostituiti dal tipo Philips BC 108.

Il valore dei vari componenti è riportato direttamente sullo schema elettrico.

Fig. F. CIRILLO - Palermo
Timer elettronico

La figura 4 si riferisce ad un timer elettronico professionale per impieghi in fotografia avente le seguenti caratteristiche tecniche:

Alimentazione: 220 Vca. Potenza massima: 1000 W. Scala di temporizzazione: compresa fra 0.25 sec fino a 54.50 sec., variabile mediante commutatore a scatti. Peso: 400 gr. Compensazione automatica delle variazioni della tensione nominale di alimentazione e pulsante per la ripetizione del tempo programmato.

Il timer è reperibile presso l'ALF. Apparecchi Fototecnici, Via S. Piero a Quarcacchi, 64, 50019 Sesto Fiorentino (FI).

Fig. D. RIZZO - Milano
Transistori di potenza RF per VHF/UHF

La Philips ha messo recentemente in commercio i transistori BLW79, BLW80 e BLW81 adatti all'impiego nel campo delle UHF ed in grado di fornire potenze di uscita rispettivamente di 2 W, 4 W e 10 W con tensione di alimentazione di 13,5 V. Sono transistori NPN planari epitassiali al silicio studiati per essere impiegati in trasmettitori che lavorino in classe A,

B o C nelle gamme UHF ed ovviamente anche in quelle VHF. Il pregio di questi transistori è quello di una stabilizzazione della resistenza che assicura la protezione contro eventuali danneggiamenti a cui potrebbe andare incontro in caso di un forte disadattamento d'impedenza. Essi hanno un contenitore capstan in ceramica.

La seguente tabella riporta i principali dati caratteristici dei tre tipi di transistori.

La figura 5 si riferisce al circuito elettrico di prova del transistore BLW 79 alle frequenze di 470 MHz e 175 MHz, mentre

la figura 6 e 7 mostrano il circuito stampato dal lato componenti e lato rame.

Valore dei componenti: C1 = 2,2 pF ($\pm 0,25$ pF) ceramico; C2-C4-C7 = 1,4...5,5 F, trimmer dielettrico a film (2222 809 09001 codice Philips); C3 = 3,3 pF ($\pm 0,25$ pF) ceramico; C5 = 100 pF condensatore ceramico passante; C6 = 100 nF poliestere; C8 = 2...18 pF, trimmer dielettrico a film (2222 809 09003). L1 = striscia di rame (35,6 mm x 6 mm); L2-L3 = bobine choker in ferroxcube (4312 020 36640); L4 = 178 nH, 4 spire filo rame smaltato da 1 mm, diametro interno 6 mm, lunghezza 7 mm, terminali 2 x 5 mm. L5 = striscia di rame (10 x 6 mm); L6 = 28 nH, 1/2 spira filo rame smaltato da 1 mm, diametro interno 10 mm. L1 e L5 sono strisce di rame del circuito stampato il quale è del tipo a doppio rivestimento di rame; il dielettrico deve essere del tipo a fibra di vetro epossidica PTFE ($\Sigma = 2,74$) spessore 1/16". R1 = 100 Ω (5%) resistore a carbone; R2 = 10 Ω ($\pm 5\%$) a carbone.

Lo schema elettrico di figura 10 si riferisce al circuito per il transistore BLW81 uscita 10 W e le figure 8 e 9 al relativo circuito stampato.

Valore dei componenti: C1 = 2,2 pF ($\pm 0,25$ pF) ceramico; C2-C9-C10 = 2...18 pF trimmer dielettrico a film (2222 809 09903); C3 = 3,9 pF ($\pm 0,25$ pF) ceramico; C4 = 1,4...5,5 pF trimmer dielettrico a film (2222 809 09001); C5-C6 = 15 pF chip ceramico (2222 851 13159); C7 = 100 pF ceramico passante; C8 = 100 nF poliestere; L1 = striscia di rame (27,9 x 6 mm); L2 = 13 spire filo di rame smaltato 0,5 mm, avvolte strettamente, diametro interno 4 mm, terminali 2 x 5 mm; L3 = 17 nH, 1 1/2 spire filo di rame smaltato da 1 mm, spaziatura 1 mm, diametro in-

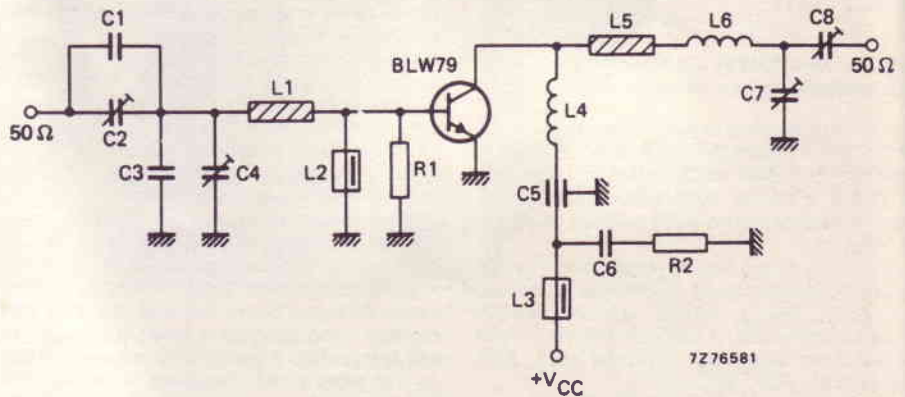


Fig. 5 - Schema elettrico del circuito sperimentale per transistore BLW79, potenza di uscita 2 W su 470 MHz.

Condizioni di lavoro	V _{cc} V	f MHz	P _t W	G _r dB	η %	Z _i Ω	Y _i mA/V
BLW79 onda continua (c.w.)	12,5	470	2	> 9,0	> 60	3,5 + j0,4	28 — j38
onda continua (c.w.)	12,5	175	2	tip. 13,5	tip. 60	4,2 — j3,4	25 — j24
BLW80 onda continua (c.w.)	12,5	470	4	> 8,0	> 60	2,1 + j2,3	57 — j56
onda continua (c.w.)	12,5	175	4	tip. 15,0	tip. 60	2,0 — j2,2	51 — j48
BLW81 onda continua (c.w.)	12,5	470	10	> 6,0	> 60	1,3 + j2,5	150 — j66
onda continua (c.w.)	12,5	175	10	tip. 13,5	tip. 60	1,2 — j0,6	140 — j80

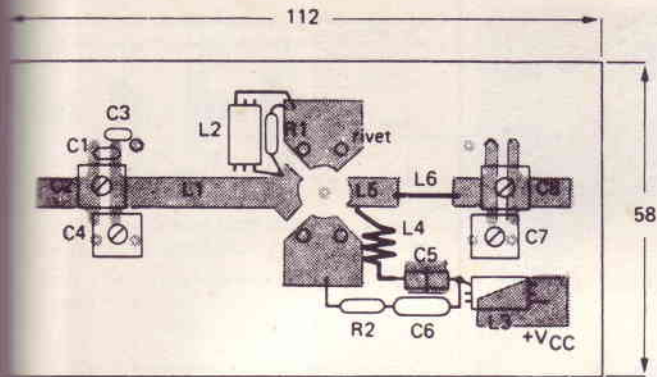


Fig. 6 - Circuito stampato, lato componenti, del TX da 2 W, 470 MHz.

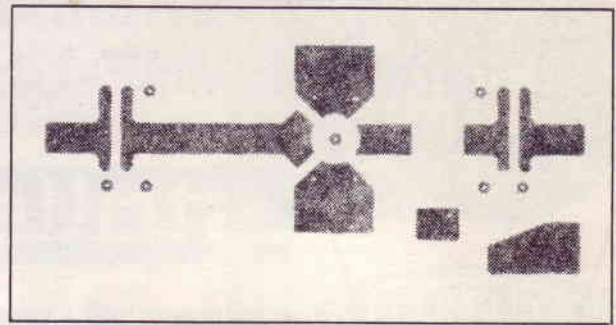


Fig. 7 - Circuito stampato della figura 6 visto dal lato opposto.

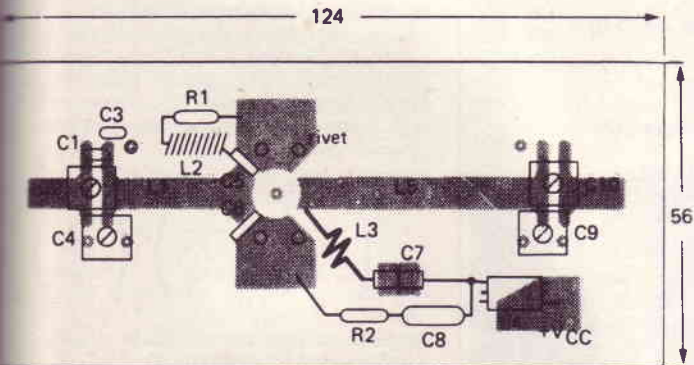


Fig. 8 - Circuito stampato relativo al TX da 10 W di figura 10, lato componenti.

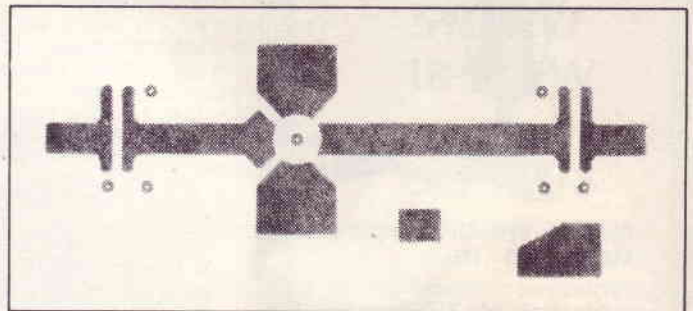


Fig. 9 - Circuito stampato di figura 8 visto dal lato opposto.

terno 6 mm, terminali 2 x 5 mm; L4 = bobina choke in ferrocube (4312 020 06640); L5 = striscia di rame (45,8 x 6 mm); L1 e L5 sono strisce ricavate dal rame del circuito stampato in fibra di vetro PTFE ($\Sigma_r = 2,74$) spessore 1/16". R1 = 1 Ω ($\pm 5\%$) a carbone; R2 = 10 Ω ($\pm 5\%$) a carbone.

Fig. D. FACCHIN - Venezia Distribuzione della potenza a più altoparlanti

In un complesso elettroacustico sovente è necessario far funzionare in parallelo diversi altoparlanti con differenti livelli di potenza. In tal caso è opportuno definire a priori alcuni dati fra i quali l'impedenza di linea.

Se la linea è piuttosto lunga è consigliabile usare un'impedenza di uscita dell'amplificatore, e perciò di linea, di valore medio compresa cioè fra 20 Ω e 500 Ω , a seconda delle disponibilità del trasformatore d'uscita, delle caratteristiche della linea stessa e della potenza richiesta dal carico.

Fissata l'impedenza della linea si può calcolare la tensione di bassa frequenza, di linea, per la massima potenza (W) erogabile dall'amplificatore valendosi della seguente formula:

$$V = W \times Z$$

La tensione V a sua volta permette di calcolare l'impedenza di ingresso di ciascuno dei vari altoparlanti in funzione della potenza massima che si desidera applicargli secondo la relazione:

$$Z = V^2/W$$

nella quale V è espresso in volt, W in watt, Z in ohm (cioè l'impedenza caratteristica). E' evidente che la potenza appli-

cata a ciascuno degli altoparlanti in parallelo è inversamente proporzionale alla sua impedenza d'ingresso ed i rapporti di potenza tra di essi sono stabiliti dai rapporti tra i valori d'impedenza.

Se, ad esempio, due altoparlanti sono collegati in parallelo tra loro ed uno di questi ha un'impedenza d'ingresso di 500 Ω mentre l'altro ha il valore di 1000 Ω , quest'ultimo riceverà una potenza elettrica corrispondente alla metà di quella ricevuta dal primo.

Per l'assegnazione delle impedenze di linea in linea di massima si deve tenere presente che i valori alti permettono di ottenere perdite minori dovute alla resistenza di linea ma producono maggiori perdite alle frequenze alte dovute alla capacità ed inoltre sono maggiormente sen-

sibili all'effetto dei campi elettrici esterni. In pratica per linee assai lunghe, cioè oltre i 50 m, è consigliabile utilizzare valori medi ed alti di impedenza d'uscita dell'amplificatore.

Per calcolare le impedenze risultanti complessive di carico per altoparlanti in parallelo aventi tutti lo stesso valore (figura 11) si userà la seguente relazione:

$$Z = \frac{Z'}{N}$$

in cui Z = impedenza complessiva in ohm, Z' = impedenza d'ingresso in ohm di ciascun altoparlante, N = numero di altoparlanti.

Per altoparlanti in parallelo aventi impedenza differente fra loro sarà invece utilizzare la seguente relazione:

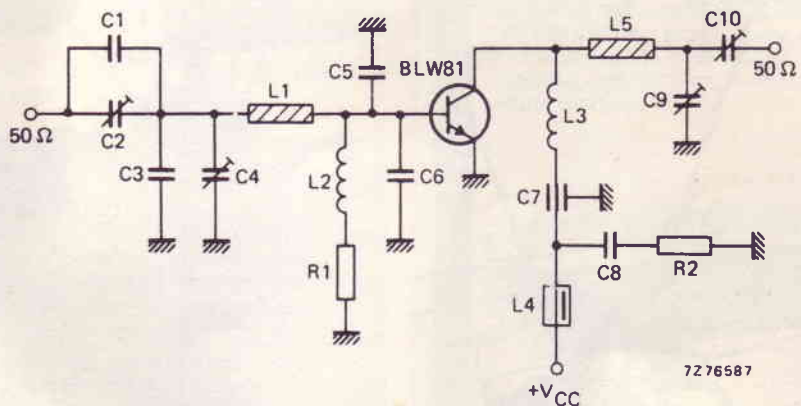


Fig. 10 - Schema elettrico del circuito sperimentale del transistor BLW81 su 470 MHz potenza di uscita 10 W.

antenne amplificate interne VHF-UHF

Stolle

- ★ Ricevono tutti i canali delle TV private senza perdite di segnale
- ★ Non richiedono alcuna installazione

Antenna VHF-UHF amplificata « Stolle » Mod. Z1942 - Apollo

Per interno
 Con base graduata rotante
 Elementi: 4 per UHF con riflettore circolare
 Dipolo per VHF
 Guadagno: VHF 14 dB • UHF 15 dB
 Impedenza: 60/75 Ω • Alimentazione: 220 V c.a.
NA/0496-06

Antenna VHF-UHF amplificata « Stolle » Mod. Z1960 - Orion

Per interno
 Elementi: 4 per UHF-Dipolo per VHF
 Guadagno: VHF 14 dB • UHF 15 dB
 Impedenza: 60/75 Ω
 Alimentazione: 220 V c.a.
NA/0496-04

Antenna VHF-UHF amplificata « Stolle » Mod. Super Macron orientabile

Canali:
 VHF-banda I-III (5 ÷ 12)
 UHF-banda IV-V (21 ÷ 65)
 2 elementi in VHF:
 lunghezza aperti 1190
 5 elementi in UHF
 Guadagno: VHF 20 dB
 UHF 24 dB
 Impedenza: 75 Ω
 Lunghezza cavo: 1,5 m
 Alimentazione: 220 Vc.a.
NA/0496-11

Antenna VHF-UHF amplificata « Stolle » Mod. Stollette 2045

Per interno
 Frequenze:
 VHF canale: 2 ÷ 12 • UHF canale: 21 ÷ 65
 Guadagno: 12 dB
 Impedenza: 75 Ω
 Alimentazione: 220 Vc.a.
NA/5505-00

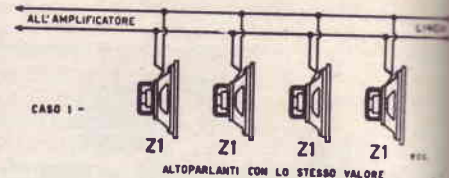


Fig. 11 - Altoparlanti aventi lo stesso valore d'impedenza, collegati in parallelo alla stessa linea.

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \text{ etc.}}$$

in cui Z = impedenza risultante, Z_1, Z_2, Z_3 etc = impedenze dei diversi altoparlanti. Qualora il raggruppamento in parallelo alcuni con lo stesso valore di impedenza d'ingresso, altri con valori differenti si ricorrerà alla seguente relazione:

$$Z = \frac{1}{\left(\frac{1}{N_1} \cdot \frac{1}{Z_1}\right) + \left(\frac{1}{N_2} \cdot \frac{1}{Z_2}\right) + \left(\frac{1}{N_3} \cdot \frac{1}{Z_3}\right) \text{ etc.}}$$

in cui Z = impedenza totale risultante di tutti i gruppi in parallelo. Z_1, Z_2, Z_3 = impedenza d'ogni singolo componente il gruppo. N_1, N_2, N_3 = numero di componenti ogni gruppo costituito da altoparlanti aventi lo stesso valore d'impedenza (nel caso di un solo altoparlante: $X_v/1 = Z_x$), figura 13.

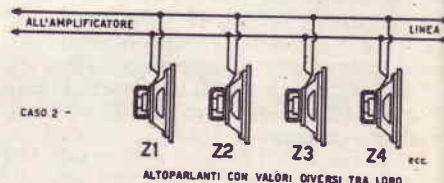


Fig. 12 - Altoparlanti aventi valori d'impedenza diversi, collegati in parallelo alla stessa linea.

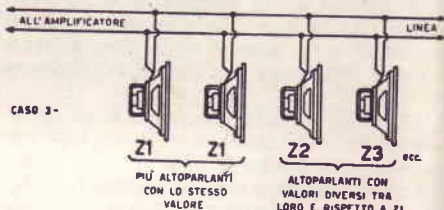


Fig. 13 - Collegamento fisso della stessa linea di altoparlanti aventi lo stesso valore d'impedenza e altoparlanti aventi valore differente.

Sig. G. CANTONI - Bergamo Tempo di ripristino di un diodo di potenza

Nel generatori di corrente continua per potenze molto elevate frequentemente si aumenta la frequenza relativa alla sezione del primario del trasformatore.

Con questo metodo è possibile ridurre sensibilmente le dimensioni del nucleo di ferro del trasformatore poiché, come è noto, la dimensione è proporzionale all'in-

distributrice esclusiva
 dei prodotti
Stolle **G.B.C.**
 italiana

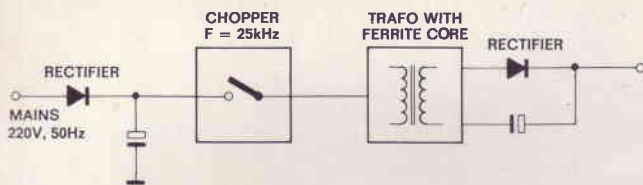


Fig. 14 - Circuito relativo ad un generatore di corrente continua per elevate potenze per diodo.

... della frequenza ($1/f$). Ciò in pratica significa che i volt-ampere per unità di potenza del trasformatore vengono aumentati (figura 14).

... inconvenienti da Lei notati sono dovuti al fatto che aumentando la frequenza il tempo di ripristino del diodo, cioè il recovery time, sovente è causa di anomalie poiché il diodo può non commutarsi immediatamente in chiusura, ragione per cui una certa quantità di corrente inversa continua a scorrere per un certo periodo di tempo dando luogo a delle ondulazioni della tensione ai capi del condensatore.

... tempo di ripristino di un diodo, quando la tensione si inverte, è strettamente legato alla distribuzione delle cariche nella giunzione PN per cui quando la tensione ai capi del diodo si inverte queste cariche dovrebbero annullarsi prima che il diodo cessi di condurre. Pertanto la corrente inversa diminuisce esponenzialmente quando la giunzione PN si inverte ed i portatori di minorità vengono eliminati.

NOTIZIE RICHIEDENTI

Radiodiffusione e Televisione

Nel campo delle stazioni radiofoniche ad onde medie non si sono verificate notevoli variazioni. La stazione di BERNBURG, Repubblica Democratica Tedesca, potenza 25 kW, è passata da 1385 kHz a 1430 kHz. Mi è venuto, questa stazione che trasmetteva nel mare del Nord a bordo della stessa nave su cui trasmette Radio Carolina 962 kHz, ha cessato le sue emissioni su 1412 kHz.

Nuove stazioni Sebaa-Aioun (Marocco) su 611 kHz e 1043 kHz, Tanta (Egitto) 1156 kHz. Monastir (Tunisia) 1586 kHz. Stazione bulgara su 872 kHz, due nuove stazioni sovietiche su 1161 kHz e 1187 kHz.

Stazioni TV di potenza: Kolokhorio (Cipro), canale 35, 100 kW, (PAR), Lierganos (Spagna), canali 40 e 46, 100 kW (PAR).

Figura 15 monoscopio irradiato dalla RTP

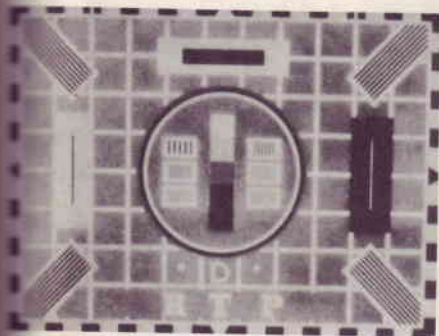


Fig. 15 - Monoscopio irradiato dalla RTP, Radiotevisão Portuguesa.

(Radio Televisão Portuguesa SARL, Rua S. Domingo, 26 Lisboa). Figura 16 immagine della Yleisradio (OY Yleisradio, Pasila, 00240, Helsinki). In figura 17 monoscopio dal Qatar (Qatar Television Service, P.O. Box 1836, Doha), ed infine in figura 18 il canale 9 ricevuto dalle emittenti Indonesiane, certamente non dall'Italia! (TV Republik Indonesia TVRI, Jaiasan Televisi RI, Senayan, Jakarta).

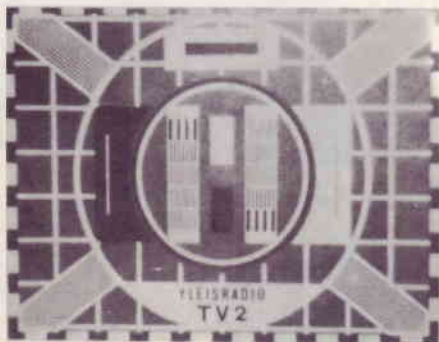


Fig. 16 - Immagine televisiva della OY Yleisradio finlandese.

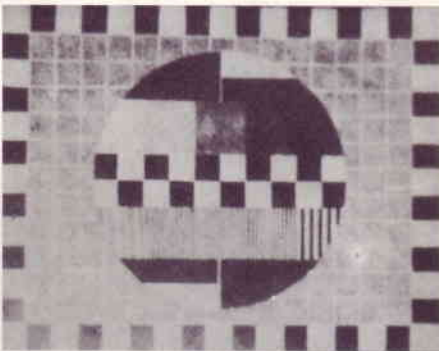


Fig. 17 - Monoscopio della stazione Qatar Television Service.



Fig. 18 - Il canale 9 delle emittenti indonesiane della TVRI.

UK535B



AMPLIFICATORE STEREO 10+10 W

UK 535/B

È un amplificatore stereo adatto per applicazioni di piccola e media potenza.

Con l'impiego di modernissimi circuiti integrati si è ottenuta una prestazione efficiente in rapporto alla semplicità costruttiva senza nulla sacrificare alla resa acustica che risulta di ottima fedeltà e di ampia banda passante, inoltre non necessita di alcuna taratura.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	115-220-250 V c.a. 50/60 Hz
Potenza musicale:	10+10 W
Potenza continua (2% Dist.):	5+5 W (4Ω)
Impedenza d'uscita:	4 ÷ 8Ω
Impedenza ingressi:	500 kΩ
Risposta in frequenza a -3 dB:	40 ÷ 20000 Hz
Sensibilità ingressi:	< 200 mV
PHONO-AUX-TAPE:	< 200 mV
Dimensioni:	260x150x78

UK535/B - in Kit L. 38.000
UK535W - montato L. 47.000

Sig. D. BARBIERI - Livorno
Amplificatore HI-FI di elevata potenza

L'amplificatore stereo integrato della SONY TA-8650 è certamente in grado di soddisfare le sue esigenze per il fatto che eroga una potenza continua stereo (con entrambi i canali funzionanti), 2 x 90 W (4 ÷ 8 Ω) a 1000 Hz, e 2 x 80 W (4 ÷ 8 Ω) da 20 Hz a 20.000 Hz, con una distorsione armonica, alla massima potenza, del solo 0,1%. Il rapporto segnale/disturbo è di 100 dB e la sensibilità d'ingresso 1 V (figura 19).

Si tratta pertanto di un amplificatore integrato di elevata potenza, con risposta eccellente ai transistori e distorsione trascurabile, in cui sono stati impiegati i due nuovi transistori NPN a basso rumore e dei V FET, cioè transistori ad effetto di campo a struttura verticale, per lo stadio finale.

Il circuito è caratterizzato dalla presenza di dispositivi di equalizzazione fono a due stadi, dalla controreazione negativa e dall'amplificazione modulare a FET per frequenze inferiori a 1000 Hz. Per frequenze superiori ai 1000 Hz è stato utilizzato un filtro RC ed un amplificatore lineare a circuiti integrati.

Ingressi: fono 1 - 1,5 mV/50 kΩ; fono 2 ÷ 1,5/4,5 mV, 50 kΩ/100 kΩ; amplificatore testina 0,15 mV, 10, 30, 100, 1 kΩ; sintonizzatore, ausiliario, 1, 2, 3; nastro 1, 2; adattatore esterno 150 mV/100 kΩ; microfano 0,2 mV/50 kΩ.

Uscite: registratore 1, 2; adattatore esterno 150 mV/1 kΩ; uscita preamplificatore 1 V/1 kΩ.

Risposta in frequenza: fono RIAA ± 0,2 dB; sintonizzatore e ausiliario 1, 2, 3; nastro 1, 2; adattatore esterno 10 Hz ÷ 100 kHz + 0, -2 dB.

Controllo di tono: bassi 250/500 Hz ± 10 dB, 2 dB ogni scatto; acuti 2,5/5 kHz ± 10 dB, 2 dB ogni scatto.

Filtri: bassi 10/40 Hz, 12 dB ottava, acuti 9/20 kHz, 12 dB ottava.

Assorbimento 300 W; alimentazione 110 ÷ 240 V, 50/60 Hz, dimensioni 440 x 170 x 390 mm. Peso 18 kg.

La figura 20 si riferisce ai vari collegamenti possibili con il TA-8650 al quale possono far capo fino a quattro altoparlanti.



Fig. 19 - Amplificatore di potenza 2 x 90 W, stereo HI-FI, della SONY, modello TA-8650.

Sig. T. TRINCALE - Bari
Sulle grandezze alternate

Gli argomenti da Lei proposti in genere sono trattati in qualsiasi buon libro di elettrotecnica comunque, per non lasciare inavaso il suo quesito, preciso quanto segue:

Grandezza — si definisce come grandezza tutto ciò che si può misurare, riferendosi ad una ben precisa unità di misura. Grandezze costanti e grandezze variabili — una grandezza viene detta costante quando si mantiene inalterata, come valore, nel tempo; se invece assume valori differenti nel tempo, è definita variabile. Grandezze periodiche — si dicono periodiche le grandezze variabili che assumono valori uguali ad intervalli di tempo uguali.

L'intervallo di tempo che passa tra il raggiungimento di due valori uguali è detto periodo e si esprime con la lettera T, mentre si chiama frequenza f l'inverso del periodo cioè:

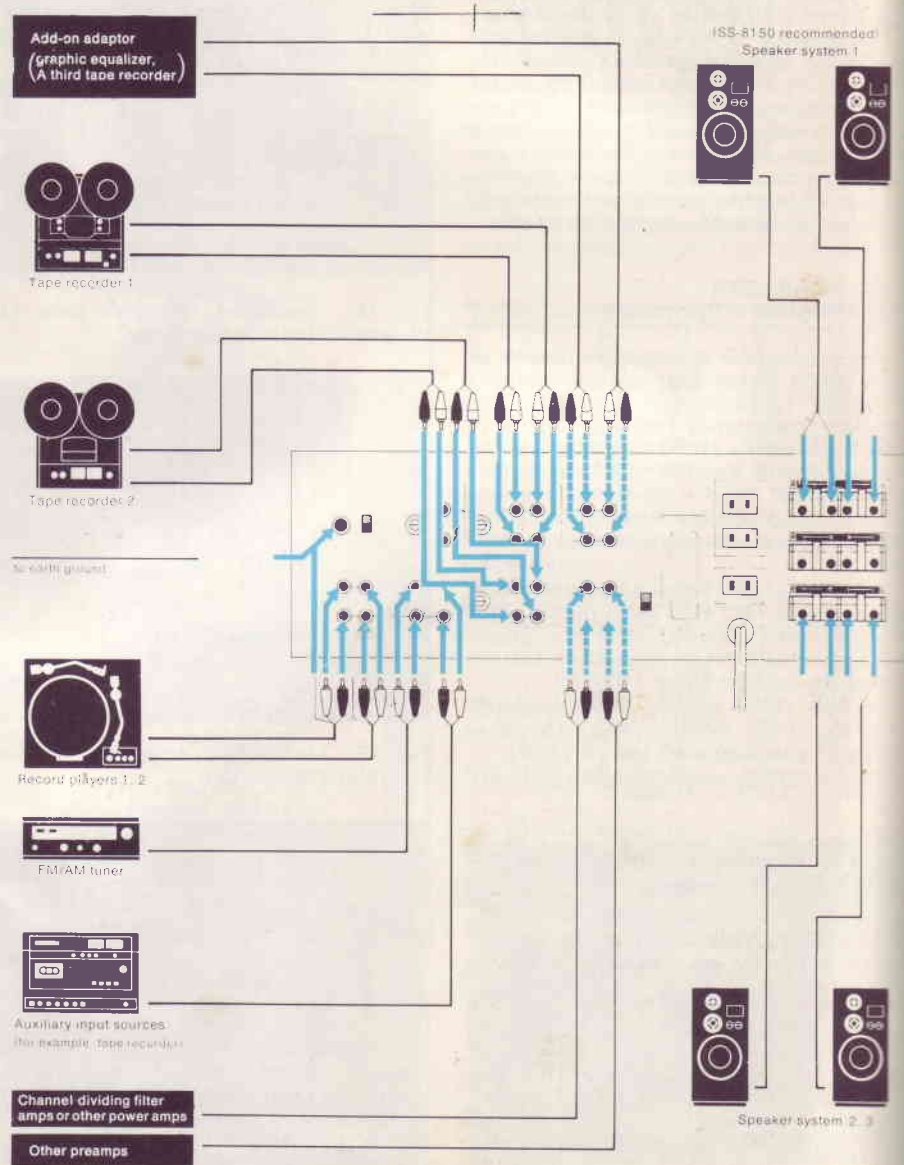


Fig. 20 - Diagramma dei collegamenti possibili con l'amplificatore SONY TA-8650

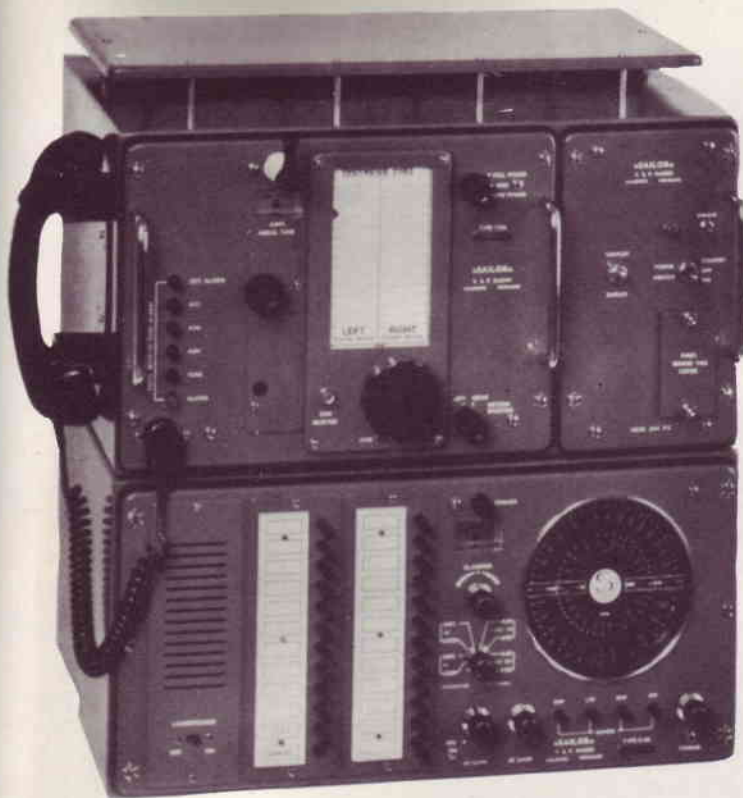


Fig. 21 - Complesso rice-trasmittente SAILOR per la banda marina 1.600 ÷ 4.200 kHz, potenza di picco 40 W. Il ricevitore può ricevere le onde lunghe e medie.

$$f = \frac{1}{T}$$

La frequenza pertanto indica il numero di volte in cui la grandezza considerata è assunta il medesimo valore nell'unità di tempo in cui è misurato il periodo, cioè secondo.

Grandezze alternate — si chiamano grandezze alternate quelle grandezze periodiche il cui valore medio è nullo, ovvero si che in un periodo la somma delle aree comprese tra il grafico che rappresenta la grandezza e l'asse dei tempi sia uguale a zero perché le aree positive sono eguali a quelle negative.

Grandezze sinusoidali — si dicono sinusoidali quelle grandezze alternative la cui curva in funzione del tempo ha la forma di una senoide e pertanto, in una rappresentazione cartesiana, hanno la parabolica simmetricamente uguale a quella positiva, rispetto all'asse dei tempi.

Data la sua conoscenza in fatto di algebra e matematica le consiglio lo studio dei volumi di R. Giometti e F. Frascari ELETTEOTECNICA, ELETTRONICA e RADIOELETTEOTECNICA editi da Calderini.

Fig. G. BRUZZONE - Genova
Radiogoniometro per imbarcazioni medie

La figura 21 si riferisce a un moderno rice-trasmittente per bordo del tipo SSB AM con potenza di picco di 400 W ed è in grado di coprire la gamma 1600 ÷ 4200 kHz con possibilità di scelta di 31 frequenze fisse ed abbinato al ricevitore R105 per il quale, oltre alla suddetta gamma, è possibile ricevere le onde lunghe, compresa la banda riservata ai radiolari, e le onde medie.



Fig. 22 - Antenna radiogoniometrica, con bussola di rilevamento Sestrel, per il ricevitore Sailor R105 di cui alla figura 13.

A questo ricevitore, così come al tipo similare modello R108, è possibile accoppiare l'antenna radiogoniometrica BK 171, con bussola incorporata, che consente rilevamenti radiogoniometrici di qualsiasi stazione, compresi ovviamente i radiolari, su tutta la gamma di frequenze comprese fra 150 ÷ 4200 kHz, figura 22.

Questi apparecchi sono costruiti dalla Sailor rappresentata dalla Generalmare, Via Trieste 8, Genova.

Sig. D. SCANU - Cagliari
Valori limite ingresso ricevitori

La tabella riportata in figura 23 si riferisce per l'appunto ai valori limite delle tensioni esistenti all'ingresso dei ricevitori secondo le norme VDE, ed al relativo livello riferito ad 1 µV su 60 Ω.

In pratica si può trascurare la differenza che esiste fra la tensione a 60 Ω e quella a 75 Ω.

Per quanto concerne la trasmissione stereo una buona ricezione è assicurata dalla tensione di antenna 10 ... 20 volte maggiore (20 ... 26 dB) rispetto alle trasmissioni FM mono.

Valori limite tensioni esistenti all'ingresso dei ricevitori secondo le Norme VDE 0855	Tensione su		Livello riferito a 1 µV su Ohm 60 dBµV
	240 Ω mV	60 Ω mV	
	200	100	100
Valore massimo per radio FM	100	50	95
	80	40	94
Valore massimo per TV	60	30	90
	50	25	88
	40	20	85
	20	10	80
	10	5	75
	8	4	70
	6	3	65
	4	2	60
Valore richiesto per UHF	2	1	57,5
Valore minimo per TV	1	0,5	55
	0,8	0,4	54
	0,6	0,3	50
	0,4	0,2	45
	0,2	0,1	40

Fig. 23 - Tabella relativa ai valori limite esistenti all'ingresso dei ricevitori.

Sigg. D. ROMBERTI - Parma,
L. FORTI - Firenze
Bibliografia tecnica

Un buon manuale utile per la consultazione pratica da parte di un tecnico elettronico e alla cui redazione hanno partecipato alcune decine di specialisti, e che pertanto Le consiglio, è IL MANUALE DEL PERITO IN ELETTRONICA, TELECOMUNICAZIONI ED ENERGIA NUCLEARE, delle edizioni CREMONESE di Roma.

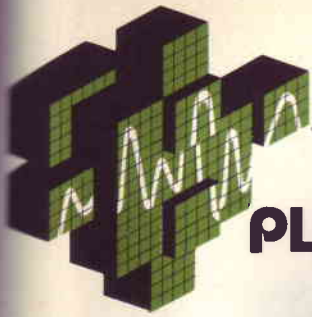
In questo volume, oltre alla materia specifica, è pubblicato un gran numero di tabelle relative alla matematica, alla simbologia, alle unità di misura. Inoltre vi sono trattati altresì la meccanica sotto i suoi vari aspetti, il disegno tecnico, la chimica, la lubrificazione, le materie plastiche ed altre numerose branche della fisica, la cui conoscenza può essere utile al tecnico elettronico.

Non mi risulta che in Italia esista un dizionario degli americanismi. Ne esiste invece uno Americano-Francese sotto il nome di GRAND DICTIONNAIRE D'AMERICANISME edito da Dunphin. Debbo però informarla che, per quanto riguarda l'elettronica, ben rari sono i vocaboli presi in considerazione.

Kutiuskit

MINI RICEVITORE FM Frequenza: 9 Vc.c. Alimentazione: 1 μ V Sensibilità (a 6 dB S/N): 240 mV Tensione di uscita segnale: KS 100 £. 5.500	MICROTRASMETTITORE FM Alimentazione: 9 Vc.c. Gamma di frequenza: 88 - 108 MHz KS 200 £. 7.300
TV-GAME Alimentazione: 12 Vc.c. Consumo: 60 mA Giochi: 6 KS 120 £. 42.500	MILLIVOLTMETRO CON VISUALIZZATORE A CRISTALLI LIQUIDI Alimentazione: batteria 9 Vc.c. Portata scala: 200 mV Resistenza ingresso: 10 M Ω KS 210 £. 53.000
MISCELATORE AUDIO 2 CANALI Alimentazione: 9 \div 20 Vc.c. Fattore di amplificazione: = 1 Impedenza ingresso: 1 M Ω Impedenza uscita: 300 Ω KS 130 £. 5.500	MILLIVOLTMETRO CON VISUALIZZATORE A LED Alimentazione: +5 -5 Vc.c. Portata scala: 200 mV Resistenza ingresso: 10 - 12 M Ω KS 220 £. 43.000
INDICATORE DI LIVELLO D'USCITA A LED Alimentazione: 12 \div 15 Vc.c. Sensibilità: 0,1 Veff, per accensione 1° LED 1,2 Veff, per accensione tutti i LED KS 140 £. 10.900	AMPLIFICATORE STEREO 15 + 15 W Alimentazione: 24 \div 30 Vc.c. Impedenza d'ingresso: 150 k Ω Sensibilità d'ingresso: 100 mV Impedenza d'uscita: 4 \div 8 Ω KS 230 £. 16.000
TIMER PER TEMPI LUNGI Alimentazione: 9 - 13 Vc.c. Tempo regolabile: da 40 sec. a 1 ora e 30 minuti Corrente massima contatti relè: 5 A KS 150 £. 8.700	ALIMENTATORE STABILIZZATO 12 V - 0,5 A Tensione entrata: 220 Vc.a. Tensione uscita: 12 Vc.c. \pm 0,3% KS 250 £. 7.500
TIMER FOTOGRAFICO Alimentazione: 9 Vc.a. Corrente assorbita: 100 mA Regolazione tempo: 1 \div 99 sec. Corrente max sui contatti relè: 5 A KS 160 £. 12.300	OROLOGIO DIGITALE Alimentatore: 220 Vc.a. Frequenza di rete: 50 Hz KS 400 £. 21.000

IVA COMPRESA

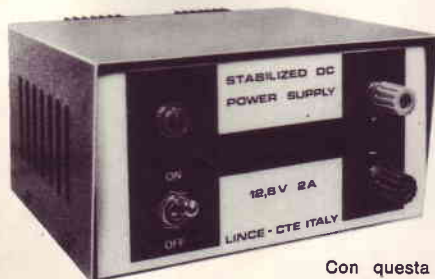


Trasmettete in diretta

(con la stazione trasmittente in FM KT 428)

PLAY® KITS PRACTICAL ELECTRONIC SYSTEMS

E' reperibile presso tutti i Rivenditori PLAY KITS.



Con questa stazione Trasmittente Mobile/Fissa risolverete tutti i problemi delle trasmissioni in diretta tra il luogo della manifestazione e lo studio centrale. L'installazione di questa stazione richiede pochi secondi.



CARATTERISTICHE TECNICHE DEL KIT 428

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

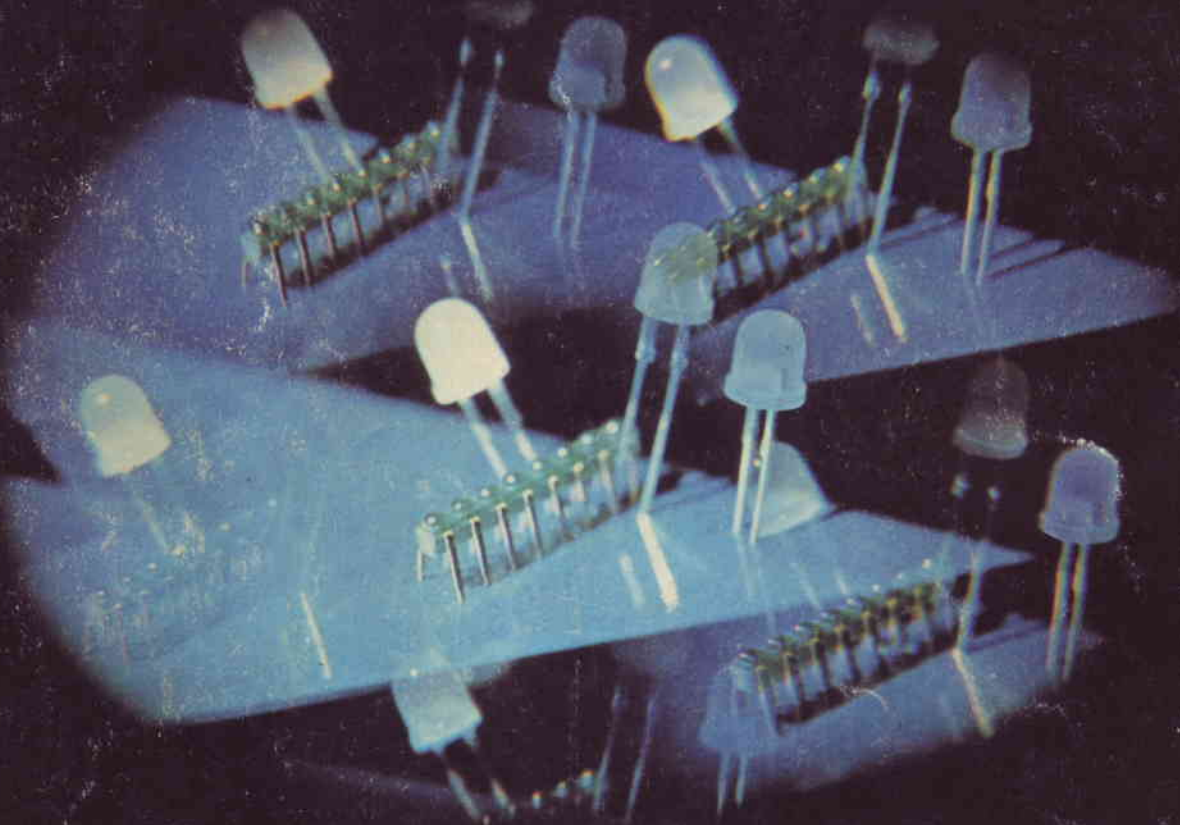


C.T.E. INTERNATIONAL

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

SIEMENS

diodi luminosi LED



Il LED a largo angolo di visibilità è l'unico diodo luminoso disponibile sul mercato con caratteristiche di buona visibilità e con una lente uniformemente illuminata visibile da ogni punto di osservazione. Queste proprietà lo rendono ideale per impieghi professionali: il tipo CQX13, ad esempio, ha una intensità luminosa di 6 mcd a 20 mA e un angolo di visibilità di $\pm 80^\circ$.

Il minidiolo LED ha dimensioni estremamente contenute ed è invece impiegato in strumenti di misura, in macchine fotografiche e altre simili apparecchiature. Con lo spessore di un solo millimetro questo

diodo rende possibile la realizzazione di scale con passo di 1 mm.

Queste due famiglie di diodi vengono prodotte nei colori rosso, verde, giallo: si amplia così lo spettro dei LED disponibili oggi sul mercato e si dimostra la capacità di sviluppo della Siemens, il solo produttore di LED con linee di produzione completamente meccanizzate.

SIEMENS ELETTRA S.P.A.

Divisione componenti, apparecchiature e sistemi di misura - Reparto A 203

20124 Milano - via Fabio Filzi 25/A - tel. (02) 6248

componenti elettronici della Siemens