

NOVA ELETTRONICA

Anno 7° - n. 38-39

RIVISTA MENSILE

Sped. Abb. Post. Gr. 4°/70

**numero
doppio**



Un LINEARE CB per i 27 MHz

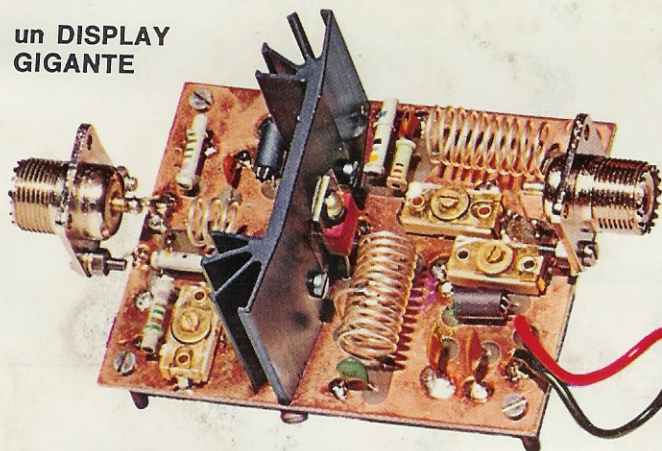
PING-PONG digitale

PREAMPLIFICATORE AF
per la gamma 144-146 MHz

MILLIVOLTMETRO
Ohmetro
ELETTRONICO



un DISPLAY
GIGANTE



UN COIL
TESTER

UN amplificatore LINEARE
da 300 WATT a VALVOLE

L. 150

Direzione Editoriale
 NUOVA ELETTRONICA
 Via Cracovia 19 - BOLOGNA
 Telefono (051) 46 11 09

Stabilimento Stampa
 Officine Grafiche Firenze
 Viale dei Mille, 90 - Firenze

Distribuzione Italia
 MA.GA s.r.l.
 Via F. Sivori 6 - Roma

Direttore Generale
 Montuschi Giuseppe

Consulente Tecnico
 Ing. Nico Grilloni

Direttore Responsabile
 Morelli Sergio

Autorizzazione
 Trib. Civile di Bologna
 n. 4007 del 19.5.69

RIVISTA MENSILE

N. 38-39 - 1975

ANNO VII - MAGGIO - GIUGNO

NUOVA ELETTRONICA

ABBONAMENTI

Italia 12 numeri L. 8800
 Estero 12 numeri L. 11000

Numero Singolo L. 800
 Arretrati L. 800



COLLABORAZIONE

Alla rivista Nuova Elettronica possono collaborare tutti i lettori. Gli articoli tecnici riguardanti progetti realizzati dovranno essere accompagnati possibilmente con foto in bianco e nero (formato cartolina) e di un disegno (anche a matita) dello schema elettrico. L'articolo verrà pubblicato sotto la responsabilità dell'autore, e pertanto egli si dovrà impegnare a rispondere ai quesiti di quei lettori che realizzato il progetto, non sono riusciti ad ottenere i risultati descritti.

Gli articoli verranno ricompensati a pubblicazione avvenuta. Fotografie, disegni ed articoli, anche se non pubblicati non verranno restituiti.

È VIETATO

I circuiti descritti su questa Rivista, sono in parte soggetti a brevetto, quindi pur essendo permessa la realizzazione di quanto pubblicato per uso dilettantistico, ne è proibita la realizzazione a carattere commerciale ed industriale.

Tutti i diritti di riproduzione o traduzioni totali o parziali degli articoli pubblicati, dei disegni, foto ecc. sono riservati a termini di Legge per tutti i Paesi. La pubblicazione su altre riviste può essere accordata soltanto dietro autorizzazione scritta dalla Direzione di Nuova Elettronica.

SOMMARIO

ESPOSIMETRO con TEMPORIZZAZIONE automatica	82
ALIMENTATORE da 0 a 25 Volt - 2 Amper	93
UN LINEARE per i 27 MHz a TRANSISTOR	102
UN puntale ad ALTA IMPEDENZA	116
UNO STEREO da 2+2 WATT	121
UN COIL-TESTER	128
STADIO BF-AF da 50 MHz	134
PREAMPLIFICATORE D'ANTENNA a MOS-FET per i 144 MHz	149
UNO SWEEP per tarare le M.F.	154
PER TARARE la MF di un RICEVITORE con lo SWEEP	162
MILLIVOLTMETRO OHMETRO ELETTRONICO	167
PING-PONG DIGITALE	177
UN AMPLIFICATORE LINEARE CB da 300 WATT	188
UN DISPLAY GIGANTE	197

Associato all'USPI
 (Unione stampa
 periodica italiana)



ESPOSIMETRO

Un esposimetro in grado di determinare automaticamente il giusto tempo di esposizione e di comandare, pure automaticamente, l'accensione e lo spegnimento della lampada dell'ingranditore, non è certo una novità per una rivista come la nostra; è invece una novità il fatto di poter ottenere da esso un'alta stabilità al variare della temperatura e della tensione di alimentazione, di poter disporre di comandi supplementari per variare il tempo di esposizione a seconda del tipo di carta impiegato o per ritoccare a piacere il contrasto, di avere un apparecchio facile da costruire e semplice da tarare, cioè, in pratica, di avere uno schema adatto sia al dilettante inesperto che al professionista più sofisticato.



Realizzando questo progetto potrete automatizzare l'operazione di stampa delle vostre fotografie: sarà infatti l'esposimetro da voi costruito a determinare esattamente il giusto tempo di esposizione, in funzione della sensibilità della carta impiegata, della densità del negativo e dell'ingrandimento richiesto, senza alcuna possibilità di errore; a voi non resterà che collocare la carta sensibile sul piano dell'ingranditore, pigiare il pulsante dello start ed attendere pazientemente che la lampada si spenga.

Tutto questo è stato reso possibile dall'utilizzazione dell'integrato NE555, le cui caratteristiche di stabilità e precisione sono tali da renderlo insostituibile nella realizzazione di semplici temporizzatori estremamente affidabili; nel nostro schema esso viene impiegato per eccitare automaticamente un relè in un intervallo di tempo ben preciso, in funzione del contrasto del negativo, della potenza della lampada dell'ingranditore e dell'ingrandimento che si vuole ottenere: abbiamo cioè realizzato un temporizzatore notevolmente stabile, in grado di determinare automaticamente il tempo di esposizione della carta fotosensibile e di provvedere automaticamente, trascorso questo tempo, a spegnere la lampada dell'ingranditore, lasciando così all'operatore solo il compito di sistemare sul piano la carta sensibile e di pigiare il pulsante di avviamento: compiuta questa operazione esso potrà disintressarsi nel modo più assoluto di quello che sta

accadendo in quanto sarà il nostro circuito a far cessare l'esposizione al momento opportuno.

SCHEMA ELETTRICO

L'elemento sensibile che ci permette di ottenere la regolazione automatica del tempo di esposizione è la fotoresistenza FR1 (in pratica, come spiegheremo, è consigliabile utilizzarne quattro anziché una sola) che, raccogliendo parte della luce riflessa dalla carta sensibile posta sul piano dell'ingranditore, modifica il proprio valore ohmico in funzione di questa luminosità e contemporaneamente fa variare il tempo di eccitazione del relè.

Come ben sappiamo, infatti, la fotoresistenza è un componente che varia il proprio valore ohmico in maniera inversamente proporzionale all'intensità luminosa che colpisce la sua super-

con **TEMPORIZZAZIONE** automatica

ficie sensibile, facendo registrare un valore di 10-12 megaohm quando è situata in un ambiente buio, per diminuire poi fino a valori aggirantisi sulle poche centinaia di ohm quando è completamente illuminata: in altre parole si può affermare che il valore ohmico di una fotoresistenza varia da un minimo di 100-200 ohm fino ad un massimo di 10-12 megaohm, man mano che si attenua la luminosità dell'ambiente esterno.

Questa variazione della resistenza ohmica in funzione dell'intensità luminosa è regolare e ripetitiva nel senso che se noi illuminiamo la fotoresistenza con due sorgenti luminose di eguale intensità, il valore ohmico risulterà il medesimo, mentre se una delle due sorgenti dovesse risultare leggermente inferiore o superiore, la fotoresistenza lo evidenzierà anche se il particolare dovesse sfuggire al nostro occhio, che ha una sensibilità notevolmente inferiore. Collocando quindi questo componente in una posizione tale da poter ricevere la luce riflessa dalla carta sensibile, verremo a costruirci un dispositivo in grado di distinguere se il negativo è molto contrastato, o se è poco contrastato, e di far variare di conseguenza il tempo di esposizione, adattandolo anche a quelle piccole ma sostanziali differenze di contrasto fra due negativi che diffi-

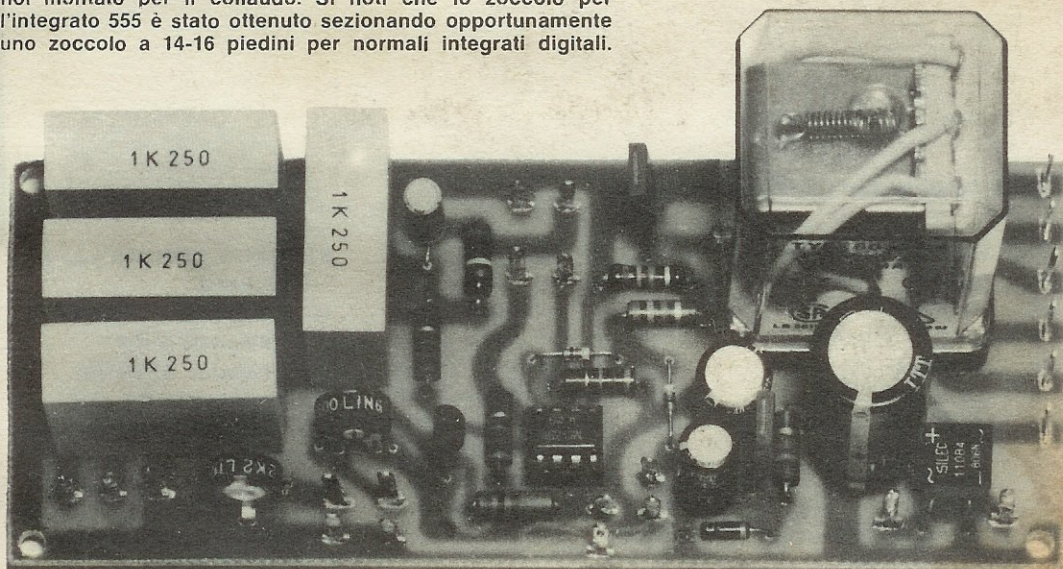
cilmente vengono evidenziate dall'occhio umano.

Da quanto sopra esposto si può facilmente dedurre che i tempi di eccitazione del relè sono subordinati al valore dei condensatori C1, C2, C3 e C4 ed al valore ohmico della fotoresistenza FR1: per quanto riguarda quest'ultima, più forte è la luce che la colpisce, minore è la sua resistenza e quindi più veloce è il processo di carica dei condensatori, mentre il tempo di eccitazione del relè diventa più breve; se invece la luce è debole, cioè se il negativo è molto scuro, la sua resistenza sarà piuttosto alta, i condensatori si caricheranno lentamente ed il relè rimarrà eccitato per un tempo maggiore.

Il nostro circuito, pur risultando di semplice concezione, è stato tuttavia progettato con cura in modo da ottenere da esso il massimo grado di affidabilità e precisione: a questo proposito facciamo notare che l'inserzione del fet FT1 si è resa indispensabile per poter trasferire, sul terminale 6 dell'integrato, la tensione di carica dei condensatori, senza alterarne o modificarne il valore, cioè senza provocare quegli errori nei tempi che si sarebbero puntualmente presentati se avessimo collegato direttamente tale terminale ai condensatori.

L'interruttore S2, posto in serie al diodo DS2,

In questa foto è visibile un prototipo di esposimetro da noi montato per il collaudo. Si noti che lo zoccolo per l'integrato 555 è stato ottenuto sezionando opportunamente uno zoccolo a 14-16 piedini per normali integrati digitali.



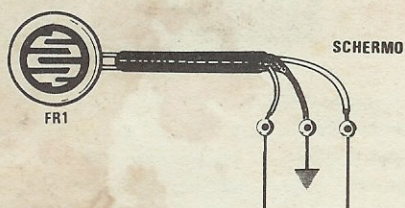
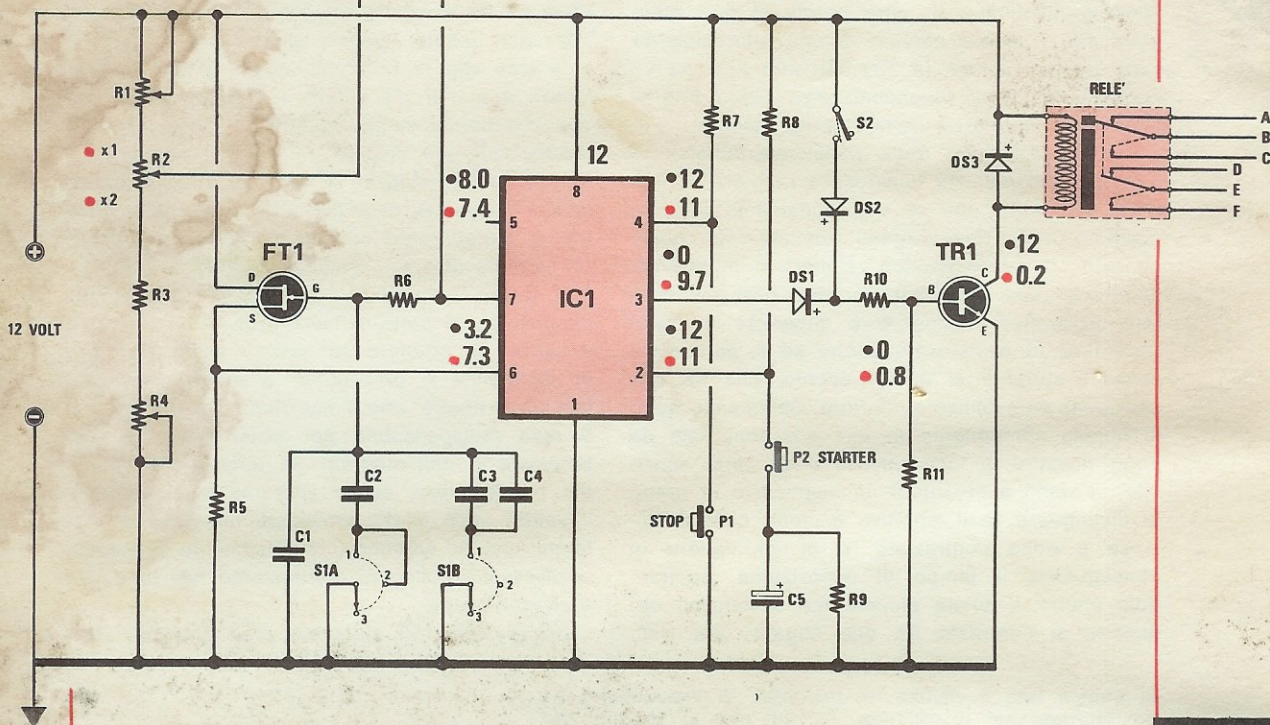


Fig. 1 Schema elettrico (escluso alimentatore) dell'esposimetro automatico. Per quanto riguarda le tensioni riportate su questo schema, quelle contrassegnate con « punto nero » si riferiscono a misure effettuate con relè dissecitato, mentre quelle con « punto rosso » a relè eccitato.



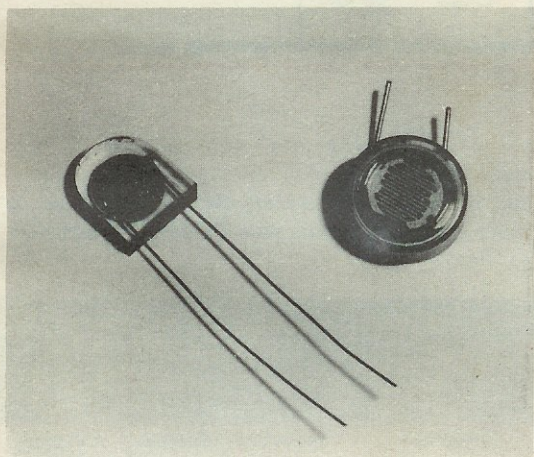
LISTA COMPONENTI FOTOSPOSIMETRO

- R1 = 470.000 ohm trimmer
- R2 = 500 ohm potenz. lineare
- R3 = 680 ohm 1/2 watt
- R4 = 2.200 ohm trimmer
- R5 = 2.200 ohm 1/2 watt
- R6 = 100 ohm 1/2 watt
- R7 = 15.000 ohm 1/2 watt
- R8 = 15.000 ohm 1/2 watt
- R9 = 100.000 ohm 1/2 watt
- R10 = 680 ohm 1/2 watt
- R11 = 6.800 ohm 1/2 watt

- C1 = 1 mF poliestere
- C2 = 1 mF poliestere
- C3 = 1 mF poliestere
- C4 = 1 mF poliestere
- C5 = 4,7-5 mF elettr. 25 volt
- DS1 = Diode al silicio 1N914
- DS2 = Diode al silicio 1N914
- DS3 = Diode al silicio 1N914
- FT1 = Fet tipo 2N3819
- TR1 = Transistor NPN tipo BD137

- S1A-S1B = commutatore 3 vie 3 posizioni
- S2 = interruttore a levetta
- P1 = Pulsante STOP
- P2 = Pulsante STARTER
- RELE' = 12 volt 130 ohm
- FR1 = fotoresistenza (vedi articolo)
- IC1 = integrato tipo NE555
- NOTA = lo schema dell'alimentatore è visibile in fig. 2

ci permette di eccitare manualmente il relè, escludendo il temporizzatore, in modo tale da consentire all'operatore di eseguire la messa a fuoco del negativo; il condensatore C5, in serie al pulsante di starter, ha invece lo scopo di impedire che, premendo lo starter una seconda volta a temporizzatore già innescato, si possa modificare il primo tempo di esposizione determinato dalla fotoresistenza; il pulsante di stop P1 serve infine ad interrompere, in qualsiasi istante, il ciclo di temporizzazione: agendo su di esso si provoca il resettaggio automatico del circuito con conseguente scarica totale dei condensatori, cioè il circuito si riporta nelle condizioni di riposo proprio come se avesse terminato normalmente il suo ciclo di temporizzazione.



Come spiegato nell'articolo, occorrerà scegliere delle fotoresistenze che sottoposte alla luce riflessa dell'ingranditore, presentino un valore ohmico di circa 500.000-700.000 ohm. Disponendo di fotoresistenze di valore ohmico inferiore, se ne collegheranno due in serie oppure si dovrà aumentare la capacità di C1-C2-C3-C4.

Nel nostro schema, visibile in fig. 1, l'integrato NE555 viene fatto funzionare come un normale temporizzatore il cui « tempo » viene stabilito dal valore ohmico della fotoresistenza. Premendo il pulsante di « starter » P2, la tensione positiva presente sul terminale 2 scende automaticamente ad un valore inferiore ad 1/3 della tensione di alimentazione, cioè ad un valore inferiore ai 4 volt; questo fatto provoca l'innescò istantaneo dell'integrato e quindi sul piedino 3, che in condizioni normali presenta tensione nulla, compare una tensione di circa 9,7 volt; questa tensione,

tramite DS1 ed R10, arriva alla base del transistor TR1 il quale passa in conduzione facendo eccitare il relè e, di conseguenza, facendo accendere la lampada dell'ingranditore collegata ai suoi contatti.

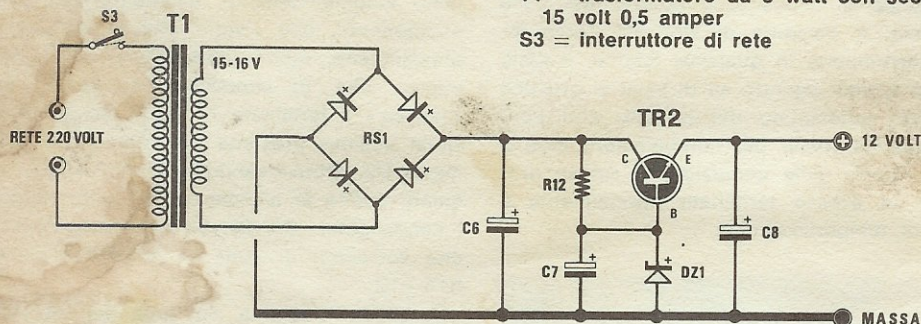
Contemporaneamente alla comparsa di una tensione positiva sul piedino 3 dell'integrato si ottiene automaticamente, all'interno del medesimo componente, una « variazione di condizione » e precisamente viene interrotto il « cortocircuito » interno che, in condizione di riposo, tiene a « massa » il terminale 7; in questo modo la tensione positiva presente sul cursore del potenziometro R2, attraversando la fotoresistenza FR1, e quindi anche la resistenza R6, potrà raggiungere i condensatori C1, C2, C3 e C4 e caricare quelli che verranno, di volta in volta, inseriti tramite S1A-S1B.

A carica raggiunta, sul gate del fet FT1 sarà presente una tensione più che sufficiente per portarlo in conduzione e, di conseguenza, la tensione sul « source », che in condizioni di riposo si aggirava sui 3 volt, prenderà a salire: il processo avrà termine quando sul piedino 6 dell'integrato si raggiungerà una tensione circa uguale a 2/3 della tensione di alimentazione; in questa condizione, il piedino 7 verrà di nuovo « cortocircuitato » a massa all'interno dell'integrato scaricando così i condensatori C1, C2, C3, C4 e sul piedino 3 tornerà ad esservi tensione nulla; non risultando più polarizzata la base di TR1, il relè verrà diseccitato e la lampada si spegnerà.

Un altro accorgimento molto importante da noi adottato in questo circuito per assicurare la stabilità delle prestazioni nel tempo è stato quello di impiegare condensatori di carica a dielettrico solido in poliestere da 1 mF: era stato infatti notato, in sede di collaudo, che utilizzando dei condensatori elettrolitici per questo scopo, si aveva sì un minor ingombro, ma si registravano pure variazioni sui tempi al variare della temperatura ambientale; si è allora deciso di ricorrere a quelli in poliestere in quanto sono gli unici che, una volta tarati, offrono la garanzia di un'alta stabilità e precisione anche a distanza di tempo.

Il doppio commutatore a tre posizioni, che nello schema è stato disegnato, per semplicità, come due commutatori separati indicati rispettivamente con S1A e S1B, è stato inserito per poter ottenere, a parità di intensità luminosa raccolta dalla fotoresistenza, un aumento dei tempi di esposizione nel rapporto x1, x2, x4: esso servirà dunque ad adattare il nostro esposimetro-temporizzatore alla sensibilità di qualsiasi carta

Fig. 2 Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato impiegato per questo fotospesometro.



- R12 = 330 ohm 1/2 watt
- C6 = 470 mF elettr. 25 volt
- C7 = 47 mF elettr. 25 volt
- C8 = 100 mF elettr. 25 volt
- RS1 = Ponte da 30 volt 0,5 A
- DZ1 = zener da 13 volt 1 watt
- TR2 = trans. NPN tipo BD137
- T1 = trasformatore da 5 watt con secondario 15 volt 0,5 amper
- S3 = interruttore di rete

e a qualsiasi rapporto di ingrandimento.

È inoltre possibile variare con continuità il tempo di esposizione, fino a raddoppiarlo, agendo sul potenziometro R2 che alimenta la fotoresistenza: in questo modo si potrà correggere manualmente il tempo di posa per accentuare o attenuare il contrasto, oppure si potranno correggere eventuali differenze di sensibilità della carta da stampa.

Riportiamo qui di seguito i tempi minimi e massimi che si ottengono dal nostro esposimetro temporizzatore a seconda della posizione assunta dal commutatore S1A-S1B:

CONDIZIONE DI LUCE	POSIZIONE DEL DOPPIO COMMUTATORE S1A-S1B		
	posizione 3 = x1 inserito C1	posizione 2 = x2 inserito C1+C2	posizione 1 = x4 inserito C1+C2+C3+C4
Luce riflessa	0,7 sec.	1,5 sec.	3 secondi
Buio totale	15 sec.	30 sec.	60 secondi

N.B. — I tempi sopra indicati, sono stati ricavati servendoci di una fotoresistenza che, a luce riflessa, presentava una resistenza ohmica di circa 700.000 ohm: utilizzando fotoresistenze di tipo diverso, questi tempi potranno subire variazioni anche di notevole entità. Si ricorda inoltre che la misura è stata effettuata ruotando il cursore del potenziometro R2 tutto verso R1: ruotandolo in senso opposto, i tempi di esposizione si raddoppiano.

Utilizzando la medesima fotoresistenza che ci è servita per compilare la tabella precedente, ab-

biamo poi ricavato una seconda serie di dati, molto più precisi, che riportiamo qui di seguito per mostrarvi la interdipendenza del tempo di esposizione dal valore ohmico della fotoresistenza stessa

VALORE OHMICO DELLA FOTORESISTENZA	POSIZIONE DEL DOPPIO COMMUTATORE S1A-S1B		
	posizione 3 = x1	posizione 2 = x2	posizione 1 = x4
1 megaohm	1 secondo	2 secondi	4 secondi
5 megaohm	4 secondi	8 secondi	16 secondi
10 megaohm	8 secondi	16 secondi	32 secondi
20 megaohm	15 secondi	30 secondi	60 secondi

N.B. — I tempi sono stati ancora ricavati tenendo il cursore del potenziometro R2 tutto ruotato verso R1; ruotandolo in senso opposto, cioè verso R4, i tempi si raddoppiano.

ALIMENTAZIONE

Il nostro circuito deve essere alimentato con una tensione continua compresa tra i 10 e i 12 volt e, dato che l'assorbimento si aggira sui 4 mA a relè diseccitato per salire fino a 100 mA a relè eccitato, è sconsigliabile utilizzare, per questo scopo, delle pile, in quanto queste si esaurirebbero in brevissimo tempo. Sarà quindi meglio, se già non lo si possiede, realizzare un semplice alimentatore stabilizzato del tipo di quello riportato in fig. 2; questo alimentatore è in grado di erogare 11-12 volt fino a 300 mA circa e per realizzarlo sarà sufficiente procurarsi un tra-

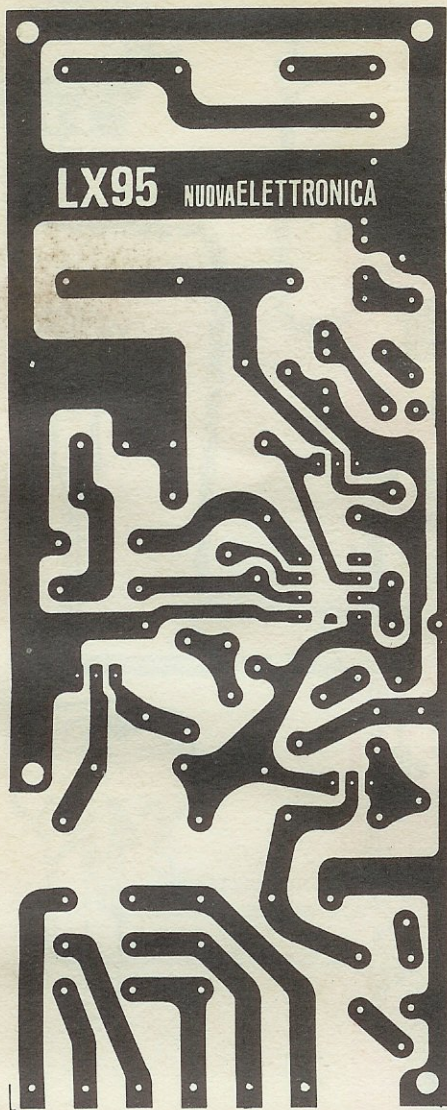


Fig. 3 Circuito stampato a grandezza naturale necessario per questo progetto.

sformatore da 10 watt provvisto di un secondario da 15 volt/0,5 ampere max, raddrizzare l'uscita di tale trasformatore con un ponte, utilizzare la tensione continua così ottenuta per alimentare il collettore di un qualsiasi transistor NPN al silicio (è consigliabile usare un BD137, BD135 oppure un 2N1711), alimentare la base di questo transistor con una tensione stabilizzata da un diodo zener da 12-13 volt/1 watt e prelevare infine la tensione stabilizzata dall'emettitore di tale transistor.

Vorremmo ricordare che, poiché l'integrato NE555 è insensibile alle piccole variazioni della tensione di alimentazione, lo si potrebbe anche alimentare direttamente con una tensione continua non stabilizzata: considerata però l'esigua differenza di prezzo tra un alimentatore non stabilizzato e quello che noi vi consigliamo, sarà senz'altro conveniente propendere per questa seconda soluzione.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato relativo a questa realizzazione è stato contrassegnato con la sigla LX95 e, come al solito, è visibile a grandezza naturale in fig. 3; su di esso troveranno posto, oltre a tutti i componenti del nostro esposimetro, anche i componenti dell'alimentatore stabilizzato in precedenza descritto, cioè tutto il circuito visibile in fig. 2.

Il montaggio dovrà essere eseguito cominciando proprio dall'alimentatore, cioè si dovranno collegare alle rispettive piste i condensatori C6, C7 e C8, il ponte di diodi RS1, la resistenza R12, il transistor TR2 e lo zener DZ1: il trasformatore invece dovrà essere sistemato a parte, collegandone il secondario ai «vertici» del ponte RS1, come si può vedere nell'angolo a destra in basso della fig. 5.

Terminata questa operazione, si potrà iniziare a montare i componenti dell'esposimetro vero e proprio cominciando, ad esempio, dallo zoccolo del relè al quale, come al solito, con-

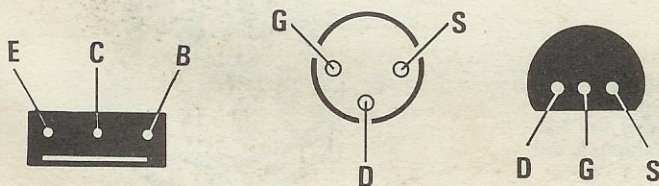


Fig. 4 Disposizioni dei terminali del transistor BD137 e dei fet in versione cilindrica o a mezzaluna (notare la diversa disposizione dei terminali G-D-S nei due casi).

Come vedesi dallo schema elettrico i contatti mobili di commutazione del relè risultano il B e l'E. Il contatto B commuta su A e C; il contatto E su D e F.

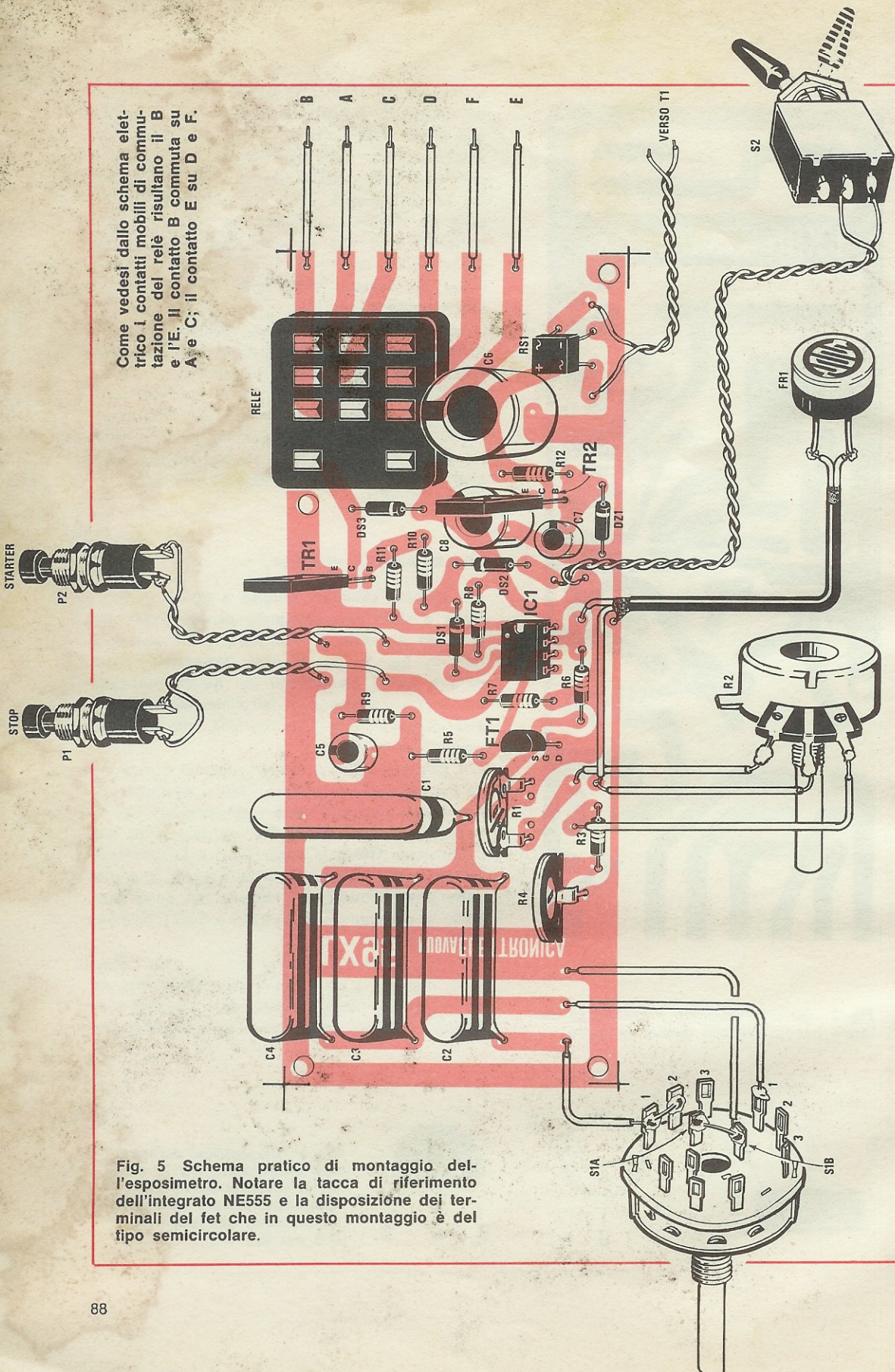


Fig. 5 Schema pratico di montaggio dell'esposimetro. Notare la tacca di riferimento dell'integrato NE555 e la disposizione dei terminali del fet che in questo montaggio è del tipo semicircolare.

sigliamo di non togliere il coperchio prima di averne stagnato i terminali sul circuito stampato: in caso contrario, infatti, questi ultimi potrebbero sfilarsi con il rischio di andare perduti.

Dovremo poi montare i diodi DS1, DS2 e DS3, il transistor TR1, le resistenze R10 ed R11 collegate alla sua base e l'interruttore S2; a questo punto, se non si saranno commessi errori grossolani nei collegamenti ed, in particolare, se avremo rispettato rigorosamente le polarità dei condensatori elettrolitici e dei diodi e se avremo collegato i transistor TR1 e TR2 nel giusto verso, cioè con la parte metallica dell'involucro rivolta verso il relè, potremo già controllare il funzionamento dello stadio finale del nostro progetto collegando il primario del trasformatore alla rete ed agendo sull'interruttore S2: così facendo, quando S2 è chiuso, si dovrà vedere il relè eccitarsi.

Dopo aver constatato l'efficienza dello stadio imperniato sul transistor TR1, potremo passare a completare il montaggio del nostro circuito collegando l'integrato NE555 in modo tale che la tacca di riferimento presente sul suo involucro sia rivolta nel senso indicato dal disegno serigrafico riportato sullo stampato; si passerà quindi al fet FT1 facendo bene attenzione che ogni suo terminale vada a finire sulla giusta pista: ricordiamo, a questo proposito, che il componente da noi consigliato è reperibile in commercio con due diversi tipi di involucro, uno circolare e uno a mezzaluna, e che in ognuno dei due casi si ha una diversa disposizione dei terminali S-G-D: sarà perciò consigliabile verificare la disposizione di questi ultimi prima di andarli a collegare allo stampato.

Potremo poi proseguire inserendo i trimmer R1 ed R4, il potenziometro R2, i pulsanti P1 e P2 ed eseguendo inoltre le connessioni al commutatore S1A-S1B: prima di compiere questa operazione sarà tuttavia opportuno controllare con un ohmetro i vari terminali del commutatore in modo da individuare con precisione il « centrale » e i contatti che corrispondono ad ogni posizione della manopola: il commutatore da noi impiegato è infatti a tre vie una delle quali non viene utilizzata e, se non si effettua il controllo di cui sopra, si corre il rischio di collegare i due fili che partono dal circuito stampato proprio in quel settore che invece dovrebbe rimanere inutilizzato; a collegamenti ultimati è poi sempre consigliabile accertarsi che, quando il commutatore si trova nella posizione 3, non risulti inserito né C2 né il parallelo di C3 e C4, quando si trova nella posizione 2, sia inserito solo C2, e quando

infine si trova nella posizione 1, risultino applicati tutti e tre i condensatori in parallelo.

A questo punto rimane da collegare la sola fotoresistenza la quale, come abbiamo detto, andrà sistemata in modo tale che la sua parte sensibile sia rivolta verso il piano dell'ingranditore e quindi possa ricevere la luce riflessa dalla carta da stampa; il collegamento al circuito stampato dovrà essere effettuato servendosi di un cavetto schermato bifilare e ricordandosi di saldare la calza metallica alla massa del nostro circuito: in questo modo si eviterà che il filo di collegamento possa captare impulsi spurii o venire influenzato da tensioni alternate che potrebbero falsare i tempi di risposta.

Vorremmo infine ricordare che il nostro esposimetro diverrà molto più sofisticato e preciso se al posto di una sola fotoresistenza ne verranno impiegate quattro collegate in serie-parallelo come vedesi in fig. 6; le quattro resistenze andranno poi applicate su un piccolo telaio in legno di dimensioni un po' superiori a quelle della carta da stampa, disponendole in modo tale che la loro superficie sensibile sia rivolta in basso verso l'interno e mettendone una per lato: è ovvio che tale telaio dovrà risultare sollevato dal piano di quattro o cinque centimetri, non solo per poter abbracciare un campo maggiore della fotografia, ma anche per avere la possibilità di inserirvi sotto la carta da stampa.

Ogni fotoresistenza verrà così a « controllare » la luminosità di una zona ben determinata della foto e tutte e quattro le resistenze, nel loro complesso, verranno ad assumere un valore ohmico che rappresenta all'incirca la media dei loro valori: in questo modo il tempo di esposizione non sarà più determinato dalla luminosità di una sola parte del negativo, con tutti gli inconvenienti che ne potrebbero derivare, ma dalla luminosità media di tutto il negativo, e quindi si otterranno delle stampe molto più perfettamente esposte.

TARATURA

Una volta terminato il montaggio ed accertato il perfetto funzionamento del nostro circuito, sarà tuttavia necessario compiere una semplicissima operazione di taratura onde adattare la sensibilità dell'esposimetro alla potenza della lampada del vostro ingranditore.

A questo proposito ricordiamo che la risposta del nostro circuito dipende strettamente dalla quantità di luce che viene captata dalle fotoresistenze e quindi dall'inclinazione di queste ri-

spetto al piano dell'ingranditore, nonché dalla loro distanza da quest'ultimo piano.

Prima di iniziare qualsiasi regolazione sarà dunque necessario fissare in maniera stabile le fotoresistenze al telaio di legno in quanto basta che una sola di esse venga spostata per dover ripetere la taratura.

Premesso questo, possiamo iniziare la nostra « messa a punto » agendo sul potenziometro R2 portandolo in posizione x1, e sui trimmer R1 ed R4, posizionandoli in modo tale che i loro cursori si trovino circa a metà corsa; dovremo quindi porre un negativo sull'ingranditore mentre sul piano sistemeremo un foglio di carta bianca per « simulare » la carta sensibile; fatto questo, dopo aver messo a fuoco l'immagine, si dovrà ruotare il commutatore S1A-S1B su quella posizione che, in base alla nostra esperienza, dovrebbe permettere di ottenere il giusto tempo di posa; ricordiamo, a questo proposito, che nella posizione 3 si possono ottenere tempi compresi fra 0,7 e 15 secondi, nella posizione 2 i tempi si raddoppiano andando da 1,5 a 30 sec. e nella posizione 1 si quadruplicano in modo che il valore minimo diviene 3 secondi ed il valore massimo 60 secondi.

Supponiamo ora che abbiate scelto un ingrandimento che, con il vostro ingranditore e servendosi di carta normale, richieda un tempo di esposizione di 4 secondi: conoscendo questo dato (fornito dall'esperienza), potrete predisporre l'esposimetro (agendo sul commutatore S1A-S1B) sulla portata 3, accendere l'ingranditore e controllare con un cronometro il tempo di risposta: se, per esempio, la lampada, anziché dopo quattro secondi, si spegnesse dopo tre o dopo cinque secondi, dovrete agire sul trimmer R1 regolandolo in maniera da ottenere il tempo voluto.

Mantenendo poi sempre lo stesso ingrandimento, dovrete ruotare il cursore del potenziometro R2 tutto verso R3 e regolare il trimmer R4 in modo da ottenere un tempo di esposizione pari a circa 2 volte quello precedente (se, ad esempio, prima avevate ottenuto 4 secondi, ora ne dovrete ottenere 8, mentre se il tempo precedente era 2 secondi, quello attuale sarà 4 secondi). Al termine di questa operazione, potrete segnarvi sul pannello le variazioni del tempo di esposizione che si ottengono in corrispondenza ad ogni posizione assunta dal cursore del potenziometro R2, ricordando che al centro della corsa si avrà il tempo esatto richiesto per una carta NORMALE, ruotandolo tutto verso R1, si otterrà un tempo pari a circa 0,7 volte quello precedente, adatto quindi per una carta MORBIDA, mentre ruo-

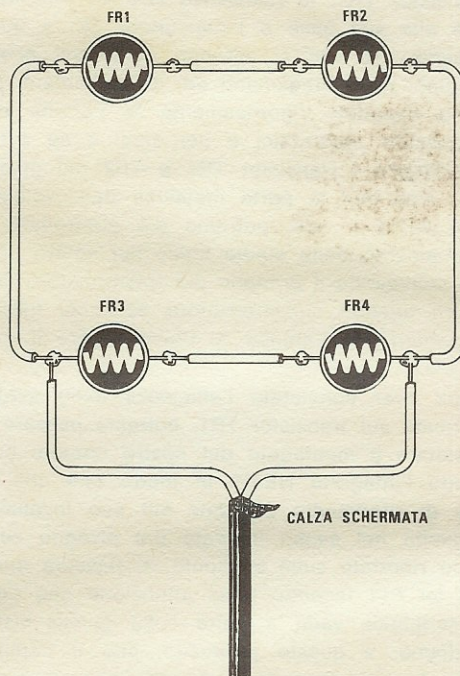


Fig. 6 Se utilizzeremo quattro fotoresistenze collegate in serie e parallelo come vedesi in questo disegno, e le disporremo su un telaio simile a quello di fig. 7 otterremo dei tempi più precisi potendo in tal modo ricavare il valore « medio » della luce riflessa

tandolo dal lato opposto, cioè tutto verso R3, si avrà un aumento del tempo di esposizione nella misura richiesta da una carta ad ALTO CONTRASTO; ruotando poi il cursore di detto potenziometro su posizioni intermedie, si avrà la possibilità di ritoccare manualmente il contrasto, adattandolo ad ogni tipo di carta.

Effettuate queste operazioni di taratura, sarà comunque consigliabile fare qualche prova con carta sensibile in modo da accertarsi se, in pratica, i tempi stabiliti dal nostro esposimetro risultano perfetti: in ogni caso si potranno sempre

ritoccare i due trimmer R1 ed R4 fino ad ottenere i risultati voluti.

Quando avrete regolato perfettamente i due trimmer, per ottenere formati maggiori, basterà spostare solo il commutatore S1A-S1B sulle posizioni x2 e x4; se però, in nessuna di queste posizioni si riusciranno ad ottenere i nuovi tempi richiesti, non si dovrà più agire sui due trimmer precedenti, ma si dovranno variare le capacità dei condensatori C2 e C3+C4, aggiungendone altri in parallelo, se si debbono aumentare i

tempi, oppure diminuendo il valore di quelli già esistenti se, per ottenere una stampa perfetta, è necessario un tempo inferiore a quello selezionato dall'esposimetro.

Se da queste prime prove rilevaste delle differenze di tempo esagerate, per esempio se otteneste 0,15 secondi anziché 4 secondi, le cause sarebbero da ricercare nel fatto che le fotoresistenze da voi impiegate non hanno le caratteristiche richieste dal circuito, cioè una resistenza ohmica inferiore o superiore a quella indicata oppure una diversa sensibilità: anche in questo caso, anziché sostituire le fotoresistenze, potrete agire solo sulle capacità dei condensatori C1, C2 e C3+C4, ricordando che, aumentando queste capacità, i tempi aumentano, e viceversa, diminuendole, i tempi si riducono.

Potrete quindi variare sperimentalmente C1 fino ad ottenere il tempo richiesto e sostituire poi C2, C3 e C4 con altrettanti condensatori di capacità uguale a quella di C1; così facendo riuscirete senz'altro ad ottenere le prestazioni a cui aspirate.

Da quanto sopra esposto risulta evidente quanto sia facile modificare i tempi di questo esposimetro adattandoli a qualsiasi tipo di fotoresistenza ed alla potenza della lampada del vostro ingranditore: basterà sempre e solo effettuare qualche prova con condensatori di diverse capacità fino a trovare quella più idonea allo scopo.

Terminata la taratura, la stampa di una foto diventerà uno «scherzo»: sarà infatti sufficiente, una volta messo a fuoco il negativo, porre la carta sul piano dell'ingranditore e pigiare il pulsante dello starter e l'esposimetro sceglierà automaticamente i tempi più adatti ad ogni tipo di stampa.

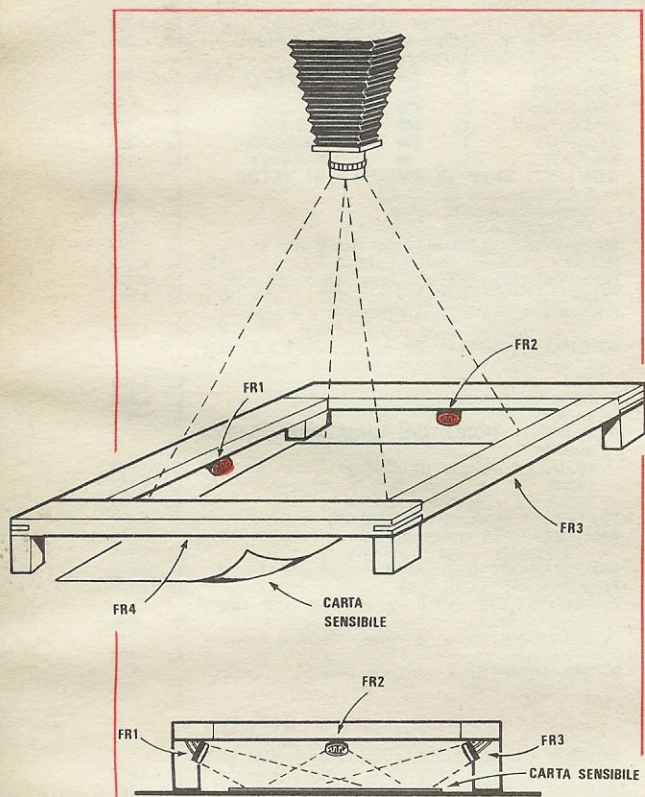


Fig. 7 Il telaio in legno dovrà avere dimensioni leggermente superiori a quelle della carta da stampa. Sotto ad ogni suo lato collocheremo poi una fotoresistenza inclinandola in modo che possa ricevere la luce riflessa di un'ampia porzione della foto proiettata.

COSTO DEL MATERIALE

Il solo circuito stampato LX95 completo di serigrafia L. 1.900

Tutto il materiale richiesto per la realizzazione, cioè, circuito stampato, condensatori, transistor, fet, relè, diodi, commutatore, integrato NE555, quattro fotoresistenze, il trasformatore di alimentazione L. 20.500

Per le spese postali aggiungere L. 1.500

FANTINI ELETTRONICA

SEDE: Via Fossolo, 38/ne - 40138 BOLOGNA
conto corr. postale n. 8/2289 - Tel. 341494
FILIALE: Via R. Fauro, 63 - 00197 ROMA - Tel. 806017

MATERIALE NUOVO

TRANSISTOR

SFT226	L. 70	AC192	L. 150	BCY79	L. 250
2N1711	L. 290	AD142	L. 650	BD159	L. 580
2N3055 A.TES.	L. 800	AF106	L. 200	BF194	L. 210
2N3055 R.C.A.	L. 1000	BC107B	L. 170	5603-8W	L. 800
AC141	L. 200	BC108	L. 170	BSX29	L. 200
AC142	L. 200	BC109C	L. 190	BSX81	L. 190

MJ1000 - DARLINGTON 90W-TO3 L. 1600

FET					
2N3819	L. 480	BF245		L. 600	
2N3822	L. 1.000	2N4391		L. 480	

UNIGIUNZIONE

2N2646	L. 670	2N4891	L. 670
2N2647	L. 800	2N4893	L. 670

PONTI RADDRIZZATORI E DIODI

B60C800	L. 350	OA95	L. 50	1N4007	L. 120
B80C2200	L. 700	1N4001	L. 70	1N4148	L. 50
B120-C4000	L. 1100	1N4004	L. 80	1N5400	L. 250

DIODI LUMINESCENTI (LED)

MV54	L. 500	verdi, arancio, gialli	L. 300
rossi	L. 280	verdi, rossi puntif.	L. 300

PORTALAMPADE SPIA 12V L. 350

PORTALAMPADE SPIA neon 220V L. 350

Nixie ITT 5870S L. 2500

DISPLAY

FND70 (8 x 15)	L. 1.500	TLR306B (19 x 26)	L. 2.300
TIL312 (11 x 20)	L. 2.100	LIT-33 (3 cifre)	L. 6.000

QUARZI MINIATURA MISTRAL 27,120 MHz L. 800

SN7400 L. 270 SN7490 L. 770 uA723 L. 930

SN7400 L. 500 SN7492 L. 850 uA741 L. 700

SN7404 L. 400 SN74141 L. 900 TAA611B L. 850

SN7410 L. 300 NE555 L. 800 TBA810 L. 1600

SN7447 L. 1200 MC852 L. 250 SG320XXK L. 2500

SN7475 L. 730 uA709 L. 680 SG76XXCK L. 2200

DISSIPATORI a stella per TO5 h. 10 mm L. 150

ALETTE per TO5 in rame brunito L. 60

DISSIPATORI per TO3 dim. 42 x 42 x h. 17 L. 350

DIODI CONTROLLATI AL SILICIO

600V 10A L. 1800 300V 8A L. 950 60V-0,8A L. 450

200V 8A L. 850 200V 3A L. 550 400V-3A L. 760

TRIAC

400V-4,5A L. 1.150 400V-10A L. 1.450

400V-6,5A L. 1.200 DIAC GT40 L. 250

ZENER 400mV - 3,3V - 4,7V - 5,1V - 6V - 6,8V -

7,5 - 9V - 12V - 20V - 23V - 28V - 18V L. 150

ZENER 1W 5% - 9V - 12V - 15V - 18V L. 180

FOTORESISTENZE PHILIPS B073107 L. 600

TRASFORMATORE ALIM. 125/220 V 25 V/6 A L. 6.000

TRASFORMATORI ALIM. 50W 220V → 15+15V/4A L. 4.200

TRASFORMATORI ALIM. 4W 220V → 6+6V/400mA L. 1.200

TRASFORMATORI ALIM. 125V e 250V → 170V/

10mA con presa a 7,5V L. 700

TRASFORMATORI ALIM. 125V e 220V → 170V/

20mA con presa a 15V L. 1.400

VARIAC TRG102: Ingresso 220V - Uscita

0 ÷ 260V/0,8A - 02kVA L. 10.000

ALTOP. 45 - 8 Ω - 0,1 - Ø 45 L. 600

ALTOP. PHILIPS bicono Ø 150 - 6W su 8 Ω -

gamma freq. 40 - 17.000 Hz L. 2.700

ALTOP. ELLITTICO PHILIPS 70 x 155 L. 1.800

SALDATORE A STILO PHILIPS 25-50W L. 4.800

SALDATORE a pistola Elektrolone 220V/110W L. 6.500

ANTENNA VERTICALE AVI per 10-15-20 m. L. 16.000

ANTENNA DIREZIONALE ROTATIVA a tre ele-

menti ADR3 per 10-15-20 m L. 70.000

BALUM SA1 - simmetrizzatore d'antenna L. 9.500

CAVO COASSIALE RG8/U al metro L. 440

CAVO COASSIALE RG11 al metro L. 420

CAVO COASSIALE RG58/U al metro L. 150

CAVETTO SCHEMATO MICROFONICO

— CPU1 a 1 capo al metro L. 110

— M2035 a 2 capi al metro L. 130

— CPU4 a 4 capi al metro L. 160

VARIABILI HAMMARLUND per trasmissione,

100pF/3000V L. 4.000

COMPENSATORI ceramici ad aria 50pF o 100pF L. 1.000

STAGNO al 60% tre anime resina Ø 1,5

— Confezione 30 g. L. 350 — Rocchetto 0,5 Kg. L. 2.800

ROCCHETTO 1 Kg. L. 5.500

INTERRUTTORI A LEVETTA 250V/2A L. 260

DEVIATORI DOPPI a levetta BULGIN L. 400

PACCO da 100 resistenze assortite L. 1.000

PACCO da 100 condensatori assortiti L. 1.000

PACCO da 100 ceramici assortiti L. 1.000

PACCO da 40 elettrolitici assortiti L. 1.200

RELAYS FINDER 12V/3A - 3 sc. calotta plastica L. 1.700

RELAYS FINDER 12V/6A - 3 sc. a giorno L. 1.700

RELAYS 220V ca - 4 sc./15A L. 1.000

MOTORINO LESA 220 V a spazzole, per aspira-

polvere con ventola centrifuga in plastica L. 1.000

MOTORINO LESA 220 V a spazzole per frulla-

to L. 1.000

MOTORE LESA PER LUCIDATRICE 220 V/550 VA

con ventola centrifuga L. 5.000

MOTORINO LESA 220V ca a induzione L. 1.200

SIRENE ATECO

— AD12: 12V/11A - 132W - 12.100 giri/min. - 114 dB L. 13.000

CUSTODIE in plastica antiurto per tester L. 300

ELETTROLITICI DUCATI

2000µF/12V L. 130 1000µF/70V - Vit. L. 300

2500µF/12V L. 150 16µF/250V L. 120

1500µF/15V L. 130 32µF/250V L. 150

3x1000µF/35V L. 300 50µF/250V L. 160

5000µF/15V L. 350 200µF/350V L. 300

6,8µF/40V L. 40 25µF/500V L. 180

CONTATTI REED IN AMPOLLA DI VETRO

— lunghezza mm 20 - Ø 2,5 L. 500

— lunghezza mm 32 - Ø 4 L. 300

— lunghezza mm 48 - Ø 6 L. 250

MAGNETINI CILINDRICI per REED mm 20 x Ø 4 L. 210

RELAYS ceramici Allied control 2 sc - 12V/10A L. 3.000

CONTENITORE 16-15-8 - mm. 160 x 150 x 80 h L. 2.200

CONTENITORE 16-15-19 - mm. 160 x 150 x 190 h L. 3.200

MILLIAMPEROMETRI CHINAGLIA a 4 scale (Ω -

V - A) per tester e provavalvole L. 5.000

STRUMENTI CHINAGLIA a b.m. con 2 e 4 scale,

2 deviatori incorporati, shunt a corredo

— 2,5 ÷ 5A/25 ÷ 50V L. 5.500

— 2,5 ÷ 5A/15 ÷ 30V L. 5.500

— 5A/50V L. 5.500

STRUMENTI INDICATORI MINIATURA a bobina

mobile

— 100µA f.s. - scala da 0 a 10 - lung. mm. 20 L. 1.700

— 100µA f.s. - scala da 0 a 10 - orizzontale L. 1.700

— 200µA f.s. - indicatori stereo L. 3.400

TESTER ELETTRONICO UNIMER 1, 200k/V L. 26.000

ANALIZZATORE Universale Unimer 3, 20 kΩ/Vcc

e 4 kΩ/Vca - con custodia L. 13.500

MULTITESTER PHILIPS 50.000Ω/V - SMT102 L. 22.000

PROVATRANSISTOR TS9 L. 13.800

COMMUTATORE C.T.S. a 10 pos. - 2 settori

— perni coassiali L. 700

POTENZIOMETRI a cursore 15kΩA + 1kΩA +

+ 7,5kΩB L. 450

POTENZIOMETRI a cursore 500kΩA + 1kΩA +

+ 7,5kΩB + int. L. 600

MATERIALE IN SURPLUS

SCHEDA OLIVETTI con circa 80 transistor al Si

per RF, diodi, resistenze, elettrolitici ecc. L. 2.000

SCHEDA OLIVETTI per calcolatori elettronici L. 250

20 SCHEDE OLIVETTI assortite L. 2.500

30 SCHEDE OLIVETTI assortite L. 3.500

ZENER 10W - 3,3V/5% L. 250

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE uA711/C con

schema L. 350

TRASFORM. E e U per finali 300mA la coppia L. 500

CONNETTORI SOURIAU a elementi componibili

muniti di 2 spinotti da 25A o 5 spinotti da 5A

numerati con attacchi a saldare. Coppia ma-

schio e femmina L. 250

CONNETTORI IN COPPIA 17 poli tipo Olivetti L. 500

CONNETTORI AMPHENOL a 22 cont. per piast. L. 150

CONTACOLPI ELETTROMECCANICI 4 cifre 12V L. 500

CONTACOLPI ELETTROMECCANICI 5 cifre 24V L. 500

CONTACOLPI ELETTROMECCANICI 4 cifre - 12V

con azzeramento L. 1.800

MOTORINO a spazzole 12 V o 24 V / 38 W -

970 r.p.m. L. 2.000

CAPSULE TELEFONICHE a carbone L. 250

AURICOLARI TELEFONICI L. 200

PACCO 3 Kg materiale elettronico assortito L. 3.000

INTERRUTTORI a mercurio L. 400

CONTAGIRI meccanici a 4 cifre L. 500

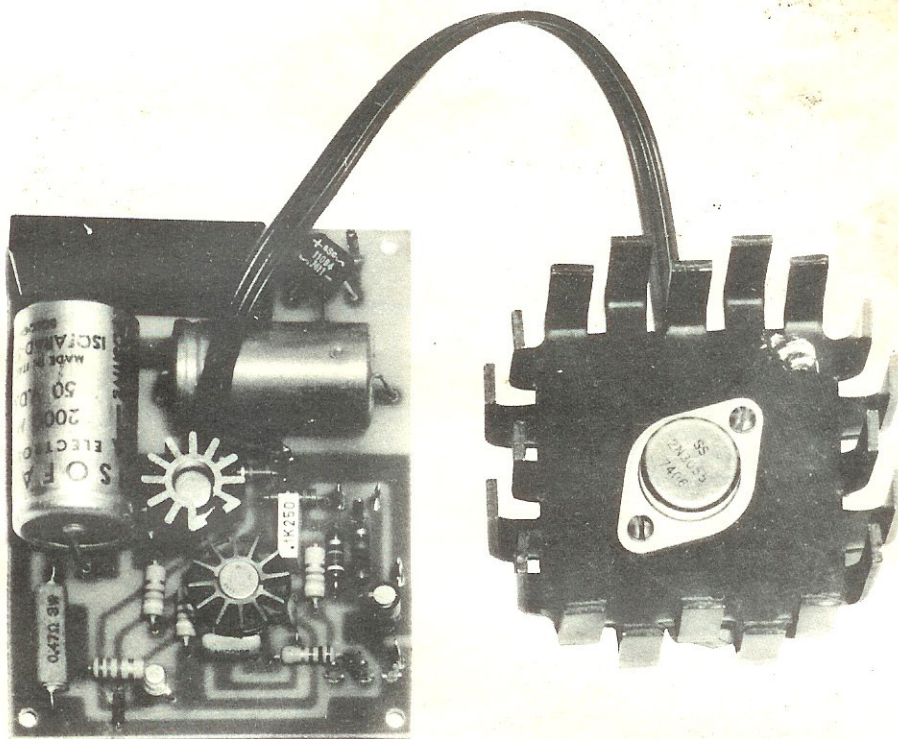
CONTACOLPI meccanici a 4 cifre L. 350

Le spese di spedizione (sulla base delle vigenti tariffe postali) e le spese di imballo, sono a totale carico dell'acquirente.

Le spedizioni vengono fatte solo dalla sede di Bologna. Non disponiamo di catalogo.

92

Realizzando l'alimentatore stabilizzato che Vi proponiamo potrete ottenere tutte le tensioni stabilizzate comprese tra 0 e 25 Volt, cioè anche tutte quelle tensioni inferiori agli 8-9 Volt che difficilmente si riescono a prelevare dai normali alimentatori.



ALIMENTATORE da 0 a 25 V. 2 A.

Negli alimentatori stabilizzati normalmente reperibili in commercio, così come in quelli da noi fino ad oggi presentati, la minima tensione prelevabile non scende mai sotto gli 8-9 volt, questo perché nei circuiti stabilizzatori classici non si può abbassare troppo il valore del diodo zener collegato al transistor amplificatore di errore se si vogliono evitare derive termiche inaccettabili.

D'altra parte le tensioni che vanno da 0 a 9 volt trovano oggi una vastissima applicazione non solo nel campo delle riparazioni (esistono infatti ricevitori a transistor che impiegano tensioni di alimentazione di 3-6-7,5-9 volt), ma anche laddove si impiegano circuiti integrati digitali che,

come sappiamo, richiedono generalmente una tensione di alimentazione di 5,1 volt.

Per soddisfare le esigenze di coloro che si cimentano in questi campi abbiamo dunque ideato questo alimentatore che Vi darà finalmente la possibilità di ricavare tutte le tensioni comprese tra 0 e 25 volt e quindi anche tensioni stabilizzate sulle frazioni di volt come, ad esempio, 0,1-0,2-0,5-1-1,2-1,5 volt e così via, fino ad un massimo di 25 volt.

LA TENSIONE DI RIFERIMENTO

Gli alimentatori classici a tensione di uscita regolabile impiegano generalmente un circuito di

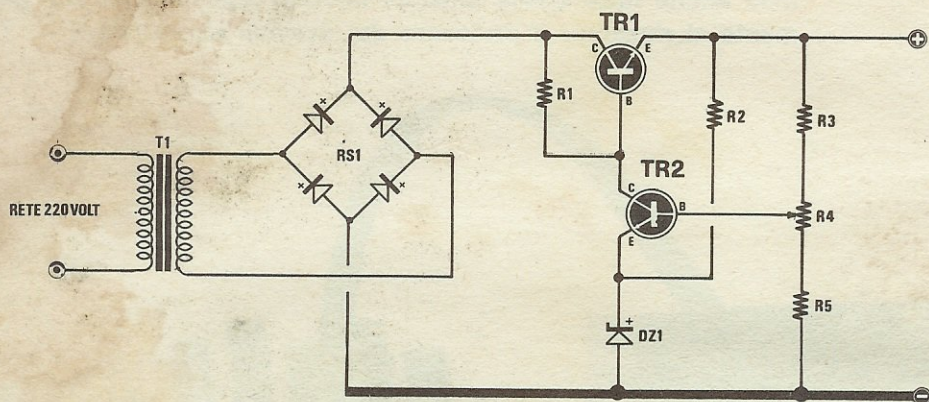


Fig. 1 Gli alimentatori classici a tensione d'uscita variabile impiegano generalmente un circuito di stabilizzazione in cui il transistor amplificatore d'errore risulta alimentato dalla stessa fonte di tensione che si deve stabilizzare. È quindi ovvio che tale tensione non potrà mai scendere ad un valore inferiore a quello del diodo zener applicato in serie sull'emettitore.

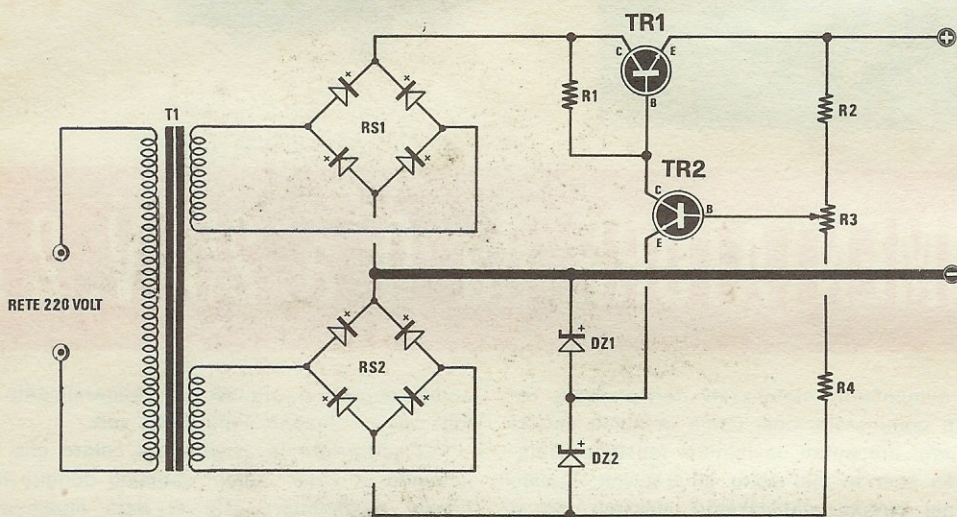


Fig. 2 Per poter ottenere tensioni stabilizzate anche di valore inferiore ad 1 volt, risulta indispensabile alimentare l'amplificatore di errore, TR2, con una tensione separata da quella che si deve stabilizzare. Così facendo, anche quando sull'uscita stabilizzata avremo una tensione di 0 volt, il transistor amplificatore di errore, risultando alimentato da una tensione propria, potrà sempre esplicare le sue funzioni.

stabilizzazione del tipo riportato in fig. 1: in tale circuito la tensione di uscita, viene regolata tramite il potenziometro R4 collegato direttamente ai terminali positivo e negativo d'uscita, il cui cursore pilota la base del transistor amplificatore di errore TR2.

Il diodo zener, DZ1 applicato sull'emettitore di TR2, non può scendere sotto determinati valori in quanto, se ciò accadesse, la sua deriva termica andrebbe a sommarsi a quella della giunzione base-emettitore di TR2 precludendo il buon funzionamento dell'alimentatore; adottando invece uno zener di valore superiore ai 5 o 6 volt, le due derive si compensano, ma la tensione di uscita viene limitata inferiormente da questo valore. Inoltre, se la tensione di uscita scende al di sotto degli 8-9 volt, la tensione collettore-emettitore (VCE) di TR2 si abbassa notevolmente, mentre, come sappiamo, perché un transistor possa restare in zona attiva e quindi esplicare le sue normali funzioni amplificatrici, la sua VCE non deve scendere sotto determinati valori.

Pertanto, per poter ottenere in uscita da un alimentatore stabilizzato tensioni inferiori agli 8-9 volt, fino a raggiungere gli 0 volt, è necessario che il transistor amplificatore di errore e il relativo zener (vedi fig. 2) vengano alimentati separatamente da una tensione indipendente da quella che vogliamo stabilizzare in modo che anche quando quest'ultima sarà regolata su valori inferiori ai 5 volt, il transistor TR2 si trovi sempre nelle condizioni ideali ad esplicare le sue funzioni.

SCHEMA ELETTRICO

Nel nostro schema, per i motivi, sopra esposti, viene utilizzato un trasformatore di alimentazione provvisto di due secondari e precisamente uno da 26 volt/2,5 ampere, necessario per la tensione da stabilizzare, ed uno da 12 volt/30 milliampere che servirà per alimentare il circuito amplificatore di errore; viene poi impiegato, come regolatore di tensione, l'integrato L123 o μ A723 nel suo interno è già presente il transistor amplificatore di errore. La tensione di 12 volt raddrizzata dal ponte RS2 e livellata da C1 che deve alimentare tale transistor verrà applicata tra i piedini 8 e 5 dell'integrato come appare nello schema elettrico di fig. 3.

Il piedino 4 dovrà invece risultare direttamente collegato alla massa; così facendo, l'estremità negativa dell'alimentazione supplementare ci fornirà una tensione di riferimento negativa che sfrutteremo per alimentare i due potenziometri R9 ed R11, il primo dei quali (R9) viene utilizzato come regolatore limitatore della corrente d'uscita ed

il secondo (R11) come regolatore della tensione.

L'amplificatore di errore contenuto all'interno dell'integrato dispone di due ingressi: uno NON INVERTING (piedino 3) che va collegato a massa ed uno INVERTING (piedino 2) che va collegato, tramite la resistenza R12, al positivo d'uscita e tramite la resistenza R13, al cursore del potenziometro R11. L'ingresso INVERTING è pertanto sensibile alla tensione di errore che si presenta su R12-R13: perciò se ruotiamo il cursore del potenziometro R11 tutto verso massa (cioè verso il polo negativo dell'alimentazione stabilizzata) in uscita avremo tensione 0, mentre se il cursore di detto potenziometro verrà ruotato tutto verso R10, cioè verso il polo negativo di alimentazione supplementare fornita da RS2, la tensione in uscita risulterà massima. La tensione stabilizzata prelevata in uscita dal piedino 7 dell'integrato L123 viene utilizzata per pilotare la base del transistor di media potenza TR2 (un PNP tipo BFY64 o BC160) il quale, a sua volta, pilota la base del transistor di potenza TR3 (un comune NPN tipo 2N3055 o TIP 3055 o altro similare). Il transistor TR1 (un BC107 NPN), collegato con il collettore al piedino 8 e con l'emettitore al piedino 1 dell'integrato L123, viene utilizzato nel circuito per limitare la corrente d'uscita: tale corrente viene fissata dal valore della resistenza R1 e può essere modificata agendo sul potenziometro R9.

Utilizzando per R1 una resistenza da 1 Ohm si può avere in uscita una corrente massima di 1 Ampere mentre riducendo tale valore a 0,47 ohm si possono raggiungere i 2 Ampere: agendo poi sul potenziometro R9 si può limitare tale corrente massima in modo da adattarla a circuiti con minor assorbimento. Occorre precisare, per chi ancora non ne fosse a conoscenza, che il limitatore di corrente entra in funzione ogni qualvolta si assorbe dall'alimentatore una corrente maggiore di quella prestabilita: intervenendo, essa non blocca l'erogazione della tensione in uscita, ma la riduce di tanto quanto basta a far rientrare la corrente nei limiti prestabiliti; non appena il carico torna poi ad assorbire una corrente inferiore a quella consentita dal limitatore, quest'ultimo interrompe automaticamente la sua azione correttiva.

Se dunque, collegando un carico all'alimentatore, constaterete un brusco abbassamento della tensione, questo non significa che l'alimentatore non stabilizza bensì che il carico applicato assorbe una corrente superiore a quella determinata dal valore congiunto della resistenza R1 e del potenziometro R9. Ritornando al nostro schema possiamo poi dirvi che i condensatori C3 e C4 che troviamo inseriti fra i piedini 2-9-10 dell'integ-

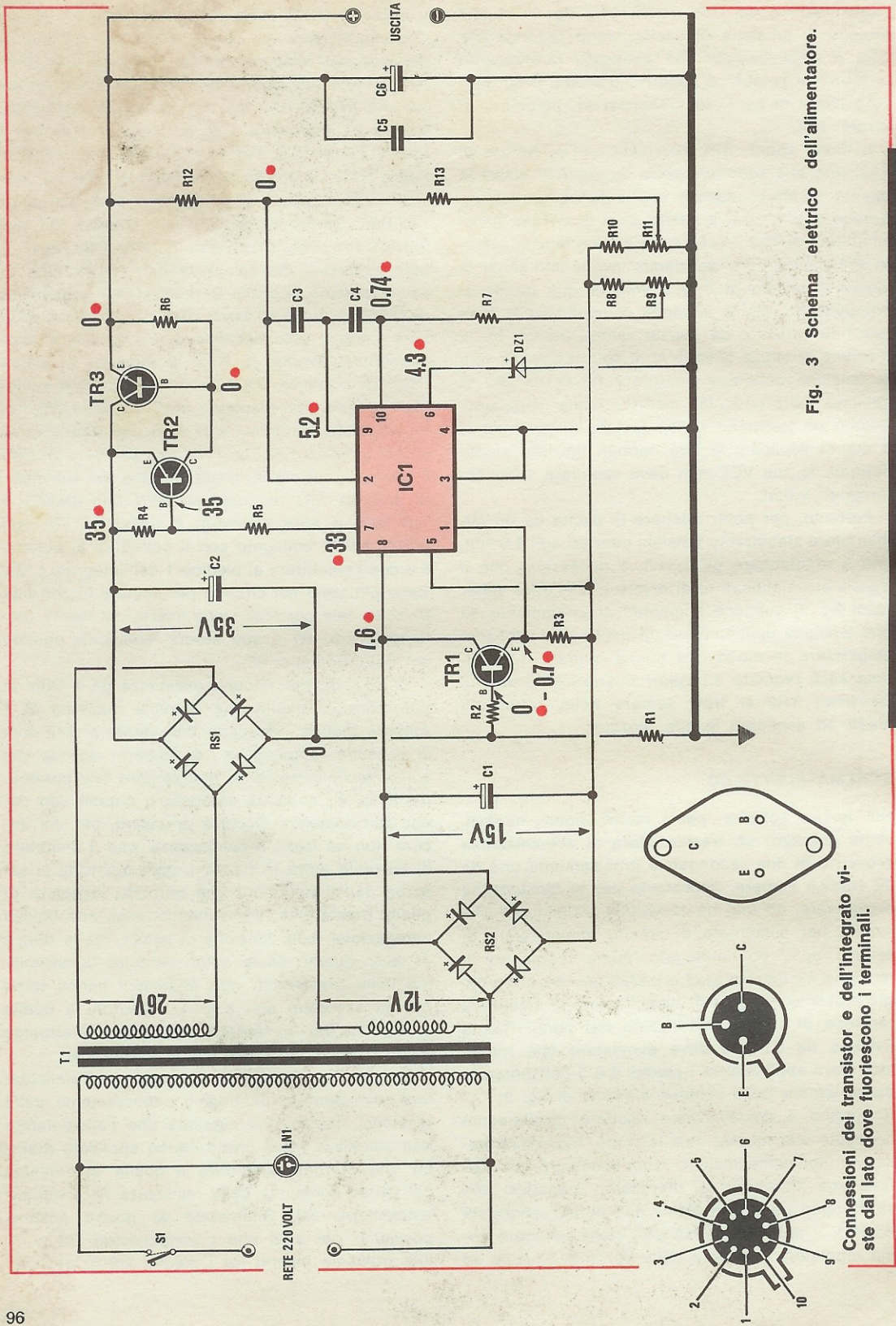


Fig. 3 Schema elettrico dell'alimentatore.

Connessioni dei transistor e dell'integrato viste dal lato dove fuoriescono i terminali.

grato servono per evitare oscillazioni parassite, cioè per garantire la stabilità del loop di reazione.

Il lettore potrà poi trovare inconsueto che il condensatore di livellamento C6, situato all'uscita dell'alimentatore, sia di soli 10 microfarad: esso può in effetti essere portato anche a valori più ele-

vati ma in questo caso si può verificare un piccolo inconveniente: se noi infatti volessimo portare l'alimentatore da una tensione di 25 volt direttamente ad un valore inferiore (ad esempio 4 o 5 volt), in uscita non raggiungeremmo subito questo valore, ma dovremmo attendere diversi secondi per dar tempo all'elettrolitico di scaricarsi fino al valore di tensione richiesto.

Per ovviare a questo inconveniente si può apportare al circuito la modifica di fig. 6, cioè si potrebbe aggiungere un pulsante che, inserendo sull'uscita dell'alimentatore un carico costituito da una resistenza di 100 ohm, provvede a scaricare velocemente il condensatore elettrolitico.

Possiamo comunque assicurare che il condensatore da 10 mF è più che sufficiente per ottenere in uscita una tensione perfettamente livellata.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato che abbiamo preparato per realizzare questo alimentatore porta la sigla LX111 ed è visibile a grandezza naturale in fig. 4; quando lo avrete ottenuto dovrete provvedere a praticare nelle posizioni indicate i relativi fori utilizzando una punta da 1 mm., dopodichè potrete iniziare a montare su di esso i componenti seguendo lo schema pratico di fig. 5.

Nel montaggio si dovrà porre una certa attenzione non solo alla polarità dei condensatori elet-

COMPONENTI

- R1 = 0,47 ohm 3 watt (vedi articolo)
- R2 = 1.200 ohm 1/2 watt
- R3 = 4.700 ohm 1/2 watt
- R4 = 1.200 ohm 1/2 watt
- R5 = 4.700 ohm 1/2 watt
- R6 = 220 ohm 1/2 watt
- R7 = 1.000 ohm 1/2 watt
- R8 = 4.700 ohm 1/2 watt
- R9 = 1.000 ohm potenziometro lineare
- R11 = 1.000 ohm potenziometro lineare
- R10 = 220 ohm 1/2 watt
- R12 = 47.000 ohm 1/2 watt
- R13 = 10.000 ohm 1/2 watt
- C1 = 2.500-2.200 mF elettrolitico 25 volt
- C2 = 2.500-2.200 mF elettrolitico 50 volt
- C3 = 470 pF a disco
- C4 = 5.600 pF poliestere
- C5 = 100.000 pF poliestere
- C6 = 10 mF elettrolitico 35 volt
- DZ1 = Zener 5,6 volt 1/2 watt
- TR1 = Transistor NPN tipo BC107A
- TR2 = Transistor PNP tipo BFY64-2N2905
- TR3 = Transistor NPN tipo 2N3055
- IC1 = Circuito integrato L.123- μ A.723
- RS1 = Ponte raddrizzatore 50 volt 3 Amper (B80-C5200)
- RS2 = Ponte raddrizzatore 50 volt 0,5 amper
- T1 = Trasformatore d'alimentazione da 70 watt
- S1 = Interruttore di rete
- LN1 = Lampada spia al neon da 220 volt

Fig. 4 Circuito stampato a grandezza naturale in fibra di vetro da noi disegnato per ricevere i componenti relativi a questo alimentatore.

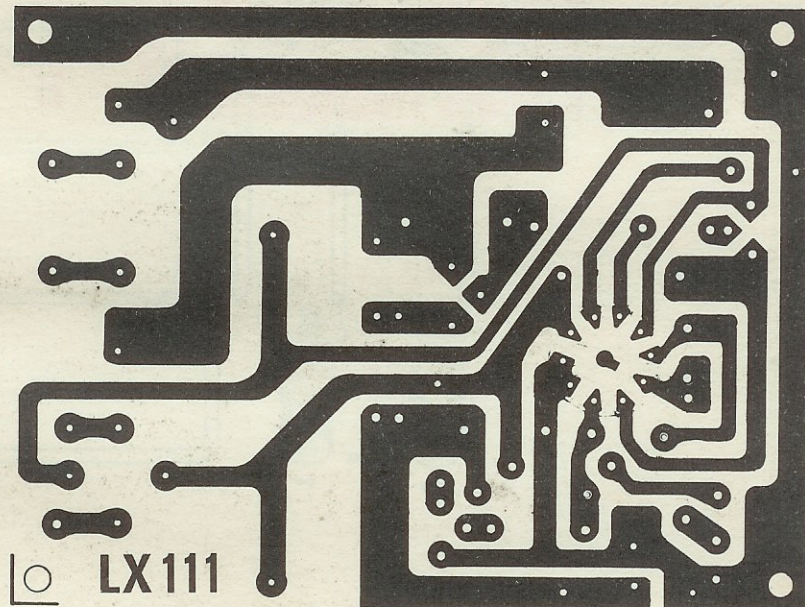
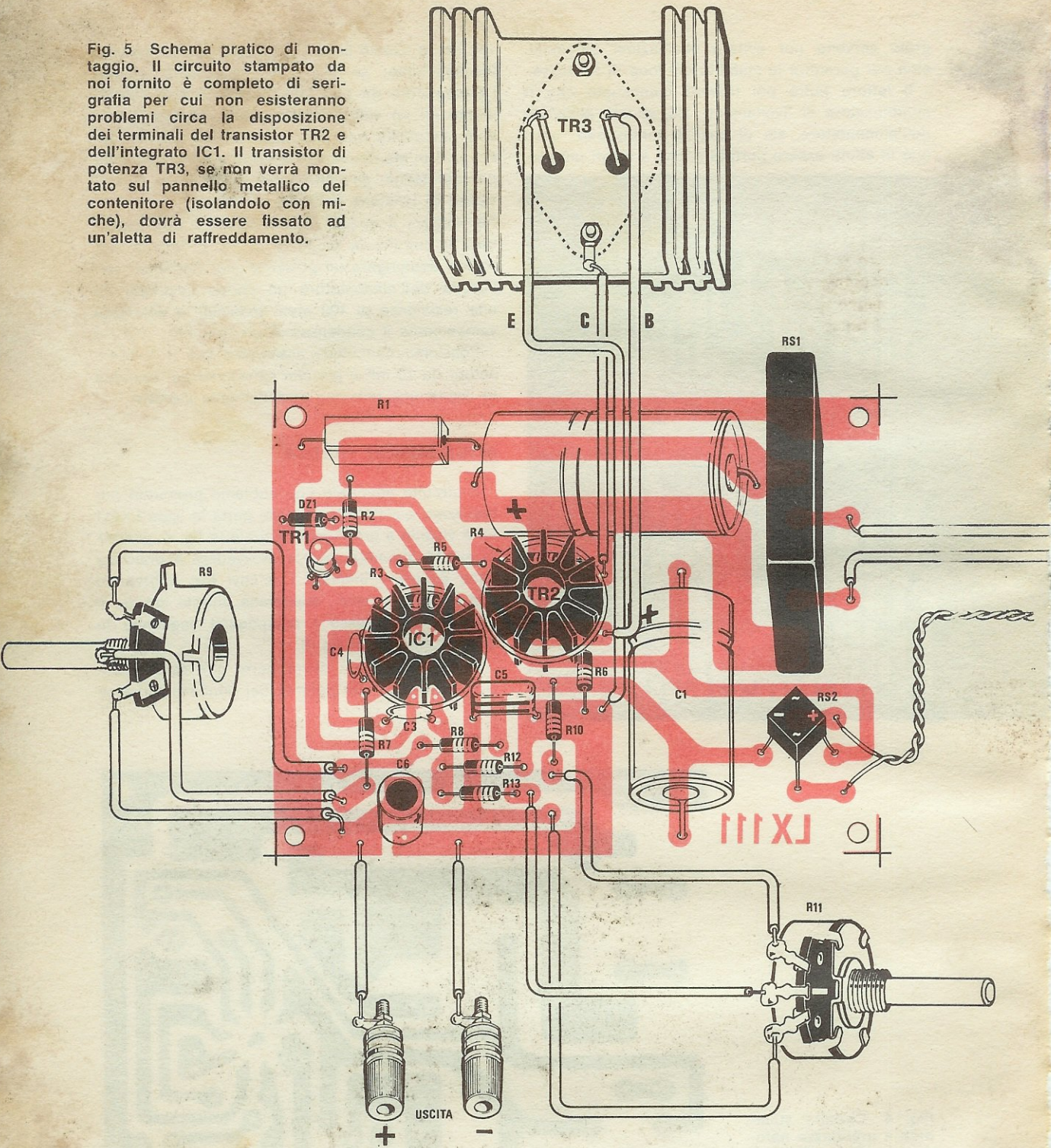
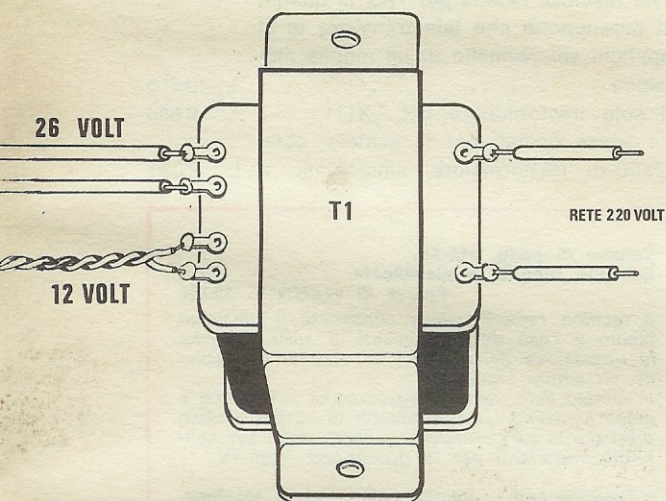


Fig. 5 Schema pratico di montaggio. Il circuito stampato da noi fornito è completo di serigrafia per cui non esisteranno problemi circa la disposizione dei terminali del transistor TR2 e dell'integrato IC1. Il transistor di potenza TR3, se non verrà montato sul pannello metallico del contenitore (isolandolo con miche), dovrà essere fissato ad un'aletta di raffreddamento.



trolitici, ma anche a quella dei due ponti raddrizzatori e del diodo zenèr, nonché ai terminali dei transistors e dell'integrato L123; per quanto riguarda il montaggio di quest'ultimi componenti, dovremo attenerci al disegno serigrafico riportato sul circuito stampato prendendo come riferimento la tacca metallica presente sull'involucro di ciascuno di essi; onde evitare errori ricordiamo che nella serigrafia i transistors e l'integrato sono fotografati dalla parte opposta a quella da cui fuoriescono i terminali, cioè sono visti dal di sopra; ricordiamo inoltre che è molto facile, anche se si segue il disegno, inserire un terminale in un foro al posto di un altro per cui consigliamo di controllarli uno per uno prima di stagnarli per ve-



dere se si inseriscono esattamente sulla pista a loro riservata: un errore di questo genere potrebbe infatti non solo impedire il normale funzionamento del circuito, ma anche portare alla distruzione del componente stesso.

L'integrato IC1 ed il transistor TR2 debbono poi essere muniti di un'aletta di raffreddamento, come appare nel disegno di fig. 5; in tale disegno non sono visibili la resistenza R3, che è coperta dall'aletta di IC1, e la resistenza R4 coperta dall'aletta di TR2: queste due resistenze sono comunque ben visibili sul circuito stampato per cui non ci si può sbagliare a montarle.

Nel collegare il trasformatore di alimentazione T1 al circuito stampato è buona norma non seguire ciecamente il disegno da noi fornito ma controllare preventivamente con un tester la tensione erogata dai due secondari poichè non è detto che essi si trovino sempre nella stessa posizione (suc-

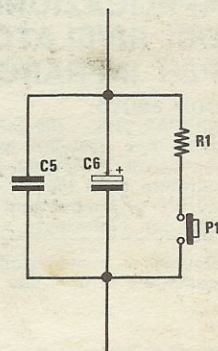
cede infatti spesso che, all'atto della costruzione, per errore o per trascuratezza di qualche operaio, i due secondari vengano scambiati di posto, cioè che i 26 volt, anziché trovarsi dalla parte sinistra come nel nostro disegno, si trovino dalla parte destra): questa operazione vi costerà qualche minuto di tempo prezioso che però sarà ripagato dalla certezza di aver evitato danni maggiori ai transistors e all'integrato.

Quando arriverete a montare la resistenza R1, cioè quella del circuito per la limitazione della corrente d'uscita, cercate di non appoggiarla sulla vetronite ma di tenerla distanziata da questa di circa mezzo centimetro onde evitare che il calore da essa prodotto possa « cuocere » il circuito stampato.

Il transistor di potenza TR3 verrà montato a parte in quanto ha bisogno di un'aletta di raffreddamento sufficiente a mantenerlo ad una temperatura non superiore ai 40°C anche con assorbimenti di circa 2 Ampere per tempi prolungati; se montate il tutto entro una scatola metallica potrete sempre applicare tale transistor al pannello posteriore del mobile e solo se constaterete che la sua superficie non è sufficiente a mantenerlo entro i limiti di temperatura consigliati, potrete aggiungergli un'aletta supplementare per aumentarne l'irradiazione.

Ricordiamo ancora che il transistor TR3 dovrà risultare elettricamente isolato dal metallo della scatola, cosa che si potrà ottenere utilizzando le apposite miche più due rondelle per isolare i dadi di fissaggio. Terminata l'operazione è sempre consigliabile controllare con un ohmetro se l'isolamento è perfetto: non è raro infatti il caso che una sbavatura in un foro o una deformazione della piastra di alluminio o una rondella che si rompe durante il montaggio porti il transistor a diretto contatto con il metallo della scatola senza peraltro che la cosa possa essere notata.

Fig. 6 Volendo aumentare la capacità del condensatore elettrolitico C6 risulterà necessario applicare in parallelo ad esso un pulsante con in serie una resistenza da 100 ohm per poterlo scaricare, quando dovremo ridurre tramite R11 la tensione in uscita.



Terminato il montaggio, se non avrete commesso errori, basterà collegare alla rete il primario del trasformatore T1 per ottenere in uscita la tensione stabilizzata nei limiti da noi indicati, a partire da un minimo di 0 volt fino ad un massimo di 25-27 volt, semplicemente ruotando il potenziometro R11.

Se riscontrerete piccole differenze sulla tensione massima d'uscita, queste sono da imputarsi solo ed esclusivamente alle tolleranze delle resistenze R12 ed R13.

Le tensioni che trovate riportate sullo schema elettrico sono quelle che sono state misurate in fase di collaudo sui vari terminali, servendosi di un voltmetro elettronico e mantenendo il potenziometro R11 ruotato in modo da avere in uscita 0 volt.

Se volete dotare questo alimentatore di strumenti indicatori potete acquistare un voltmetro a 25 volt di fondo scala ed inserirlo in parallelo alle bocche d'uscita mentre per quanto riguarda l'amperometro dovete inserirlo in serie sul filo positivo che dal circuito stampato va a collegarsi al terminale positivo d'uscita.

Se poi volete risparmiarvi il costo dei due strumentini e vi accontentate di una indicazione di massima, potete dotare di un indice le manopole dei due potenziometri R9 ed R11 ed incidere quindi sul pannello i valori di tensione e di corrente che corrispondono ad ogni posizione di dette manopole.

COSTO DEL MATERIALE

Il solo circuito stampato LX111 L. 2.000
 Tutto il materiale necessario a tale realizzazione, cioè; circuito stampato, transistor, integrato potenziometri, ponti raddrizzatori, condensatori, bocche per le uscite, trasformatore di alimentazione, diodo zener, le due alette per IC1 e TR2 (escluso l'aletta per TR3, in quanto si presuppone che tale transistor lo si applichi sul pannello di un mobile metallico L. 19.800
 Il solo trasformatore per LX111 . . . L. 9.600
 Le spese postali per la scatola, completa di trasformatore, ammontano a L. 2.000

Novità 1975

Romano Rosati

STRUMENTI PER IL LABORATORIO RADIO - TV

CONTENUTO:

PREFAZIONE - Il multimetro - Il voltmetro elettronico - Oscilloscopio - Sonde, calibratori di tensione, commutatori elettronici - Provalvole, provatransistori e misuratori speciali - Generatori audio - Strumenti per la riparazione delle apparecchiature - Il generatore di segnali a RF - Generatori volubato, marker e per TVC - Generatori per TVC - Manutenzione degli strumenti di misura.

Volume di pagg. 344-XII.

Edizione rilegata e plastificata.

Prezzo di vendita L. 22.000

Il tecnico radio-TV deve conoscere il funzionamento e l'uso degli strumenti di misura poiché la riparazione dei moderni apparecchi ne richiede un ampio impiego.

In questo libro viene spiegato come funzionano e come si usano i vari strumenti di misura e sono discusse le caratteristiche generali degli strumenti più importanti per la riparazione radio-TV.

Novità 1975

Biblioteca tecnica Philips

APPLICAZIONI DEI RIVELATORI PER INFRAROSSO

CONTENUTO:

PREFAZIONE - Rivelatori per infrarosso e loro applicazioni - Tecniche di polarizzazione e di amplificazione per rivelatori fotoconduttivi - Rivelatore di fiamma e allarme anti-incendio - Protezione contro la mancanza di fiamma e prova di fiamma - Allarme antifurto passivo - Termometro a radiazione per temperature oltre 100 °C - Termometro a radiazione per temperatura ambiente - Microscopio a infrarosso per misure di temperatura di piccole aree - Sistema televisivo a infrarosso a circuito chiuso - Analisi dei gas con l'infrarosso - Rivelatori MCT a 5 μm e normale temperatura ambiente - Bibliografia.

Volume di pagg. 192.

Edizione rilegata con copertina plastificata.

Prezzo di vendita L. 12.000

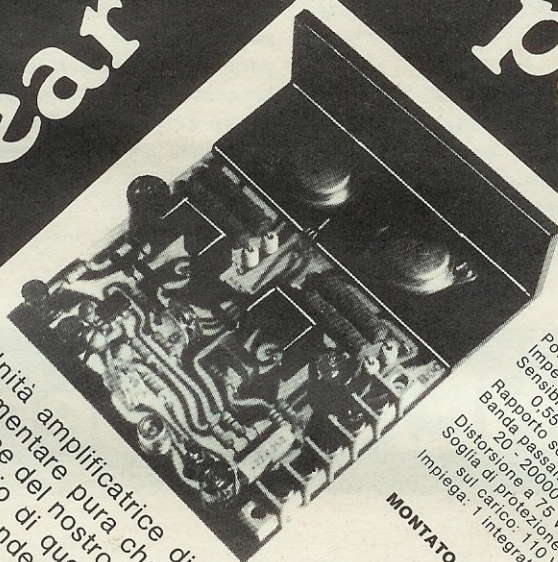
Gli argomenti trattati nel presente volume sono di grande attualità. Infatti sono oggi assai frequenti gli impieghi pratici delle apparecchiature a raggi infrarossi come dispositivi anti-furto, anti-incendio, anti-inquinamento e in altre applicazioni di alta tecnologia.

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
 a mezzo pacco postale, contrassegno:
 Sig. Via
 Città Provincia Cap.

linear

power



Unità amplificatrice di potenza HI-FI a simmetria complementare pura che rappresenta la più recente realizzazione del nostro laboratorio di ricerca.

Lo studio di questa banda passante è stato impostato su di una grande riserva di potenza e stato realizzato in un grado di soddisfazione che grazie alle sue caratteristiche è in grado di soddisfare qualsiasi esigenza sia amatoriale che professionale quali impianti HI-FI di elevata potenza, locali pubblici, discoteche eccetera.

CARATTERISTICHE:
 Dimensioni: 125 x 92 x 47 mm
 Tensione d'alimentazione a zero centrale: +38 - 38 Vcc max 3 A (RMS) su 4 ohm
 Potenza d'uscita: 100 W eff. (RMS) su 4 ohm
 Impedenza d'uscita: 100 W eff. (RMS) su 4 ohm
 Sensibilità per massima potenza d'uscita: 0,55 V eff. regolabile
 Rapporto segnale disturbo: migliore 85 dB
 Banda passante a 100 W eff.: 20 - 20000 Hz ± 1 dB
 Distorsione a 75 W eff.: 0,8 ohm ± 0,270 %
 Soglia di protezione contro i corto circuiti
 Impieghi: 1 integrato e 17 semiconduttori

MONTATO E COLLAUDATO L. 27.000

MARK 100 B



GIANNI VECCHIETTI

via L. Battistelli, 6/C - 40122 BOLOGNA - tel. 55.07.61.

ELENCO CONCESSIONARI: ANCONA - DE DO ELECTRONIC - Via Giordano Bruno N. 45; BARI - BENTIVOGLIO FILIPPO - Via Carulli N. 60; CATANIA - RENZI ANTONIO - Via Papale N. 51; FIRENZE - PAOLETTI FERRERO - Via Il Prato N. 49; GENOVA - ELI - Via Cecchi N. 105/R; MILANO - MARCUCCI S.p.A. - Via F.lli Bronzetti N. 37; MODENA - ELETTRONICA COMPONENTI - Via S. Martino N. 38; PARMA - HOBBY CENTER - Via Torelli N. 10; PADOVA - BALLARIN GIULIO - Via S. Zappalà, 9; PESCARA - DE DO ELECTRONIC - Via Nicola Fabrizi N. 71; ROMA - COMMITTERI & ALLIE' - Via G. Da Castel Bol. N. 37; SAVONA - D.S.C. ELETTRONICA S.R.L. - Via Foscolo N. 18; TORINO - ALLIGRO FRANCESCO - Corso Re Umberto II, 31; TRIESTE - RADIO TRIESTE - Viale XX Settembre N. 15; VENEZIA - MAINARDI BRUNO - Campo Dei Frari N. 3014; TARANTO - RA.TV.EL. - Via Dante N. 241/243; TORTORETO LIDO - DE DO ELECTRONIC - Via Trieste N. 26; CORTINA (BL) - MAKS EQUIPMENTS - Via C. Battisti N. 34.

RICHIEDETE SUBITO GRATIS il depliant in cui sono descritte tutte le nostre unità: preamplificatori, amplificatori per ogni esigenza, alimentatori.

Vi prego di spedirmi il depliant **N. 38**

Cognome

Nome

Via

Cap.

Prov.

Città

Firma

Staccare e spedire a

GIANNI VECCHIETTI
 via L. Battistelli, 6/C - 40122 BOLOGNA - tel. 55.07.61



Applicando questo amplificatore di AF ad un solo transistor all'uscita del vostro trasmettitore per i 27 MHz, avrete la possibilità di aumentarne considerevolmente la potenza portandola, da pochi watt, ad un massimo di 10-15 watt.

Con questo progetto intendiamo esaudire la richiesta di innumerevoli nostri lettori i quali si sono rivolti alla nostra redazione facendoci notare di non aver mai avuto il piacere di veder pubblicato sulla rivista lo schema di un « lineare a transistori » e precisandoci inoltre di aspettare ansiosamente questo evento in quanto solo realizzando uno schema pubblicato da Nuova Elettronica si ha la certezza di vederlo funzionare a montaggio ultimato.

A tali lettori diciamo subito che questa nostra lacuna non è dovuta ad incompetenza nel settore, anzi è proprio per la ragione opposta che non ci siamo mai sentiti in dovere di affrontare questo argomento in quanto non volevamo proporvi schemi irrealizzabili o troppo critici che solo pochis-

rispetto a quella erogata dal trasmettitore pilota con possibilità di autooscillazioni che metterebbero in breve fuori uso il transistor del lineare.

Inutile quindi prendere uno dei tanti schemi consigliati dalle case costruttrici di transistori e presentarvelo dicendo: "questo è un « lineare » da 30-50 watt", poiché noi sappiamo già in partenza che se qualche lettore tentasse di realizzarlo (leggendo questo nostro articolo capirete il perché) andrebbe incontro ad un completo insuccesso come d'altra parte è confermato dalle lettere di quei lettori che hanno provato a costruire schemi proposti da altre riviste. Non solo, ma questi schemi utilizzano quasi sempre dei transistori introvabili (per transistori un po' particolari le industrie consegnano dopo 180 giorni cioè

UN LINEARE per i 27

simi di voi sarebbero riusciti a realizzare con successo.

I problemi che si presentano nel realizzare un lineare sono infatti tanti e di così svariata natura che ben difficilmente tutti quei circuiti che vengono spacciati per tali sono dei veri « lineari »: anche il nostro, del resto, è più propriamente un « semilineare ».

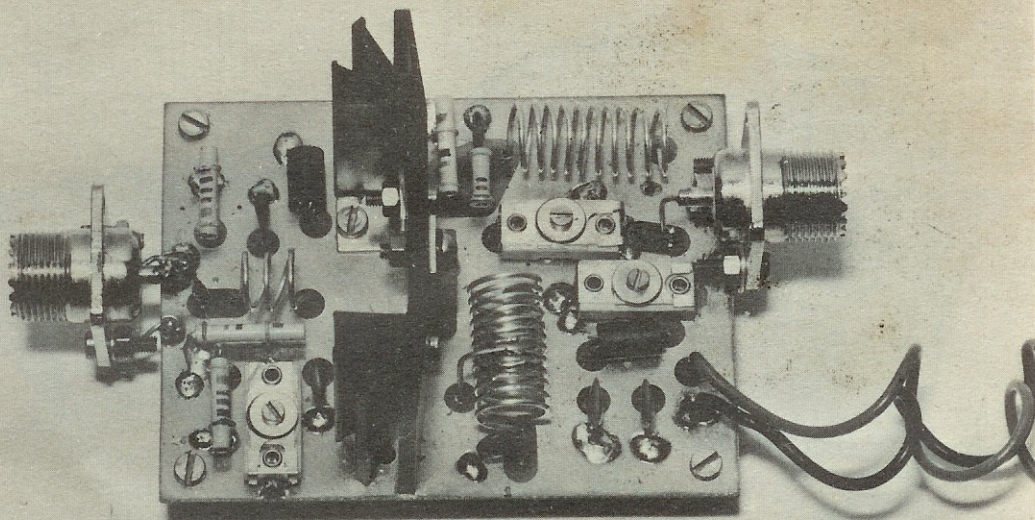
Per « lineare » s'intenderebbe un circuito calcolato in modo da amplificare ugualmente sia la portante ad AF sia il segnale di BF e per ottenere questo non è sufficiente l'impiego di un solo transistor ma ne servono parecchi e con caratteristiche tali che difficilmente si riescono a rintracciare in commercio oppure si trovano ma a prezzi astronomici.

Un secondo scoglio è poi rappresentato dalla realizzazione pratica in quanto a nulla servirebbe presentare uno schema che montato in un modo fornisce certi risultati, mentre montandolo in modo diverso si possono addirittura ottenere gli effetti contrari, cioè una minor potenza d'uscita

dopo circa 6-7 mesi dall'ordine) e di costo non certo basso per le tasche del radioamatore (vi sono transistori che costano anche 30-35.000 lire cadauno); questi transistori inoltre richiedono un ben calcolato e perfetto circuito stampato altrimenti si corre il rischio di metterli fuori uso dopo solo pochi minuti di funzionamento.

Il nostro primo obiettivo è stato quindi quello di ricercare fra i tanti transistori di medio costo quelli più idonei ad essere impiegati come amplificatori di potenza AF e questa operazione è stata compiuta provandoli ad uno ad uno su un circuito stampato appositamente progettato scartando quelli che non davano affidabilità di funzionamento, cioè quelli che avevano troppa facilità ad autooscillare, quelli di basso rendimento e quelli che richiedevano circuiti di accordo troppo complessi o troppo critici.

Un lavoro questo, come potrete intuire, molto impegnativo che ha richiesto settimane e settimane tra prove e riprove ma che al termine ci ha permesso di poter assicurare al lettore, che



MHz. a TRANSISTOR

Nella foto, uno dei tanti prototipi da noi montati per sottoporli a collaudo. I due bocchettoni — entrata e uscita — andranno fissati sul pannello del contenitore metallico effettuando i collegamenti con cavo coassiale da 52 ohm.

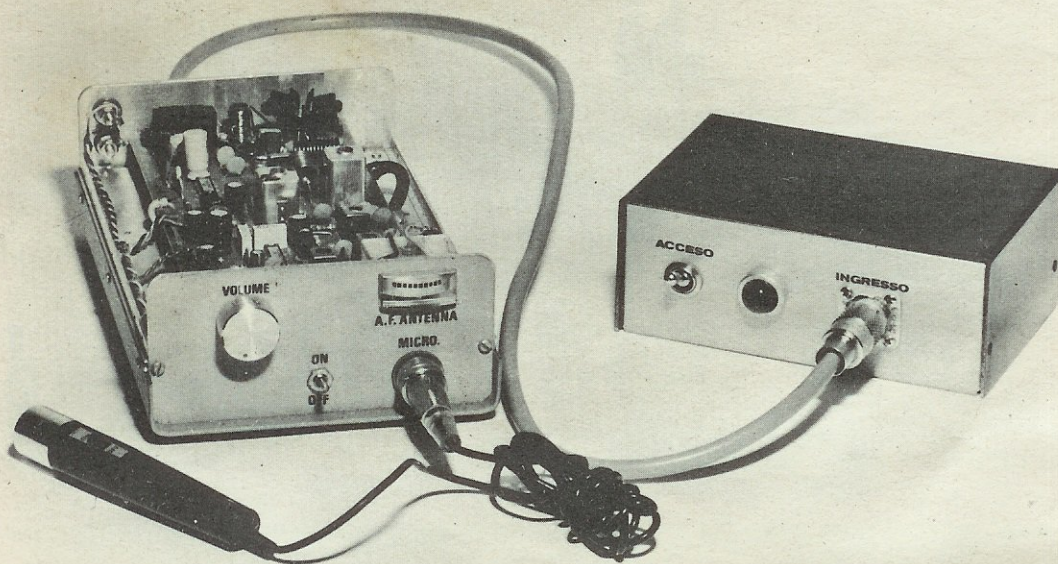
realizzerà il nostro progetto un risultato sicuro per cui esso non maledirà le 2.000 lire che ha speso e chi gliel'ha fatte spendere.

Questo tempo che noi spendiamo nelle ricerche e nei collaudi, per il quale ne risente l'uscita della rivista che diventa nostro malgrado sempre meno « mensile », speriamo sia da Voi compreso in quanto copiare lo schema tratto da un bollettino tecnico di una casa costruttrice di transistori e ripubblicarlo senza spostare nemmeno una virgola richiede poco più di dieci minuti, ma progettare completamente un circuito, disegnarne

il circuito stampato, montarlo, provarlo, apportargli le opportune modifiche, provarlo con diversi tipi di transistori, ridisegnare un nuovo circuito stampato per adottarlo alle modifiche apportate, rimontarlo, eseguire un nuovo collaudo nonché preparare il relativo articolo i disegni e le foto, richiede giorni e giorni di duro lavoro ma non certo infruttuoso in quanto ci permette di avere la coscienza a posto riguardo a quello che pubblichiamo.

Lasciando comunque da parte queste considerazioni che è pur doveroso fare in quanto qualche lettore ci apostrofa anche in maniera poco garbata perché non vede uscire regolarmente la rivista il 10 o il 15 di ogni mese.

Tra tutti i transistori da noi analizzati per essere inseriti in questo « lineare » (ovviamente abbiamo provato solo quelli il cui costo si aggirava sulle 2.000-3.000 lire tralasciando quelli di costo superiore) solo tre si sono rivelati idonei allo scopo e precisamente il D44H5, il D44H7 e il D44H8, tutti NPN al silicio costruiti dalla General Electric.



Collegando questo lineare (che nella foto è visibile sulla destra racchiuso entro un contenitore Teko) ad un RTX1 (progetto che, come ricorderete, è apparso sul n. 29 di Nuova Elettronica), si è ottenuto in antenna una potenza di circa 8 watt. Da notare che il relé di commutazione ricezione-trasmissione è racchiuso entro il contenitore assieme all'amplificatore lineare.

Le caratteristiche essenziali di questi tre transistor ricavate dai dati forniti dalla casa e confermate dalle prove eseguite nei nostri laboratori sono le seguenti:

transistor	collettore		dissipazione max	beta	frequenza di taglio	capacità collettore-base in pF
	volt max	amper max				
D44H5	45	10	50 watt	60	50 MHz	130 pF
D44H7	60	10	50 watt	35	50 MHz	130 pF
D44H8	60	10	50 watt	60	50 MHz	130 pF

Fra i tre tipi di transistor sopra elencati si è preferito il D44H8, per il suo alto «beta» e per i suoi 60 volt max di collettore.

Utilizzando tale tipo di transistor e regolando il vostro lineare in modo perfetto come vi spiegheremo, ammesso che l'impedenza d'uscita del vo-

stro ricetrasmittente usato come «pilota» risultanti di 52 ohm, potrete ricavare in uscita un segnale di AF avente la potenza indicata dalla seguente tabella:

potenza del trasmettitore pilota	tensione di alimentazione del transistor D44H8	assorbimento collettore	potenza input	potenza AF in antenna
0,5 watt	12,6 volt	0,4 amper	5 watt	4 watt
1 watt	12,6 volt	0,6 amper	7,5 watt	6 watt
2 watt	12,6 volt	0,8 amper	10 watt	9 watt
3 watt	12,6 volt	1,2 amper	15 watt	12 watt
5 watt	12,6 volt	1,5 amper	19 watt	15 watt

Logicamente aumentando la tensione di alimentazione da 12,6 volt ad un massimo di 15-16 volt

la potenza in uscita aumenterà notevolmente: è comunque consigliabile non superare i 16 volt (anche se nelle prove da noi condotte si sono raggiunti anche i 24 volt) per non compromettere la vita del transistor, così come non è consigliabile scendere al di sotto degli 11,5 volt perché in questo caso la potenza diminuirebbe bruscamente anche se la differenza di tensione fra 12,6 e 11,5 è, come potrete facilmente notare, di un solo volt.

Come accade poi in ogni altro tipo di « lineare » ad un solo transistor la modulazione risulterà per un 20% positiva e per un 80% negativa, vale a dire che controllando con un oscilloscopio il segnale di AF potremo notare che il segnale stesso in presenza di modulazione si espanderà in ampiezza soltanto di un 20% per cui controllando tale segnale con un wattmetro o con una lampadina sonda avremo la sensazione che la modulazione risulti totalmente negativa.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico di questo amplificatore AF è visibile in fig. 1.

Il segnale prelevato dall'uscita d'antenna del

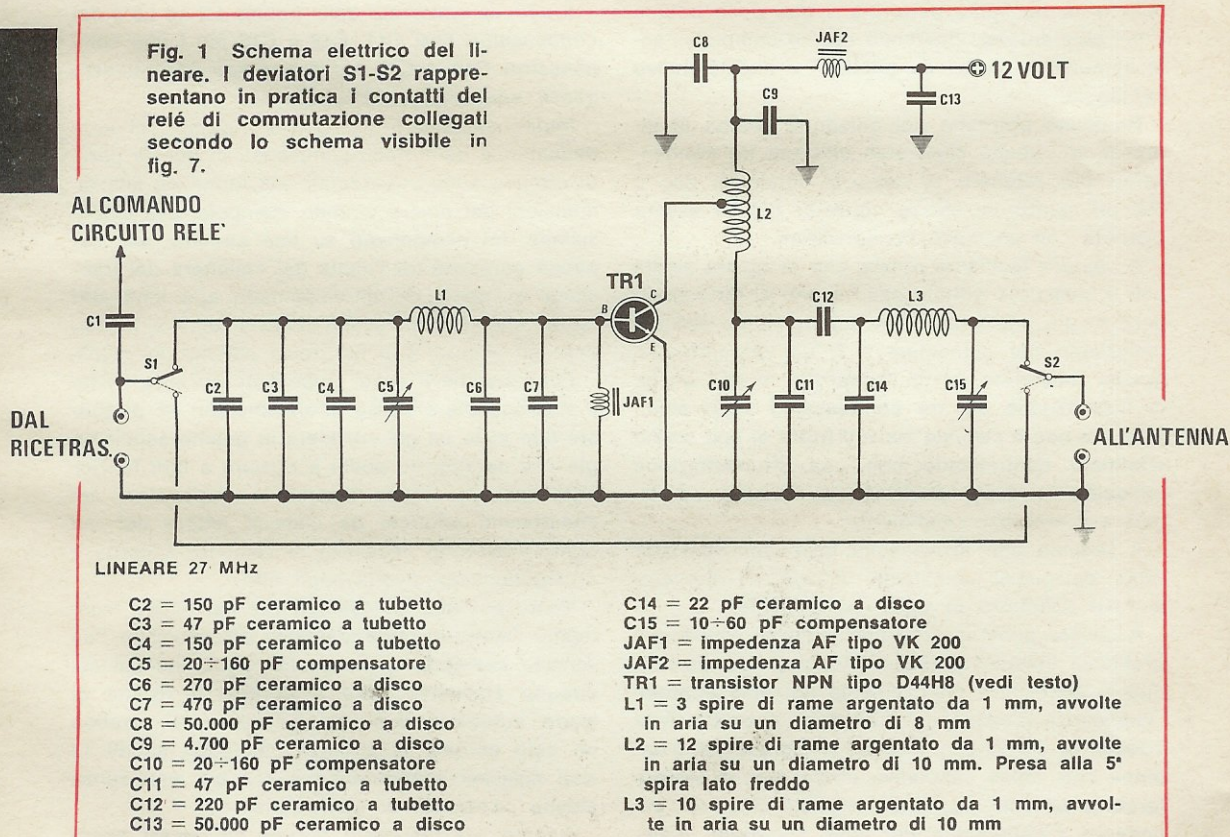
trasmettitore tramite un cavetto coassiale con una impedenza caratteristica di 52 ohm (leggere note di taratura) viene applicato ad una estremità della bobina L1 l'altra estremità della quale è collegata alla base del transistor di potenza TR1.

Tale bobina insieme ai condensatori applicati ai suoi estremi (C2-C3-C4 e C5 in ingresso e C6-C7 in uscita) costituisce un filtro a pi-greco indispensabile per poter adattare l'impedenza di 52 ohm d'uscita del trasmettitore all'impedenza d'ingresso del transistor.

Non va infatti dimenticato che in AF il modo migliore per ottenere il massimo trasferimento d'energia è quello di adattare in modo perfetto l'impedenza interna del generatore (in questo caso rappresentata dall'impedenza d'uscita del trasmettitore) con l'impedenza di carico (che nel nostro caso è l'impedenza d'ingresso del transistor): un disadattamento d'impedenza introduce infatti quasi sempre perdite così elevate che può anche succedere di ricavare in uscita dal lineare una potenza inferiore o pari a quella generata dal solo trasmettitore.

Il filtro a pi-greco da noi realizzato è quello che fornisce la massima resa sul nostro circuito

Fig. 1 Schema elettrico del lineare. I deviatori S1-S2 rappresentano in pratica i contatti del relé di commutazione collegati secondo lo schema visibile in fig. 7.



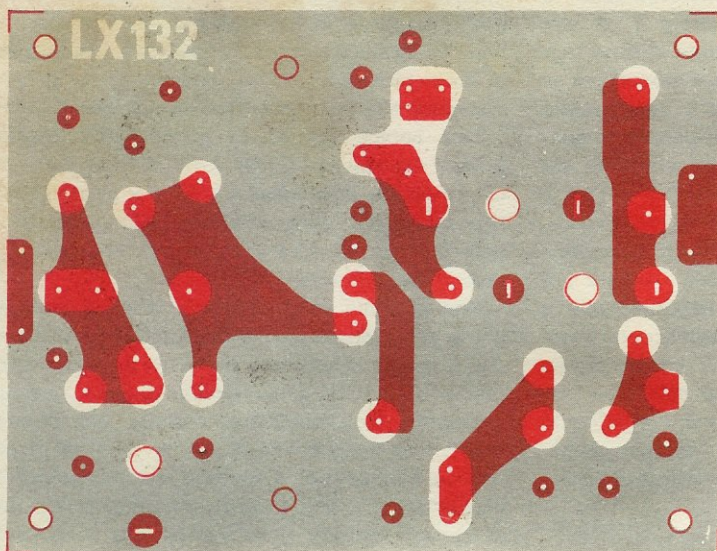


Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale necessario per realizzare questo lineare. Il circuito, come è possibile intuire, è a doppia faccia e in fibra di vetro per AF.

stampato perciò se utilizzerete un diverso circuito stampato oppure realizzerete il tutto su una basetta di bachelite perforata, i dati delle bobine e dei condensatori dovranno essere completamente cambiati in modo da adattarli a questo nuovo cablaggio.

Qualcuno potrebbe poi chiedersi perché in ingresso al circuito sono stati utilizzati tre condensatori per ottenere la capacità totale di 330 o 390 pF mentre la stessa capacità poteva essere ottenuta con un unico condensatore.

A costoro facciamo notare che la nostra scelta non è casuale o dettata dallo scopo di farvi spendere di più, ma essa è un accorgimento tecnico necessario per aumentare il Q del circuito d'ingresso riducendo quindi le perdite in AF; anche la disposizione dei tre condensatori sullo stampato poi non è casuale ma è il frutto di uno studio effettuato controllando con una strumentazione adeguata in quale posizione si riusciva ad ottenere il massimo rendimento.

Il segnale che arriva sulla base del transistor viene da questi amplificato e tale lo ritroveremo sul collettore di detto componente.

A questo punto ci troviamo a dover risolvere il problema inverso a quello che ci si era presentato in ingresso e precisamente dovremo adattare l'impedenza d'uscita del transistor a quella della bobina di sintonia e questa all'impedenza d'antenna che, come sappiamo, dovrà essere sempre tarata a 52 ohm risultando appunto 52 ohm l'impedenza caratteristica del cavo coassiale impie-

gato per trasferire il segnale dal trasmettitore all'antenna.

Il circuito composto dalle bobine L2 ed L3 e dai condensatori fissi C11, C12 e C13 più i due compensatori C10 e C15 serve appunto per ottenere questi adattamenti d'impedenza.

Inutile accennare che anche i valori dei condensatori e delle bobine impiegati in questa parte di circuito sono subordinati alla forma ed alle dimensioni del nostro circuito stampato, alla disposizione dei componenti su tale circuito, alla capacità parassita tra l'aletta del collettore del transistor e l'aletta di raffreddamento e a tanti altri fattori che contribuiscono notevolmente a modificare gli accordi o a ridurre la potenza in uscita.

Ecco perché il veder pubblicato su altre riviste il solo schema elettrico di amplificatori AF di questo tipo ci fa un po' sorridere in quanto sappiamo già che saranno in pochi a riuscire a farli funzionare essendo troppo diverse le disposizioni dei componenti adottate da ciascun lettore per cui ognuno avrebbe necessità di valori di accordo e di adattamento diversi dagli altri.

Tanto per fare un esempio, se nel nostro montaggio l'aletta di raffreddamento del transistor non venisse collegata a massa nei punti indicati sul circuito stampato, oltre a correre il rischio di avere autooscillazioni del transistor, si avrebbe un calo enorme di potenza che dagli attuali 15 watt massimi scenderebbe a soli 8-9 watt senza alcuna possibilità di aumentarla.

Quanto ora affermato potrete voi stessi appu-

rarlo a montaggio ultimato se sviterete semplicemente le viti che collegano tale aletta al circuito stampato.

Anche i due condensatori C8 e C9 applicati all'estremità superiore della bobina L2 prima dell'impedenza di AF JAF2, non possono essere unificati in un solo componente ma debbono necessariamente essere due e precisamente uno da 50.000 o 47.000 pF e l'altro da 5.000 o 4.700 pF per ridurre il pericolo di autooscillazioni.

La tensione di alimentazione del circuito, come già accennato, anche se da noi indicata di 12,6 volt, potrà essere elevata leggermente fino ad un massimo di 16 volt ottenendo un notevole aumento nella potenza d'uscita.

REALIZZAZIONE PRATICA

Questo lineare a transistor potrà essere realizzato utilizzando il nostro circuito stampato in fibra di vetro denominato LX132 e visibile a grandezza naturale in fig. 2.

Tale circuito è a doppia faccia e coloro che vorranno autoinciderselo dovranno rispettare rigorosamente le forme delle piste inferiori in quanto anche queste presentano una ben definita capacità e risultano disposte in modo da ridurre al minimo le perdite in AF.

La parte superiore dello stampato è invece quasi totalmente in rame (esclusi i fori di passaggio per i collegamenti alle piste inferiori) per

evitare autooscillazioni del transistor impiegato come amplificatore lineare.

Prima di iniziare il montaggio dei componenti bisognerà praticare su tale stampato tutti i fori nelle posizioni indicate utilizzando una punta da trapano di 0,8-1 mm. di diametro.

Compiuta questa operazione, potremo iniziare ad inserire sulla basetta i vari componenti nella esatta posizione che compete a ciascuno di essi e che è chiaramente indicata dal disegno serigrafico riportato su questo circuito.

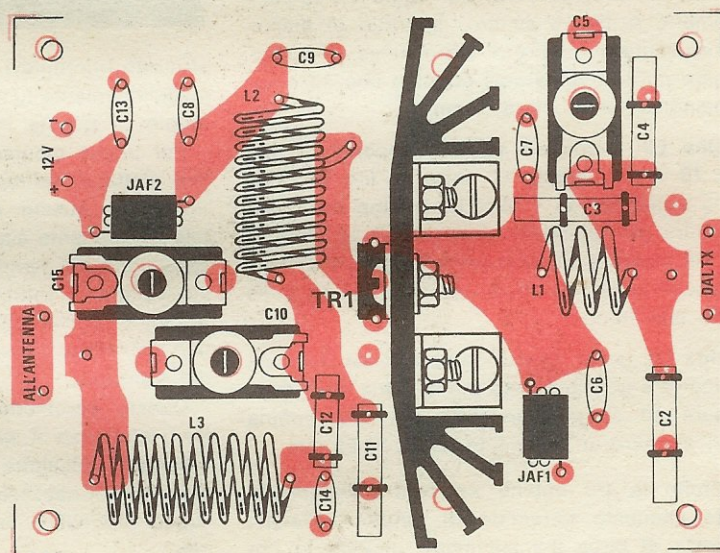
Per quanto riguarda i tre condensatori ceramici C5-C10 e C15 ricordiamo che pur presentando tutti e tre la stessa forma esterna, due soli di essi sono da 160 pF massimi (C5 e C10) mentre il terzo (C15), che va applicato in parallelo all'uscita, è di soli 60 pF.

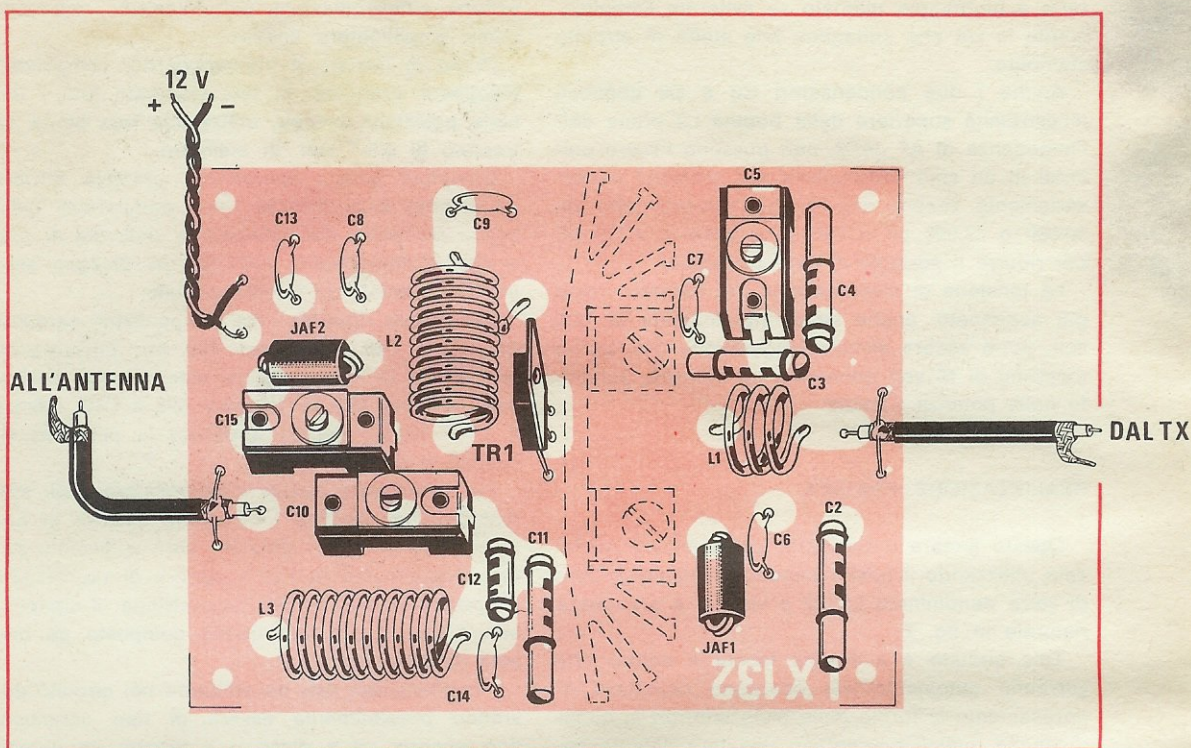
Per distinguere questo compensatore dagli altri due, poiché nessuna indicazione esterna ci fornisce il valore della capacità, sarà sufficiente svitare leggermente la vite superiore di regolazione e contare le lamelle che essa stringe: il compensatore da 60 pF sarà quello composto da una sola lamella.

I condensatori fissi da utilizzare nel circuito dovranno possibilmente essere di tipo ceramico, non importa se a disco o a tubetto, in quanto altri tipi di condensatori, pur permettendo ugualmente al circuito di funzionare, potrebbero pregiudicarne il rendimento.

Le tre bobine L1, L2 ed L3 non vi verranno fornite insieme agli altri componenti ma ciascuno

Fig. 3 Sul circuito stampato è riportato questo disegno serigrafico per aiutare il lettore nel montaggio dei componenti. I condensatori in ceramica impiegati per il circuito possono essere del tipo a tubetto o a disco.





di voi dovrà autocostruirsele utilizzando il filo di rame argentato che noi vi spediremo oppure anche un filo di rame comune purché non smaltato (almeno per quanto riguarda la bobina L2 sulla quale dovrà essere effettuata la « presa » di collettore di TR1) e seguendo minuziosamente le istruzioni qui sotto riportate:

Bobina L1: avvolgere su una punta da trapano di diametro 8 mm. o su un cilindretto di diametro equivalente n. 3 spire di filo di rame da 1 mm.; allungare poi la bobina così ottenuta fino ad avere un solenoide lungo circa 1 cm.

Bobina L2: avvolgere su un supporto di diametro 10 mm. numero 12 spire di filo di rame nudo o argentato da 1 mm. La bobina così ottenuta andrà poi allungata spaziandone le spire in modo da ricavare un solenoide lungo 24-25 mm. La presa di collettore dovrà essere effettuata sulla 5° spira lato freddo.

Bobina L3: sullo stesso supporto da 10 mm. di diametro e con lo stesso filo di rame da 1 mm., avvolgere 10 spire allungando poi tale bobina fino ad ottenere un solenoide lungo 24-25 mm.

Costruite le tre bobine potremo stagnarle al circuito stampato cercando di tenerle sollevate da questo di circa 2-3 millimetri: quando le co-

Fig. 4 Schema pratico di montaggio dell'amplificatore lineare. Per i collegamenti tra circuito stampato e bocchettoni di ingresso e d'uscita si dovrà utilizzare solo ed esclusivamente del cavo coassiale da 52 ohm d'impedenza caratteristica.

struirete ricordatevi quindi di lasciarne gli estremi sufficientemente lunghi per poter effettuare il montaggio in questa maniera.

Per ultimo monteremo il transistor con la relativa aletta di raffreddamento.

Per far questo occorrerà fissare innanzitutto tale componente allo stampato rispettandone la disposizione dei terminali; appoggeremo poi a questo l'aletta di raffreddamento disponendola come in fig. 5 e con una matita faremo un cerchietto sull'aletta stessa in corrispondenza del foro del transistor.

Questo cerchietto ci servirà per praticarvi il foro attraverso il quale dovrà passare la vite di fissaggio dell'aletta al transistor; altri due fori saranno poi necessari per potervi applicare le due squadrette utili a fissare l'aletta al circuito stampato.

Ricordiamo inoltre che la parte metallica del transistor (corrispondente al piedino del collettore) dovrà risultare elettricamente isolata dal metallo dell'aletta per cui la vite di fissaggio andrà completata con una rondella isolante mentre fra il transistor e l'aletta dovrà essere interposto un foglio di mica; il tutto andrà poi stretto con un dado.

L'aletta di raffreddamento, da parte sua, dovrà essere posta verticalmente, come vedesi nella foto, facendo bene attenzione che essa risulti elettricamente a contatto con il rame che costituisce la massa del circuito stampato in quanto, come già accennato, non solo la mancanza di un buon contatto ridurrebbe notevolmente il segnale AF d'uscita, ma anche perché tale aletta, così collocata, serve come un efficace « schermo » per separare lo stadio d'entrata da quello d'uscita.

TARATURA

Terminato il montaggio inizierà la parte più interessante di tutta la realizzazione cioè la taratura: è infatti dall'accuratezza o meno con cui viene svolta questa operazione che dipende la possibilità di ottenere il massimo segnale AF in uscita.

Essa permette inoltre di comprendere cosa si-

gnifica e quali inconvenienti arreca il disadattare anche solo leggermente l'impedenza d'ingresso o d'uscita del lineare dimostrando in tutta la sua realtà che quanto abbiamo finora affermato corrisponde a verità.

Come prima operazione dovremo collegare in uscita al lineare un wattmetro di AF con impedenza d'ingresso 52 ohm; chi non lo possedesse potrà impiegare al suo posto una sonda di carico simile a quella presentata sul n. 26 a pag. 518 che serviva per la taratura del TX15.

Potremo quindi collegare l'uscita del trasmettitore all'ingresso del lineare utilizzando per questo scopo un cavetto coassiale da 52 ohm lungo circa 90 cm. il quale andrà collegato direttamente sul bocchettone d'antenna del trasmettitore da una parte e sul bocchettone d'ingresso del lineare da quell'altra.

Se la lunghezza del coassiale utilizzato non sarà di 90 cm. come da noi indicato ma vi servirete di uno spezzone lungo 20 o 30 cm. dovrete necessariamente modificare la capacità del condensatore C2 nel modo che spiegheremo più oltre.

A questo punto se avete un amperometro (oppure il tester posizionato sulla portata 1 amper f.s.) potrete inserirlo in serie all'alimentazione positiva del transistor in modo da controllare l'assorbimento totale.

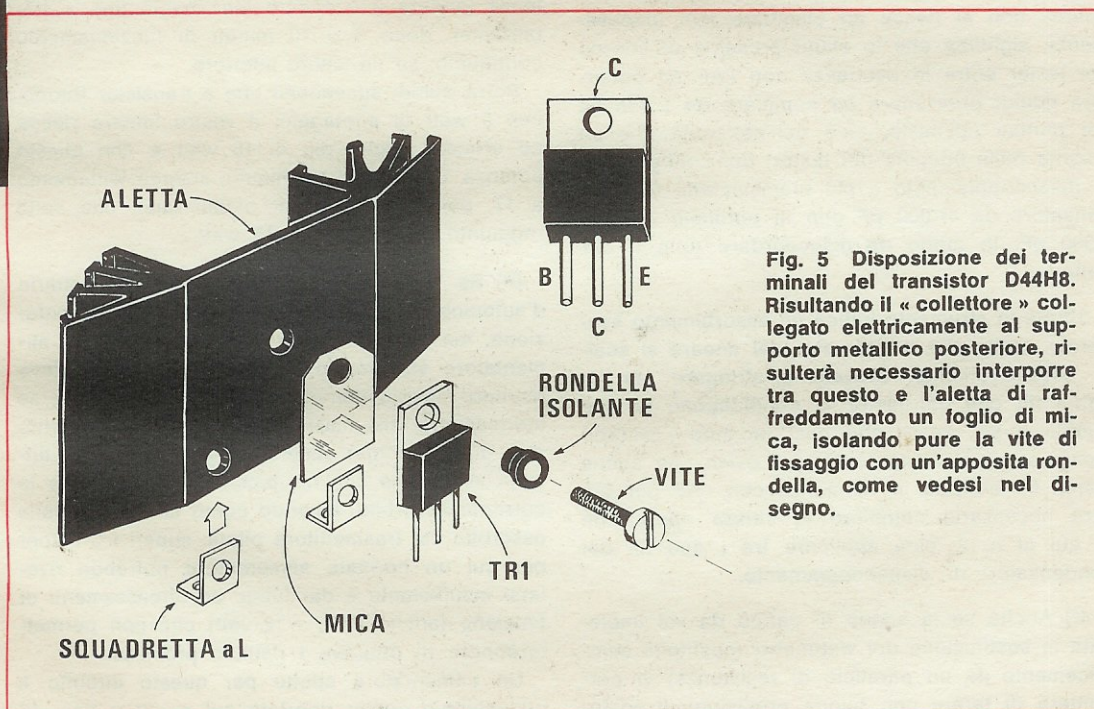


Fig. 5 Disposizione dei terminali del transistor D44H8. Risultando il « collettore » collegato elettricamente al supporto metallico posteriore, risulterà necessario interporre tra questo e l'aletta di raffreddamento un foglio di mica, isolando pure la vite di fissaggio con un'apposita rondella, come vedesi nel disegno.

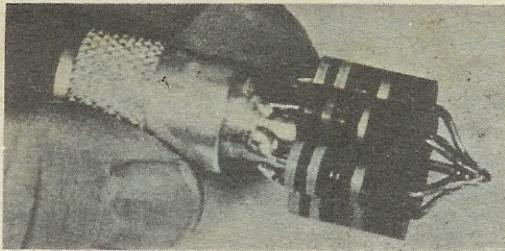


Fig. 6 Se non disponete di un wattmetro di AF, per tarare questo lineare sarà necessario costruire una sonda di carico, come vi abbiamo spiegato a pag. 518 del n. 26, utilizzando a tale scopo solo ed esclusivamente resistenze antiinduttive.

Vorremmo tuttavia precisare taluni particolari che forse non tutti conoscono e dei quali invece riteniamo utile mettervi al corrente per evitare continue telefonate alla nostra redazione ed eliminare migliaia di lettere chiedenti spiegazioni in proposito.

Ricordatevi quindi ch :

1^o) Inserendo l'amperometro in serie all'alimentazione si introduce una certa caduta di tensione la quale, pur essendo di entit  minima, porta tuttavia ad una diminuzione della potenza d'uscita per cui la potenza che noi misuriamo col wattmetro risulter  inferiore alla potenza d'uscita reale del lineare, cio  a quella potenza che otterremo una volta tolto l'amperometro.

2^o) Se la lancetta dell'amperometro tende a deviare in senso contrario, e anche invertendo i puntali non si riesce ad eliminare tale inconveniente, significa che lo shunt presente all'interno del tester entra in risonanza con l'AF ed occorrer  quindi provvedere ad applicare tra i due fili dei puntali (all'inizio, cio  nell'estremit  che va inserita nelle boccole del tester) dei condensatori di disaccoppiamento e pi  precisamente un condensatore da 47.000 pF con in parallelo 4.700 o 1.000 pF, in modo da disaccordare tutto il circuito.

3^o) Se lo strumento indica un assorbimento esagerato senza che il transistor del lineare si scaldi eccessivamente, provate a stringere con le dita i fili che dal tester si congiungono ai due puntali e se notate che cos  facendo l'assorbimento si riduce notevolmente   ovvio che anche questi fili entrano in risonanza con l'AF per cui sar  necessario compiere la stessa operazione di cui al n. 2, cio  applicare tra i due fili dei condensatori di disaccoppiamento.

4^o) Anche se la sonda di carico da voi impiegata in sostituzione del wattmetro (costituita semplicemente da un parallelo di resistenze) vi permetter  di tarare con buona precisione il vostro

lineare, non abbiate la pretesa di ottenere da questa la stessa identica precisione che vi verrebbe fornita da un wattmetro di AF del costo di mezzo milione.

La lettura che otterrete risulter  infatti sempre inferiore alla realt  e tale differenza tender  ad aumentare man mano che la sonda si scalda, perci  se rileverete una tensione tale che sostituisce il valore nella formula:

$$V \times V : 104 = \text{WATT}$$

dia luogo ad una potenza ad esempio di 10 watt, potrete star certi che tale potenza in realt  sar  di 12 o 13 watt.

5^o) Non meravigliatevi poi se nei primi minuti di funzionamento il vostro lineare eroga una potenza superiore a quella da noi dichiarata in quanto man mano che il transistor si scalda tale potenza tender  a scendere lentamente fino a stabilizzarsi, dopo 5 o 10 minuti di funzionamento continuato, su un valore inferiore.

Potr  quindi succedervi che a transistor freddo, con 5 watt di pilotaggio, il vostro lineare riesca ad erogare anche pi  di 18 watt e che questa potenza, dopo qualche minuto, scenda lentamente a 17, poi a 16 watt per stabilizzarsi, una volta raggiunto il regime, sui 15 watt.

6^o) Se alimentate il tutto con una batteria d'automobile non esistono problemi d'alimentazione, ma se per questo scopo utilizzate un alimentatore stabilizzato ricordiamo che esso deve risultare sovradimensionato in quanto, anche se teoricamente alla massima potenza l'assorbimento non dovrebbe mai superare i 2 Amper, pu  tuttavia succedere che nei picchi di modulazione la corrente assorbita, tenendo conto anche di quella assorbita dal trasmettitore pilota, superi i 3 amper per cui un normale alimentatore potrebbe rivelarsi insufficiente e dar luogo ad abbassamenti di tensione (anche sotto i 12 volt) che non permetterebbero di ottenere i risultati promessi.

Un alimentatore adatto per questo circuito   ad esempio quello riportato sul n. 30 a pag. 48

(contraddistinto dalla sigla LX45) il quale è in grado di erogare un massimo di 6 amper.

Anche i fili di collegamento tra l'alimentatore ed il trasmettitore hanno poi un'importanza notevole infatti se questi non risultano di sezione adeguata (nei circuiti che ci vengono spediti da riparare troviamo talvolta fili da impianto luce da 0,35 mm. sufficienti per un massimo di 0,3 amper) o sono troppo lunghi, danno luogo ad una caduta di tensione tale per cui, se sulle boccole d'uscita dell'alimentatore sono presenti più di 12 volt, al trasmettitore ne giungono sì e no 11,5 e tali 11,5 volt, in corrispondenza ai picchi di modulazione, scendono vertiginosamente verso valori più bassi per cui è normale che il progetto non funzioni correttamente. (È necessario filo con diametro di almeno 1,5 mm.).

Premesso questo, potremo ora passare alla taratura vera e propria del lineare il cui ingresso, come vi abbiamo consigliato di fare, è stato collegato al bocchettone d'antenna del trasmettitore mediante un cavetto coassiale da 52 ohm di impedenza caratteristica, mentre sul suo bocchet-

tone d'uscita è stato applicato il wattmetro oppure la sonda resistiva.

Come prima operazione tareremo il compensatore C5 posto all'ingresso del lineare fino a leggere sulla sonda di carico o sul wattmetro la massima indicazione.

Se questa verrà ottenuta stringendo al massimo la vite del compensatore (massima capacità) sarà necessario aumentare la capacità in ingresso aggiungendo, in parallelo ai tre condensatori fissi già presenti, uno o più condensatori da 33 pF o da 47 pF, mentre se otterremo la lettura massima alla minima capacità di C5, dovremo sostituire uno dei due condensatori da 150 pF con un altro in ceramica da 47 pF o da 33 pF.

Vi ricordiamo inoltre che se il cavo coassiale da voi utilizzato è molto corto (meno di 10 cm.) la capacità totale d'ingresso è senz'altro insufficiente per cui dovrete quasi sicuramente *aumentarla*, mentre se il cavetto è leggermente più lungo di 90 cm. potrà rendersi necessario *diminuirlo*.

Anche l'induttanza della bobina L1 influisce poi

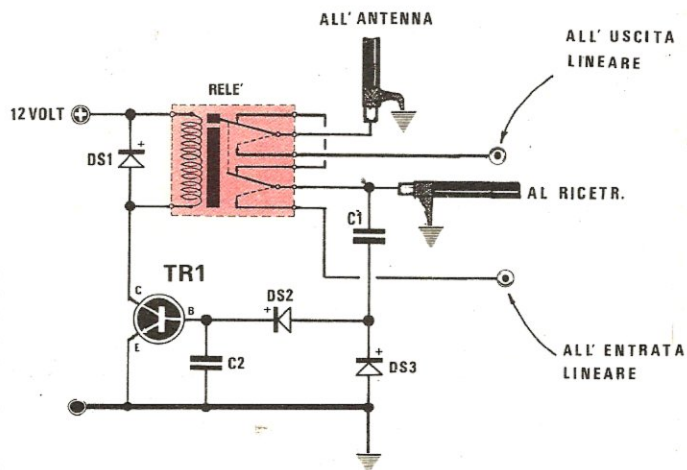


Fig. 7 Per ottenere la commutazione automatica del lineare, quando dalla ricezione si passerà alla trasmissione si potrà utilizzare questo semplice circuito ad un solo transistor. Anche i collegamenti fra le piste del circuito stampato e i contatti del relè dovranno essere effettuati con cavo coassiale da 52 ohm.

COMMUTAZIONE A RELÈ

C1 = 4,7 pF ceramico a disco
 C2 = 2.200 pF ceramico a disco
 DS1-DS2-DS3 = diodi al silicio FDH900
 TR1 = transistor NPN tipo BC107
 Relè = 12 volt 2 scambi - tipo Siemens

sull'impedenza d'ingresso per cui se il numero delle spire di tale bobina non è esattamente quello da noi indicato sarà ancora necessario modificare il valore della capacità d'ingresso e precisamente se L1 si compone di 2 spire e mezzo anziché 3 tale capacità dovrà essere aumentata, mentre se tale bobina ha 3 spire e mezzo dovremo togliere circa 33 pF; in ognuno dei due casi cambierà però il rendimento in quanto il rendimento massimo del circuito lo si ottiene appunto con una bobina a 3 spire.

In corrispondenza al punto di taratura del compensatore C5 si avrà anche il massimo assorbimento da parte del transistor tanto che il valore che voi leggerete sull'amperometro potrà anche rivelarsi superiore a quanto da noi indicato nella tabella degli assorbimenti.

Regolato C5 potremo passare a tarare C10 cercando ancora una volta di ottenere la massima lettura in uscita.

Per ultimo regoleremo il compensatore C15 sempre sforzandoci di leggere sul voltmetro applicato alla sonda la massima tensione (oppure la massima potenza sul wattmetro).

Anche in questo caso, se per ottenere il massimo rendimento dovrete stringere il più possibile la vite posta sul compensatore, sarà necessario aumentare leggermente la capacità del condensatore C14 che da 22 pF dovrà essere portato a 33 o a 47 pF.

Così facendo potrete constatare che il massimo rendimento verrà ora ottenuto con minor capacità su C10 e maggior capacità su C15.

Il valore dei condensatori C11 e C14 è molto critico in quanto una variazione in più o in meno del 5% della capacità totale può essere sufficiente ad impedire un regolare accordo dei due compensatori C10 e C15: qualora vi trovaste nella condizione di non riuscire a tarare questi due compensatori dovrete quindi tentare di modificare sperimentalmente il valore di C11 e C14.

Attenzione comunque a non eccedere troppo nei cambiamenti in quanto così facendo è facile ridurre anche di molto il rendimento del lineare, cioè ricavare un 30-40% in meno di quanto esso può in realtà fornire.

Speriamo comunque che queste nostre precisazioni vi siano del tutto inutili, cioè che tutto il vostro circuito funzioni regolarmente senza doversi apportare alcuna modifica e su questo non abbiamo dubbi se avrete seguito punto per punto le nostre istruzioni.

Nel caso però vi si presentasse una delle condizioni appena esposte, cioè che qualcosa per le tolleranze dei componenti o per vostra disatten-

zione non funzioni a dovere, saprete già dove ne risiede la causa quindi potrete intervenire per eliminarla.

A questo punto il vostro lineare è perfettamente a posto quindi potremmo concludere il nostro discorso: prima di farlo vogliamo però precisarvi che qualora il transistor finale del vostro trasmettitore, applicandogli il lineare in uscita, dovesse scaldare un po' più del normale, ritoccando *leggermente* il compensatore C5 potrete ridurre la dissipazione.

Se poi il vostro trasmettitore non è di tipo commerciale ma ve lo siete autocostruito come fanno i veri radioamatori, non sarà male ritoccare il condensatore d'accordo dello stadio finale e dell'eventuale filtro a pi-greco presente sull'uscita: così facendo, noterete immediatamente un aumento della potenza del lineare in quanto tale nuova taratura potrà correggere eventuali piccoli disadattamenti tra l'uscita del trasmettitore e l'ingresso del lineare stesso.

Per chi poi vorrà controllare il rapporto d'onda stazionario (R.O.S.) presente tra l'uscita del trasmettitore e l'ingresso del lineare facciamo presente che un rapporto 1/1,2 - 1/1,3 in questo punto è più che normale.

Come ultima precisazione, anche se potrebbe risultare superfluo, ricordiamo che il lineare potrà risultare collegato alla tensione di alimentazione anche quando si passerà in ricezione in quanto, quando manca in ingresso il segnale AF, il transistor in esso contenuto non assorbe nessuna corrente.

COMMUTAZIONE RICEZIONE-TRASMISSIONE

Se questo lineare viene applicato all'uscita di un ricetrasmettitore è ovvio che è necessaria una commutazione che permetta, allorché si passa dalla trasmissione alla ricezione, di « saltare » il lineare, cioè che permetta al segnale proveniente dall'antenna di arrivare direttamente al bocchettone d'uscita del trasmettitore senza attraversare il lineare (cosa che sarebbe naturalmente impossibile).

In pratica quindi quando si è in « trasmissione » il segnale generato dal ricetrasmettitore deve essere applicato sull'ingresso del lineare e prelevato dall'uscita di quest'ultimo per essere inviato all'antenna, mentre quando si è in « ricezione » il segnale proveniente dall'antenna deve raggiungere direttamente l'ingresso del ricetrasmettitore escludendo il circuito dell'amplificatore lineare.

Questa commutazione può essere ottenuta tramite i contatti di un relè la cui bobina va inserita in una posizione del ricetrasmittitore in cui vi sia tensione solo quando si passa dalla ricezione alla trasmissione: in tal modo, quando noi vorremo trasmettere, i contatti del relè commuteranno automaticamente inserendo il lineare sull'uscita del trasmettitore, mentre quando vorremo ricevere, il relè si disecciterà disinserendo tale amplificatore e mettendo direttamente in contatto l'uscita del trasmettitore con l'antenna.

La tensione necessaria ad eccitare la bobina del relè potrebbe venir prelevata direttamente dal pulsante del microfono, ma è più consigliabile adottare la soluzione indicata in fig. 7: come potrete infatti osservare, tramite il condensatore C1 da 3,9 o 4,7 pF al massimo, viene prelevata una parte del segnale AF presente sull'uscita del ricetrasmittitore quando questo si trova appunto in posizione « trasmissione » e tale tensione viene raddrizzata tramite due diodi al silicio DS2 e DS3.

La tensione positiva che così si ottiene viene utilizzata per eccitare la base di un transistor NPN al silicio tipo BC107 - BC207 o similari il quale si porta immediatamente in conduzione: inserendo quindi in serie al collettore di questo transistor la bobina di eccitazione del relè, questa provvederà automaticamente ad effettuare la commutazione non appena noi ci metteremo a trasmettere.

Il relè da impiegare in questo circuito dovrà essere sufficientemente sensibile in quanto si deve eccitare anche per livelli d'uscita del segnale non troppo elevati, per cui si consiglia di utilizzare un tipo Siemens o similare da 9 o 12 volt.

È ovvio che se il vostro trasmettitore eroga poca potenza (cioè una potenza inferiore ad 1 watt) può accadere che la base del transistor utilizzato in questo circuito non riesca a polarizzarsi sufficientemente e che quindi il transistor non riesca a far eccitare il relè: in questi casi si dovrebbero utilizzare due transistor in cascata in modo da ottenere, con due amplificazioni successive, una corrente sufficiente sulla bobina.

Noi però, in questo caso, consiglieremo di adottare la prima soluzione, cioè di prelevare la

tensione necessaria ad eccitare la bobina del relè direttamente dall'interruttore microfonico.

Il relè dovrà poi essere inserito possibilmente entro la stessa scatola del lineare cercando di tenere il più corto possibile i collegamenti fra i contatti del relè stesso e l'entrata e l'uscita del lineare.

Se questi collegamenti risulteranno, malgrado tutto, di una certa lunghezza, sarà meglio effettuarli utilizzando il solito cavetto coassiale da 52 ohm la cui calza metallica dovrà essere collegata alla massa su entrambi gli estremi.

Questi cavetti potranno a loro volta introdurre delle capacità indesiderate sia sull'ingresso che sull'uscita del lineare per cui potrà pure rendersi necessario apportare nuove modifiche alle capacità di accordo in questi due punti.

Tutto l'amplificatore lineare andrà infine collocato, insieme al relè e al circuito di eccitazione, all'interno di una piccola scatola metallica applicandovi sull'ingresso e sull'uscita (come vedesi nella foto) due bocchettoni per cavo coassiale.

COSTO DEL PROGETTO

Il solo circuito stampato del « lineare », a doppia faccia L. 2.400

Il solo materiale occorrente per la realizzazione del lineare, cioè circuito stampato, transistor D44H8, aletta di raffreddamento, compensatori, condensatori, filo di rame argentato per le bobine, due bocchettoni maschi e due bocchettoni femmina per cavo coassiale L. 15.000

Il solo materiale occorrente per il circuito di commutazione, cioè un relè SIEMENS da 9 o 12 volt, un transistor BC107 o BC207, diodi al silicio e condensatori L. 3.500

A questi dovranno aggiungersi L. 1.500 per spese postali.



AMPLIFICATORI COMPONENTI ELETTRONICI INTEGRATI

VIALE E. MARTINI, 9 20139 MILANO-TEL. 53 92 378

già Ditta FACE

CONDENSATORI ELETTROLITICI		B80-C2200/3200 900		COMPACT cassette C/60 L. 550	
TIPO	LIRE	B120-C2200 1000		COMPACT cassette C/90 L. 800	
1 mF 12 V	60	B80-C7000/9000 1800		ALIMENTATORI con protezione elettronica ancircuiti regolabili:	
1 mF 25 V	70	B100 A 30 3500		da 6 a 30 V e da 500 mA a 2 A L. 8.500	
1 mF 50 V	90	B120-C7000 2000		da 6 a 30 V e da 500 mA a 4,5 A L. 10.500	
2 mF 100 V	100	B200 A 30 valanga controllata 6000		ALIMENTATORI a 4 tensioni 6-7,5-9-12 V per man- gianastris mangiadischi, registratori, ecc. L. 2.400	
2,2 mF 16 V	60	B200-C2200 1400		TESTINE di cancellazione e registrazione Lesa, Geloso, Castelli, Europhon la coppia L. 2.000	
2,2 mF 25 V	70	B400-C1500 650		TESTINE K 7 la coppia L. 3.000	
4,7 mF 12 V	60	B400-C2200 1500		MICROFONI K 7 e vari L. 2.000	
4,7 mF 25 V	80	B600-C2200 1800		POTENZIOMETRI perno lungo 4 o 6 cm e vari L. 200	
4,7 mF 50 V	80	B100-C5000 1500		POTENZIOMETRI con Interruttore L. 230	
8 mF 350 V	160	B200-C5000 1500		POTENZIOMETRI micron senza Interruttore L. 200	
5 mF 350 V	160	B100-C10000 2800		POTENZIOMETRI micron con Interruttore radio L. 220	
10 mF 12 V	80	B200-C20000 3000		POTENZIOMETRI micromignon con Interruttore L. 120	
10 mF 25 V	80	REGOLATORI		TRASFORMATORI D'ALIMENTAZIONE	
10 mF 63 V	100	E STABILIZZATORI 1,5 A		600 mA primario 220 secondario 6 V o 7,5 V o 9 V o 12 V L. 1.100	
22 mF 16 V	60	TIPO LIRE		1 A primario 220 V secondario 9 a 13 V L. 1.600	
22 mF 25 V	90	LM340K5 2600		1 A primario 220 V secondario 12 V o 16 V o 23 V L. 1.600	
32 mF 16 V	70	LM340K12 2600		800 mA primario 220 V secondario 7,5+7,5 V L. 1.100	
32 mF 50 V	90	LM340K15 2600		2 A primario 220 V secondario 30 V o 36 V L. 3.000	
32 mF 350 V	300	LM340K18 2600		3 A primario 220 V secondario 12 V o 18 V o 24 V L. 3.000	
32 + 32 mF 350 V	450	LM340K4 2600		3 A primario 220 V secondario 12+12 V o 15+15 V L. 3.000	
50 mF 12 V	80	DISPLAY E LED		4 A primario 220 V secondario 15+15 V o 24+24 V o 24 V L. 6.000	
50 mF 25 V	100	TIPO LIRE		OFFERTE RESISTENZE, TRIMMER, STAGNO, CONDENSATORI	
50 mF 50 V	130	Led bianchi e rossi 400		Busta 100 resistenze miste L. 500	
50 mF 350 V	400	Led verdi 800		Busta 10 trimmer misti L. 600	
50 + 50 mF 350 V	650	Led bianchi 800		Busta 50 condensatori elettrolitici L. 1.400	
100 mF 16 V	100	FND70 2000		Busta 100 condensatori elettrolitici L. 2.500	
100 mF 25 V	120	FND500 3500		Busta 100 condensatori pF L. 1.500	
100 mF 50 V	145	DL707 (con schema) 3000		Busta 5 condensatori elettrolitici a vitone, baionetta 2 o 3 capacità L. 1.200	
100 mF 350 V	650	CONTRAVES		Busta 30 potenziometri doppi e semplici e con Interruttore L. 2.200	
100 + 100 mF 350 V	900	TIPO LIRE		Busta 30 gr. stagno L. 260	
200 mF 12 V	120	Decimali 1800		Rocchetto stagno 1 Kg. a 63% L. 5.600	
200 mF 25 V	160	Binari 1800		Cuffie stereo 8 ohm 500 mW L. 6.000	
200 mF 50 V	200	Spallette 200		Microrelais Siemens e Iskra a 2 scambi L. 2.100	
220 mF 12 V	120	Aste filettate con dadi 150		Microrelais Siemens e Iskra a 4 scambi L. 2.300	
220 mF 25 V	160	TRASFORMATORI		Zoccoli per microrelais a 2 scambi e a 4 scambi L. 280	
250 mF 12 V	130	TIPO LIRE		Molla per microrelais per i due tipi L. 40	
250 mF 25 V	160	10 A 18V 15.000		Zoccoli per integrati a 14 e 16 piedini Dual-in-Line L. 280	
250 mF 50 V	180	10 A 24V 15.000		SFD 70 L. 3.000	
300 mF 16 V	140	10 A 34V 15.000		LED L. 400	
320 mF 16 V	150	10 A 25+25V 17.000		TRIAC	
400 mF 25 V	180	AMPLIFICATORI		TIPO LIRE	
470 mF 16 V	130	TIPO LIRE		1 A 400 V 800	
500 mF 12 V	140	Da 1,2 W a 9 V con SN7601 1500		4,5 A 400 V 1200	
500 mF 25 V	190	Da 2 W a 9 V con TAA611B testina magnetica 1900		6,5 A 400 V 1600	
500 mF 50 V	260	Da 4 W a 12 V con TAA611C testina magnetica 2500		6 A 600 V 1800	
640 mF 25 V	220	Da 6 W 18 V 4500		10 A 500 V 1800	
1000 mF 16 V	250	Da 30 W 30/35 V 15000		10 A 400 V 1600	
1000 mF 25 V	350	Da 25+25 36/40 V senza preamplificatore 21000		10 A 600 V 2200	
1000 mF 50 V	500	Da 25+25 36/40 V con preamplificatore 30000		15 A 400 V 3100	
1000 mF 70 V	480	Da 5+5 16 V completo di alimentatore escluso trasformatore 12000		15 A 600 V 3600	
1000 mF 100 V	850	Da 3 W a blocchetto per auto 2100		25 A 400 V 14000	
2000 mF 16 V	350	Alimentatore per amplificatore 25+25 W stabilizzato a 12 e 36 V 13000		25 A 600 V 15500	
2000 mF 25 V	450	5 V con preamplificatore con TBA641 2800		40 A 400 V 34000	
2000 mF 50 V	1300	S C R		40 A 600 V 39000	
2000 mF 100 V	1300	TIPO LIRE		100 A 600 V 55000	
3000 mF 16 V	400	1 A 100 V 500		100 A 800 V 60000	
3000 mF 25 V	500	1,5 A 100 V 600		340 A 600 V 65000	
3000 mF 50 V	800	1,5 A 200 V 700			
4000 mF 25 V	750	2,2 A 200 V 850			
4000 mF 50 V	1200	3,3 A 400 V 950			
5000 mF 40 V	850	8 A 100 V 950			
5000 mF 50 V	1200	RADDRIZZATORI			
200+100+50+25 mF 300 V	1100	B30-C250 220			
		B30-C300 240			
		B30-C400 260			
		B30-C750 350			
		B30-C1200 450			
		B40-C1000 400			
		B40-C2200/3200 750			
		B60-C7500 1600			
		B80-C1000 450			

ATTENZIONE:

Al fine di evitare disguidi nell'evasione degli ordini, si prega di scrivere in stampatello nome ed indirizzo del committente, città e C.A.P., in calce all'ordine.

Non si accettano ordinazioni inferiori a L. 4.000; escluse le spese di spedizione.

Richiedere qualsiasi materiale elettronico, anche se non pubblicato nella presente pagina.

PREZZI SPECIALI PER INDUSTRIE - Forniamo qualsiasi preventivo, dietro versamento anticipato di L. 1.000.

CONDIZIONI DI PAGAMENTO:

a) invio, anticipato a mezzo assegno circolare o vaglia postale dell'importo globale dell'ordine, maggiorato delle spese postali di un minimo di L. 600 per C.S.V. e L. 1000, per pacchi postali.

b) contrassegno con le spese incluse nell'importo dell'ordine.

114



CIRCUITI INTEGRATI

UNIGIUNZIONI	
TIPO	LIRE
2N1671	3000
2N2646	700
2N2647	900
2N4870	700
2N4871	700

CIRCUITI INTEGRATI	
TIPO	LIRE
CA3018	1700
CA3045	1500
CA3065	1700
CA3048	4500
CA3052	4500
CA3085	3200
CA3090	3500
HA702	1400
HA703	850
HA709	700

TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE
SN7405	500	SN7453	500	SN76533	2000	TIPO	LIRE
SN7406	800	SN7454	600	TAA121	2000	TBA311	2000
SN7407	800	SN7460	600	TAA310	2000	TBA400	2000
SN7408	500	SN7473	1100	TAA320	1400	TBA440	2000
SN7410	320	SN7474	800	TAA350	1600	TBA520	2000
SN7413	800	SN7475	1100	TAA435	1800	TBA530	2000
SN7415	500	SN7476	1000	TAA450	2000	TBA540	2000
SN7494	1300	SN7481	2000	TAA550	700	TBA550	2000
SN7416	800	SN7483	2000	TAA570	1800	TBA560	2000
SN7417	700	SN7484	2000	TAA611	1000	TBA641	2000
SN7420	320	SN7485	1600	TAA611B	1200	TBA716	2000
SN7425	500	SN7486	1800	TAA611C	1600	TBA720	2000
SN7430	320	SN7489	8000	TAA621	1600	TBA750	2000
SN7432	800	SN7490	1000	TAA630	2000	TBA780	1600
SN7437	900	SN7492	1200	TAA640	2000	TBA790	1600
SN7440	500	SN7493	1300	TAA661A	1600	TBA800	1800
SN7441	1100	SN7495	1200	TAA661B	1600	TBA810	1800
SN74141	1200	SN7496	2000	TAA710	2000	TBA810S	2000
SN7442	1200	SN74154	2700	TAA761	1800	TBA820	1700
SN7443	1500	SN74181	2500	TAA861	2000	TBA950	2000
SN7444	1500	SN74191	2200	TB625A	1600	TCA240	2400
SN7445	2400	SN74192	2200	TB625B	1600	TCA440	2400
SN7446	2000	SN74193	2400	TB625C	1600	TCA511	2.200
SN7447	1900	SN74544	2100	TBA120	1200	TCA610	900
SN7448	1900	SN74150	2800	TBA221	2000	TCA830	1600
SN7450	500	SN76001	1800	TBA231	1800	TCA910	950
SN7451	500	SN76013	2000	TBA240	2000	TDA440	2000
				TBA261	1700	9368	3200
				TBA271	600		

VALVOLE

TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE
EEA91	800	ECL85	950	OA2	1600	PL508	2200	6AN8	1100	12BA6	650
DY51	800	ECL86	950	PABC80	720	PL509	3000	6AL5	800	12BE6	650
DY87	800	EF80	650	PC86	900	PY81	700	6AX5	730	12AT6	650
DY802	800	EF83	850	PC88	950	PY82	750	6BA6	650	12AU6	850
EABC80	730	EF85	650	PC92	850	PY83	780	6BE6	650	12AV6	650
EC86	900	EF86	850	PC97	850	PY88	800	6BO6	1600	12AJ8	750
EC88	900	EF89	700	PC900	900	PY500	2200	6BQ7	850	12DQ6	1600
EC92	750	EF93	650	PCC84	800	UBC81	800	6EB8	900	12ET1	800
EC97	850	EF94	650	PCC85	750	UCH42	1000	6EM5	850	17DQ6	1600
EC900	950	EF97	900	PCC88	900	UCH81	800	6ET1	700	25AX4	800
ECC81	800	EF98	900	PCC189	900	UBF89	800	6CB6	700	25DQ6	1600
ECC82	700	EF183	670	PCF80	900	UCC85	750	6CS6	750	25F11	900
ECC83	700	EF184	670	PCF82	900	UCL81	900	6BZ6	800	35D5	750
ECC84	800	EL34	3000	PCF200	950	UCL82	950	6BZ7	700	35X4	700
ECC85	700	EL36	1800	PCF201	950	UL41	1000	6F60	700	50D5	700
ECC88	900	EL81	900	PCF801	900	UL84	900	6SN7	900	50B5	700
ECC97	750	EL83	900	PCF802	900	EBG41	1000	6T8	750	50R4	800
ECC189	900	EL84	800	PCF805	950	UY85	800	6TD34	800	25E2	900
ECC808	900	EL90	800	PCH2000	900	1B3	800	6TP3	850	80	1200
ECF80	900	EL95	800	PCL82	900	1X2B	800	6TP4	700	807	2000
ECF82	830	EL503	2000	PCL84	850	5U4	850	6TP24	700	GZ34	1200
ECF83	850	EL504	1600	PCL86	900	5X4	730	6U6	700	GY501	2500
ECF86	900	EM81	900	PCL805	950	5Y3	730	6V6	1000	ORP31	2000
ECF801	900	EM84	900	PFL200	1150	6X4	700	6CG7	850	E83CC	1600
ECH43	900	EM87	1000	PL36	1600	6AX4	800	6CG8	850	E86C	2000
ECH81	750	EY81	750	PL81	1000	6AF4	1000	6CG9	900	E88C	2000
ECH83	850	EY83	750	PL82	1000	6AQ5	720	12CG7	900	E88CC	2000
ECH84	850	EY86	750	PL83	1000	6AT6	720	6DT6	700	EL80F	2500
ECH200	900	EY87	800	PL84	850	6AU6	720	25BQ6	1700	EC8010	2500
ECL80	900	EY88	800	PL95	950	6AU8	850	6DQ6	1700	EC8100	2500
ECL82	900	EZ80	650	PL504	1600	6AW6	750	7TP29	900	EC8100	2500
ECL84	850	EZ81	700	PL802	1050	6AW8	900	9EA8	800	E288CC	3000

DIODI

TIPO	LIRE
AY102	900
AY103K	500
AY104K	400
AY105K	600
AY106	900
BA100	140
BA102	240
BA114	200
BA127	100
BA128	100
BA129	140
BA130	100
BA136	300
BA148	250
BA173	250
BA182	400
BB100	350
BB105	350
BB106	350
BB109	350
BB122	350
BB141	350

TIPO	LIRE
BY103	220
BY114	220
BY116	220
BY126	240
BY127	240
BY133	240
TV11	550
TV18	620
TV20	670
1N914	100
1N4002	150
1N4003	160
1N4004	170
1N4005	180
1N4006	200
1N4007	220
OA72	80
OA81	100
OA85	100
OA90	80
OA91	80
OA95	80
AA119	80

TIPO	LIRE
AA116	80
AA117	80
AA118	80
ALIMENTATORI STABILIZZATI	
TIPO	LIRE
Da 2,5 A 12 V o	
15 V o 18 V o	4200
Da 2,5 A 24 V o	
27 V o 38 V o	
47 V	5000
F E T	
TIPO	LIRE
SE5246	700
SE5247	700
BF244	700
BF245	700
BFW10	1500
BFW11	1500
MEM564C	1500
MEM571C	1500
MPF102	700

TIPO	LIRE
2N3819	650
2N3820	1000
2N3823	1500
2N5457	700
2N5458	700
40673	1500
3N128	1500
3N140	1500
3N187	1700
ZENER	
Da 400 mW	220
Da 1 W	300
Da 4 W	600
Da 10 W	1100
DIAC	
TIPO	LIRE
Da 400 V	460
Da 500 V	500
DARLINGTON	
TIPO	LIRE
BD701	2000
BD702	2000
BDX33	2200
BDX34	2200
TIP6007	1600

SEMICONDUTTORI

TIPO	LIRE	TIPO	LIRE
AC116K	300	AC153	220
AC117K	300	AC153K	300
AC121	230	AC160	220
AC122	220	AC162	220
AC125	220	AC175K	300
AC126	220	AC178K	300
AC127	220	AC179K	300
AC127K	300	AC180	250
AC128	220	AC180K	300
AC128K	300	AC181	250
AC132	200	AC181K	300
AC135	220	AC183	220
AC136	220	AC184K	300
AC138	220	AC185K	360
AC138K	300	AC184	220
AC139	220	AC185	220
AC141	220	AC187	240
AC142	220	AC188	240
AC141K	300	AC187K	300
AC142K	300	AC188K	300
AC151	220	AC190	220
AC152	230	segue Semiconduttori	

Qualsiasi frequenzimetro progettato per effettuare misure di frequenza superiori ai 10 Megahertz è provvisto di un'entrata a bassa impedenza (di valore standard pari a 52 ohm) in quanto questo è l'unico modo per minimizzare le perdite introdotte dal cavo coassiale necessario per collegare lo strumento di misura al circuito sotto prova.

Tali perdite dipendono infatti direttamente dalla frequenza (aumentano all'aumentare di quest'ultima) e possono essere ridotte solo se l'impedenza d'ingresso del frequenzimetro o di qualsiasi altro strumento di misura risulta analoga all'impedenza caratteristica del cavo coassiale (pari a 52 ohm): in tale condizione infatti si realizza il massimo

za, soprattutto se si lavora nel campo delle VHF, anche la lunghezza del cavo può influire negativamente sulla sensibilità dello strumento in quanto, applicando in ingresso al coassiale un segnale di 50 mV, sull'entrata del frequenzimetro potrebbero giungere sì e no 10 mV (a causa delle perdite introdotte dal coassiale), cioè un segnale assolutamente insufficiente a far funzionare il nostro apparecchio.

Per ovviare a questo inconveniente si può, come vedesi in fig. 2 prelevare il segnale con una SPIRA-SONDA di filo di rame le cui estremità andranno saldate rispettivamente al rame ed alla calza del coassiale; ponendo infatti tale spira nelle immediate vicinanze del bocchettone d'uscir-

UN puntale ad ALTA IMPEDENZA

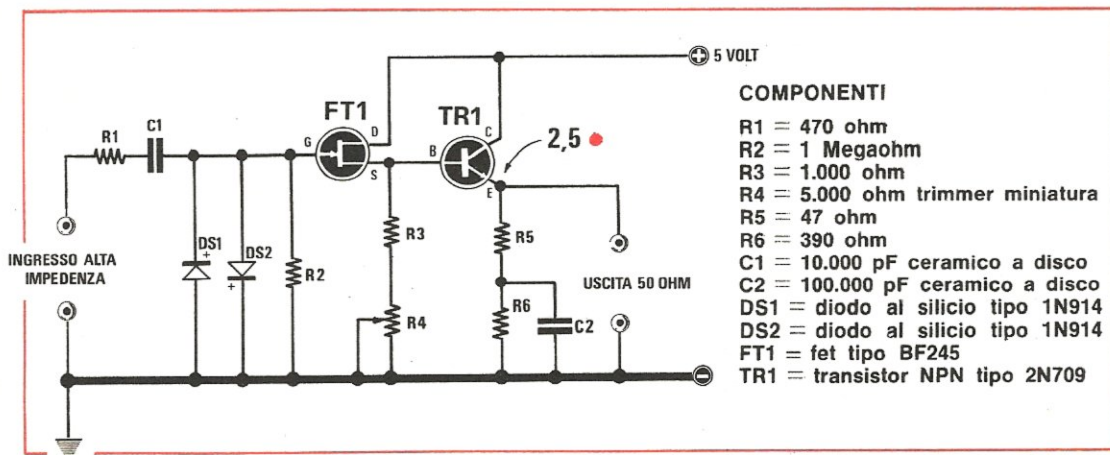
adattamento e quindi si ottiene il massimo trasferimento di potenza.

Questa soluzione però, pur permettendoci di prelevare segnali di AF da circuiti a bassa impedenza (ad esempio, dall'uscita di un trasmettitore collegando direttamente il cavo coassiale del frequenzimetro in parallelo al cavo dell'antenna o sulla sonda di carico) senza modificarne eccessivamente le caratteristiche, ci impedisce tuttavia di effettuare analoghe misure su circuiti ad alta impedenza (come sulla base o sul collettore di un qualsiasi transistor) in quanto, così facendo, ne altereremo il funzionamento.

Dobbiamo inoltre precisare che, anche quando si effettuano misure su circuiti a bassa impedenza

del trasmettitore o sull'asse della bobina oscillatrice da controllare, si riuscirà a captare, per induzione, un segnale di ampiezza sufficiente a far funzionare lo strumento senza alterare le prestazioni del circuito in esame (se una spira non dovesse bastare, sarà sufficiente farne due o tre).

Risolto questo problema resta comunque quello di non poter rilevare una frequenza prelevando il segnale direttamente sulla base o sul collettore di un transistor o in qualsiasi altra parte di un circuito interessata da un segnale AF ad alta impedenza in quanto, inserendo un'impedenza di soli 52 ohm in parallelo ad un circuito provvisto di un'impedenza notevolmente più elevata, caricheremo tale circuito al punto da far cessare



Tentare di misurare, con un frequenzimetro che disponga di un'impedenza d'ingresso di soli 52 ohm, la frequenza del segnale presente sulla base o sul collettore di un transistor o sull'uscita ad alta impedenza di un qualsiasi circuito, è quasi impossibile: per riuscirci è necessario disporre di un puntale ad alta impedenza come quello che qui Vi presentiamo.

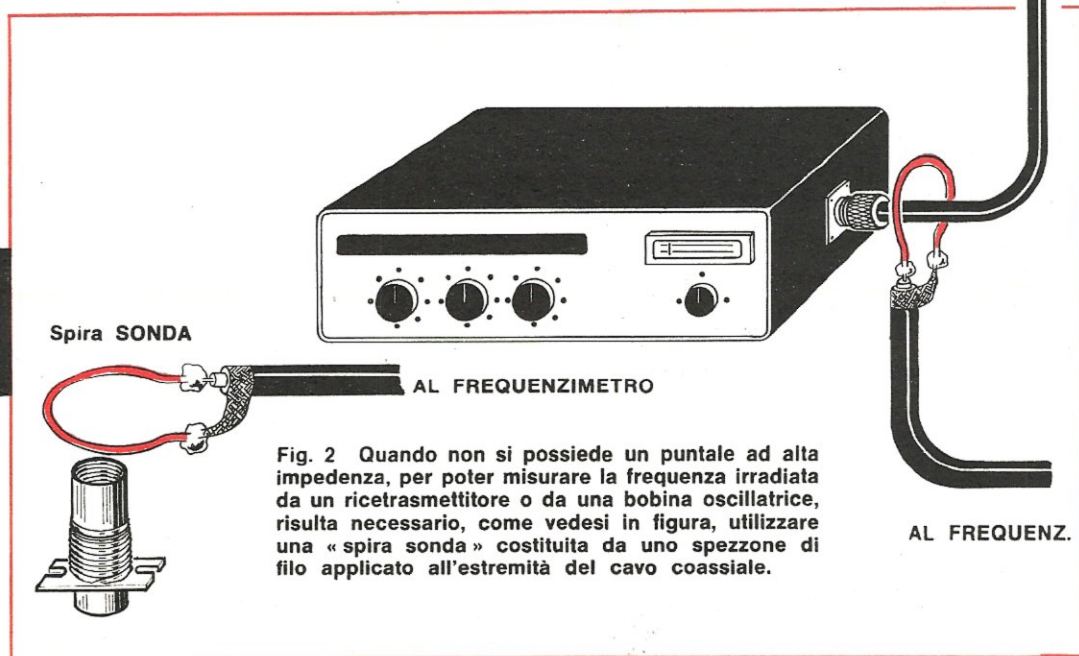


Fig. 2 Quando non si possiede un puntale ad alta impedenza, per poter misurare la frequenza irradiata da un ricetrasmittitore o da una bobina oscillatrice, risulta necessario, come vedesi in figura, utilizzare una « spira sonda » costituita da uno spezzone di filo applicato all'estremità del cavo coassiale.

le oscillazioni o da modificarne totalmente la frequenza di sintonia.

L'unico modo per poter compiere questa operazione è quello di servirsi di una sonda adattatrice con ingresso ad alta impedenza ed uscita a bassa impedenza che permetta di trasferire il segnale al frequenzimetro, (tramite un opportuno cavo coassiale) senza introdurre perdite eccessive.

In altre parole, la sonda che vi proponiamo non serve per amplificare il segnale di AF, ma svolge solo la funzione di adattatore di impedenza, cioè preleva un segnale di AF da qualsiasi parte del circuito senza causare perdite o modificarne le caratteristiche di sintonia, e lo ripresenta tale e quale sulla sua uscita, ma a bassa impedenza (52 ohm), in modo da realizzare la condizione di massimo trasferimento di potenza verso il frequenzimetro.

Questa sonda non potrà ovviamente essere inserita all'interno del frequenzimetro (altrimenti si perderebbero i vantaggi da essa introdotti) ma dovrà essere collegata all'altra estremità del coas-

siale, subito prima del puntale di misura: così facendo, essa, grazie alla sua alta impedenza d'ingresso, non altererà in alcun modo il funzionamento del circuito in esame, riuscendo altresì a trasferire, in virtù della sua bassa impedenza d'uscita perfettamente adattata col carico rappresentato dal coassiale e dal frequenzimetro, il segnale allo strumento di misura con perdite trascurabili.

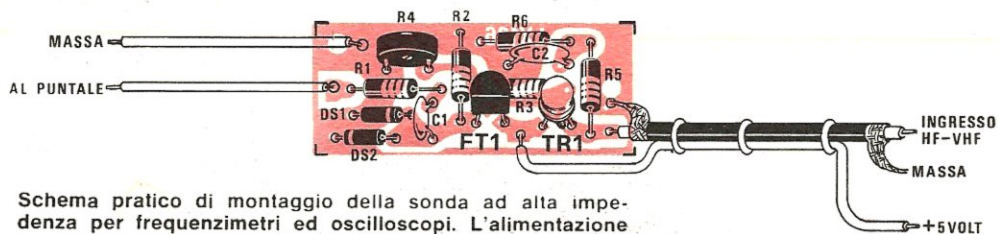
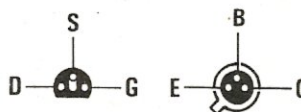
SCHEMA ELETTRICO

Come potrete osservare dalla fig. 1 lo schema elettrico di questo « adattatore d'impedenza » è estremamente semplice in quanto composto da un solo transistor e da un fet.

I due diodi al silicio DS1 e DS2 che troviamo applicati, uno in senso opposto all'altro, fra il gate del fet FT1 (di tipo BF245) e la massa, hanno ovviamente lo scopo di limitare l'ampiezza del segnale in ingresso, contenendo sia la semionda positiva che quella negativa entro un massimo di circa 0,7 volt (che è appunto la caduta di tensione tipica che si ha ai capi di un diodo po-



Fig. 3 Sulla sinistra il circuito stampato a grandezza naturale, sulla destra le connessioni dei terminali del fet e del transistor 2N709.



Schema pratico di montaggio della sonda ad alta impedenza per frequenzimetri ed oscilloscopi. L'alimentazione positiva di 5 volt viene portata con un filo che potremo fissare al cavetto coassiale nel modo indicato in questo disegno.

AL FREQUENZIMETRO

larizzato direttamente), onde evitare di arrecare danni al fet.

La resistenza R2 da 1 Megaohm, posta all'ingresso del fet, concorre a determinare l'alta impedenza d'ingresso del nostro circuito, il cui valore si aggira appunto sul Megaohm.

Sia il fet che il transistor sono poi collegati ad « emitter-follower », cioè forniscono entrambi un guadagno inferiore all'unità, permettendoci però di ottenere quella bassa impedenza d'uscita che è lo scopo principale del nostro progetto.

Per quanto riguarda il transistor TR1 si può utilizzare il tipo 2N709 o BSX29 in quanto sono gli unici che, grazie alla loro elevata frequenza di taglio, ci permettono di misurare frequenze anche dell'ordine dei 700-800 MHz; chi si accontenterà di frequenze più basse, potrà eventualmente utilizzare anche i tipi 2N914, 2N2369 oppure il 2N708 (max 200 MHz).

Il trimmer R4, applicato (tramite R3) alla base del transistor TR1, ci permetterà di variare contemporaneamente la polarizzazione del transistor e del fet onde farli lavorare nel modo migliore.

A proposito di impedenza d'uscita vorremmo

poi far notare la particolare disposizione del circuito di polarizzazione sull'emettitore di TR1: come potrete osservare, infatti, le resistenze R5 ed R6 concorrono, insieme, a limitare la corrente continua di polarizzazione dell'emettitore mentre in pratica la sola resistenza R5, insieme ad R3 ed R4 ed alle resistenze interne del transistor, serve a determinare l'impedenza d'uscita del nostro circuito che, come detto in precedenza, si aggira sui 50 ohm.

REALIZZAZIONE PRATICA

Dato l'esiguo numero dei componenti impiegati, la realizzazione pratica di questo adattatore d'impedenza non dovrebbe presentare alcuna difficoltà: essa potrà venire effettuata utilizzando il nostro circuito stampato, contraddistinto dalla sigla LX126, (in fig. 3 tale circuito è visibile a grandezza naturale), il quale vi permetterà di ottenere un insieme compatto di ridottissime dimensioni come appunto si addice al particolare tipo di impiego della sonda.

Nel montaggio dei componenti basterà seguire lo schema pratico di fig. 3 facendo attenzione

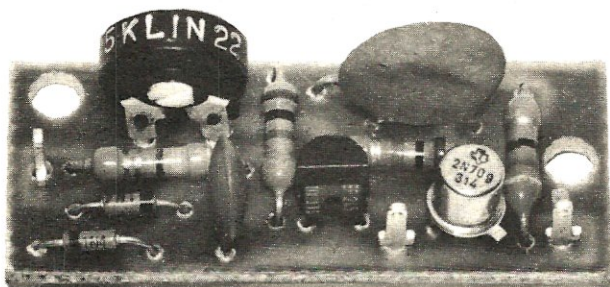


Foto ingrandita 2 volte della sonda descritta nell'articolo. Questo montaggio dovrà poi essere racchiuso entro un'involucro metallico come vedesi in fig. 4.

a rispettare le polarità dei due diodi DS1 e DS2 e ad inserire sulla giusta pista i terminali del fet e del transistor: per quanto riguarda il fet vale il solito avvertimento di osservarne attentamente l'involucro prima di procedere al suo inserimento nel circuito poiché a seconda che questo sia circolare o a mezzaluna può cambiare la disposizione dei terminali, mentre per quanto riguarda il transistor basterà sistemarlo con la tacca di riferimento presente sul suo involucro rivolta nel verso indicato dalla serigrafia sullo stampato.

La sonda, come abbiamo detto, andrà collegata al frequenzimetro tramite un cavetto coassiale da 52 ohm di impedenza caratteristica: la calza di

modo da escludere la possibilità di captare segnali indesiderati: da questo involucro dovrà fuoriuscire un brevissimo filo isolato a cui andrà collegato il puntale che ci servirà per prelevare il segnale dalle varie parti del circuito sotto prova (vedi fig. 4); un ulteriore filo servirà poi per il collegamento di massa: esso potrà essere dotato di una pinzetta metallica in modo da poterlo collegare facilmente alla massa di qualsiasi circuito. (Questo collegamento non sempre è necessario: talvolta infatti basta semplicemente toccare con la punta l'involucro del transistor oscillatore, anche se questo è di tipo plastico).

TARATURA

Ultimato il montaggio del circuito si dovrà procedere alla taratura del trimmer R4: a questo proposito ricordiamo che, per il perfetto funzionamento del nostro circuito, si richiede che sull'emettitore di TR1 sia presente una tensione continua pari alla metà esatta della tensione di alimentazione (cioè 2.5 volt): collegata quindi la nostra

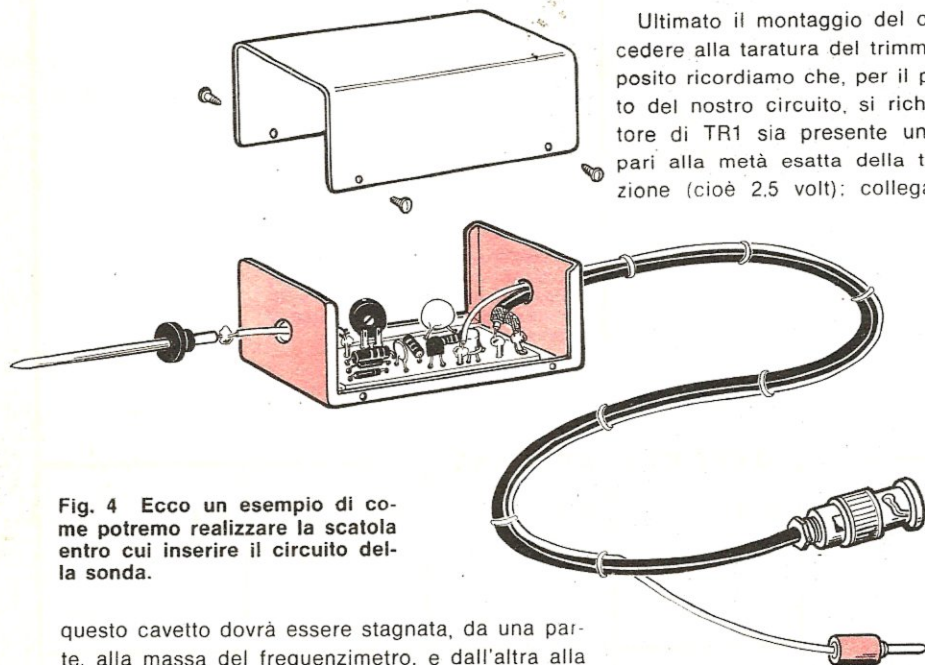


Fig. 4 Ecco un esempio di come potremo realizzare la scatola entro cui inserire il circuito della sonda.

questo cavetto dovrà essere stagnata, da una parte, alla massa del frequenzimetro, e dall'altra alla massa della sonda, mentre l'anima interna di rame dovrà essere collegata all'ingresso AF-VHF dello strumento.

Per alimentare il nostro circuito (che richiede solo +5 volt) ci si servirà di un filo di rame collegato ai 5 volt positivi, all'interno del frequenzimetro, inserendone l'altra estremità nel foro praticato sulla pista a cui sono collegati il collettore di TR1 ed il drain di FT1; la calza del coassiale fungerà da filo di ritorno (o di massa).

Per ottenere poi una maggiore praticità d'uso sarà opportuno unire insieme il filo di alimentazione ed il coassiale (vedi fig. 4) in modo da non dover lavorare con tanti fili liberi.

La nostra sonda dovrà necessariamente essere racchiusa entro una piccola scatola metallica (alla quale si dovrà collegare la massa del circuito) in

sonda ad un alimentatore in grado di fornirgli i 5 volt positivi da essa richiesti, misureremo con un voltmetro la tensione presente in tale punto e, qualora essa non sia esattamente 2,5 volt, agiremo sul trimmer fino a riportarla a tale valore.

Compiuta questa operazione, la nostra sonda è pronta per l'uso.

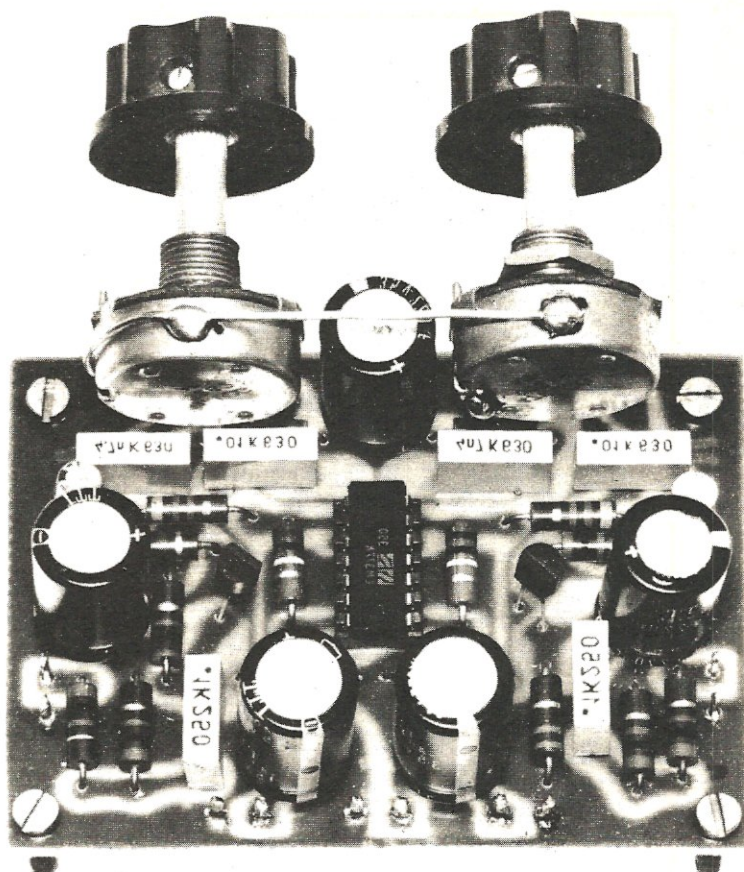
COSTO DEL PROGETTO

Il solo circuito stampato LX126 in fibra di vetro L. 500

Tutti i componenti richiesti per il montaggio, e cioè, circuito stampato, FET, transistor, diodi, resistenze e condensatori, escluso il contenitore . . . L. 2.500

Ai prezzi esposti bisogna aggiungere la somma di L. 800 per le spese postali di spedizione.

UNO STEREO DA 2+2 WATT



Questo semplice amplificatore stereo, realizzato con l'integrato LM377 della National, è particolarmente adatto per essere montato sulla vostra automobile in quanto richiede una tensione di alimentazione di 12 volt, che potrete facilmente prelevare dalla batteria.

Chi volesse realizzare un amplificatore stereo HI-FI funzionante a bassa tensione, cioè con tensione di alimentazione dell'ordine dei 10-15 volt, dovrà necessariamente usare circuiti integrati in quanto realizzandolo a transistori si è costretti o a sacrificare la potenza a vantaggio della fedeltà, oppure a sacrificare la fedeltà a vantaggio della potenza.

Anche optando per i circuiti integrati, restava poi, fino a poco tempo fa, l'inconveniente di dover impiegare due circuiti integrati (uno per canale), non esistendo un integrato singolo per tale applicazione: recentemente, invece, la National ha immesso sul mercato l'integrato LM377 comprendente un intero stadio finale « stereo » in grado

di erogare 2 + 2 watt con 75 dB di separazione fra i due canali.

L'integrato, come vedesi in fig. 1, racchiude in sé ben 56 transistori, ed entrambi gli amplificatori sono dotati di un circuito di polarizzazione automatica che assicura l'equilibrio fra le due sezioni, di un limitatore di corrente e di una particolare protezione contro eventuali sovratemperature; a questi vantaggi si aggiunge inoltre quello di richiedere per il suo funzionamento un numero estremamente limitato di componenti esterni.

Come potrete poi notare dalla fig. 2, l'LM377 viene costruito in due versioni che si differenziano fra di loro per il fatto che, mentre una presenta 14 piedini distinti (dei quali i piedini

al mangianastri, ed abbiamo ottenuto una riproduzione che non teme certo confronti con quella che normalmente viene fornita dallo stadio di BF dell'autoradio.

Ulteriori prove effettuate in laboratorio, collegandogli due altoparlanti da 8 ohm ed applicandogli in ingresso il segnale prelevato da un pick-up stereo, ci hanno poi confermato che il circuito, eroga esattamente 2 watt per canale e che la distorsione massima con un segnale da 1.000 Hz si aggira sull'1%.

Non è stato previsto un controllo di tono ma questo potrete inserirglielo voi stessi, scegliendo tra i tanti schemi già pubblicati, ed applicandolo tra il condensatore C2 ed il potenziometro R6 su un canale e tra C7 ed R13 sull'altro canale.

Come ultima caratteristica di questo amplificatore possiamo ricordare che, avendo utilizzato un fet come pilota per ciascun canale, è possibile (come da noi ampiamente sperimentato) prelevare il segnale utile, oltre che da un pick-up, anche direttamente dall'altoparlante o dalla presa jack

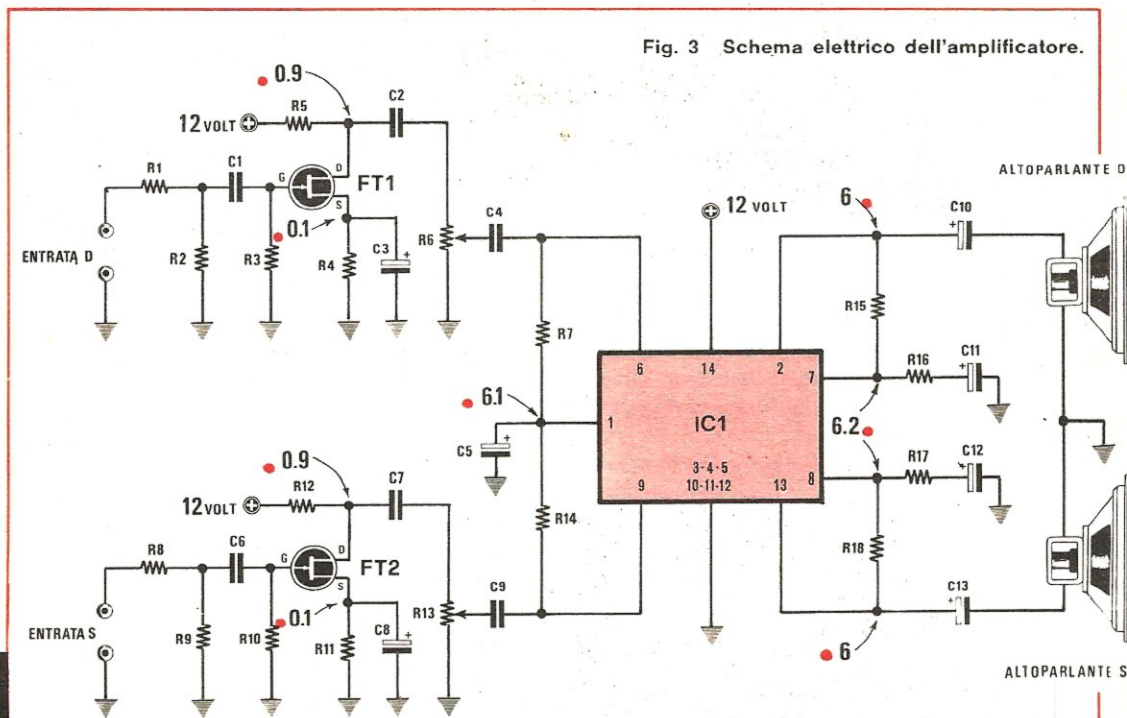


Fig. 3 Schema elettrico dell'amplificatore.

COMPONENTI

R1 = 1 Megaohm
 R2 = 1 Megaohm
 R3 = 1 Megaohm
 R4 = 270 ohm
 R5 = 2.200 ohm
 R6 = 47.000 ohm Potenz. logaritmico
 R7 = 1 Megaohm
 R8 = 1 Megaohm
 R9 = 1 Megaohm
 R10 = 1 Megaohm
 R11 = 270 ohm
 R12 = 2.200 ohm
 R13 = 47.000 ohm Potenz. logaritmico
 R14 = 1 Megaohm
 R15 = 100.000 ohm
 R16 = 820 ohm
 R17 = 820 ohm

R18 = 100.000 ohm
 C1 = 100.000 pF
 C2 = 10.000 pF
 C3 = 220 mF elettrolitico 16 volt
 C4 = 47.000 pF
 C5 = 220 mF elettrolitico 16 volt
 C6 = 100.000 pF
 C7 = 10.000 pF
 C8 = 220 mF elettrolitico 16 volt
 C9 = 47.000 pF
 C10 = 220 mF elettrolitico 16 volt
 C11 = 4,7 mF elettrolitico 16 volt
 C12 = 4,7 mF elettrolitico 16 volt
 C13 = 220 mF elettrolitico 16 volt
 FET1 = Transistor fet tipo 2N3819 o altri similari
 FET2 = Transistor fet tipo 2N3819 o altri similari
 ALTOPARLANTE S = 8 ohm = 3 watt
 ALTOPARLANTE D = 8 ohm = 3 watt
 IC1 = circuito integrato tipo LM377 - NATIONAL

di una qualsiasi radiolina portatile: in tal caso non c'è ovviamente stereofonia ma il risultato è ugualmente ottimo consentendo, fra l'altro, di costruirsi una economicissima autoradio con potenza d'uscita 4 watt (per ottenere questo basterà infatti avere l'accortezza di collegare in parallelo i due ingressi in modo che il segnale venga amplificato contemporaneamente sulle due vie).

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico di questo amplificatore stereo è riportato in fig. 3; da esso risalta immediatamente l'estrema semplicità d'impiego dell'integrato LM377 (IC1) il quale, come abbiamo detto, richiede per funzionare un numero decisamente basso di componenti esterni.

Il circuito, perfettamente simmetrico, è costituito inizialmente da uno stadio preamplificatore a fet per ciascun canale: questo stadio, che presenta una resistenza d'ingresso di circa 1,5 Megaohm, è stato adottato per migliorare la risposta ai diversi livelli di potenza in uscita e per aumentare la sensibilità dell'amplificatore onde renderlo idoneo ad erogare la massima potenza anche con segnali d'ingresso piuttosto deboli in quanto il fet preamplifica senza sovraccaricarlo il segnale applicato al suo ingresso.

Il segnale in uscita da questo duplice preamplificatore di BF a fet dopo aver attraversato i due potenziometri di volume R6 ed R13, viene mandato, tramite il condensatore C4 per il canale destro e C9 per quello sinistro, ai due ingressi dell'integrato (piedini 6 e 9 rispettivamente) per essere amplificato in potenza.

Sui piedini d'uscita (piedino 2 per il canale destro e 13 per quello sinistro) arriverà quindi il segnale già sufficientemente amplificato per essere mandato a due altoparlanti da 8 ohm, 3-5 watt.

I potenziometri R6 ed R13, come già accennato, servono per dosare il volume il quale dipenderà però anche e soprattutto dal segnale che applicheremo in ingresso: a questo proposito vorremmo ricordare che l'attuale valore dei componenti è stato calcolato per segnali d'ingresso dell'ordine dei 150-200 millivolt; volendo amplificare segnali di ampiezza inferiore basterà solamente diminuire il valore delle resistenze d'ingresso R1 ed R8 portandole ad esempio da 1 Megaohm a 470.000 ohm o meno, mentre se vorremo applicare in entrata segnali di ampiezza superiore ai 200 mV dovremo ridurre allo stesso modo i valori delle resistenze R2 ed R9.

La tensione di alimentazione più idonea per

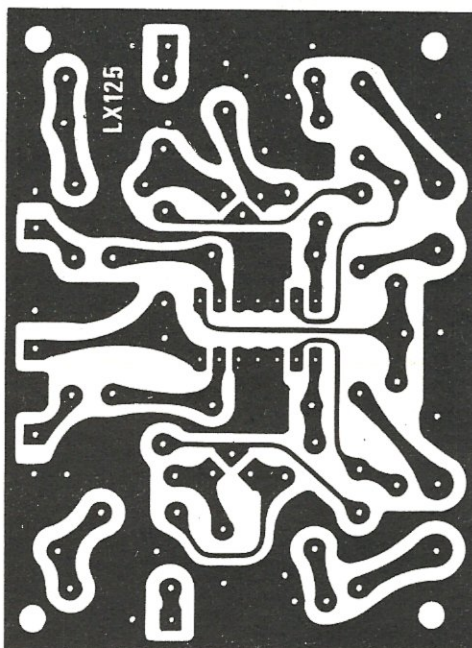


Fig. 4 Circuito stampato.

questo circuito si aggira sui 10-16 volt e si adatta quindi perfettamente alle esigenze di tutti gli automobilisti in quanto, come ben saprete, la tensione di una normale batteria per automobile può variare dai 12,6 ai 15 volt.

L'integrato, come abbiamo detto, è stereofonico per cui, volendo ottenere il massimo sfruttamento del circuito bisognerà prelevare il segnale da un pick-up o da una testina magnetica che siano anch'essi stereo; quando invece il segnale viene prelevato da un pick-up monofonico o da un mangianastri qualsiasi bisognerà collegare fra di loro i due ingressi in modo da sfruttare contemporaneamente i due canali: in questo modo si otterrà inoltre il raddoppio della potenza d'uscita che da 2 watt passerà a 4 watt.

Teniamo infine a precisare che questo amplificatore non è stato progettato solo ed esclusivamente per essere montato sull'automobile ma che esso è adatto anche per tutte quelle applicazioni in cui, pur non desiderando i soliti 40 o 100 watt, si voglia ascoltare un disco monofonico o stereo, oppure una « cassetta » con una buona resa audio e con poca spesa.

REALIZZAZIONE PRATICA

La realizzazione di questo amplificatore non presenta alcuna difficoltà in quanto sul circuito stampato da noi fornito (visibile a grandezza naturale in fig. 4) è riportato il disegno serigrafico di tutti

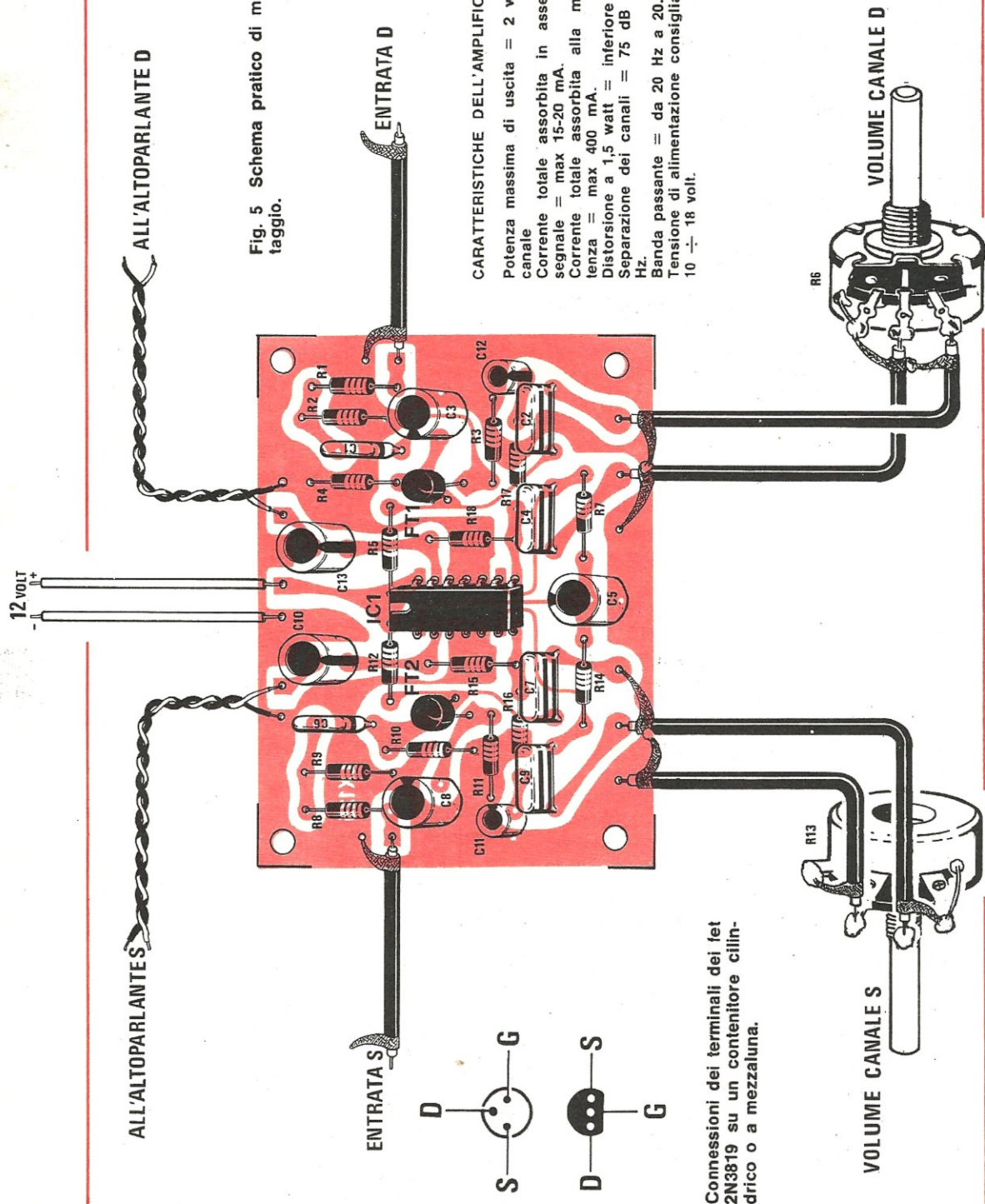


Fig. 5 Schema pratico di montaggio.

CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE
 Potenza massima di uscita = 2 watt per canale
 Corrente totale assorbita in assenza di segnale = max 15-20 mA.
 Corrente totale assorbita alla max potenza = max 400 mA.
 Distorsione a 1,5 watt = inferiore all'1/100.
 Separazione dei canali = 75 dB a 1.000 Hz.
 Banda passante = da 20 Hz a 20.000 Hz.
 Tensione di alimentazione consigliabile = 10 - 18 volt.

Connessioni dei terminali dei fet 2N3819 su un contenitore cilindrico o a mezzaluna.

i componenti fatta eccezione per i due potenziometri di volume che andranno sistemati a parte.

Nel montaggio dei componenti dovremo rispettare le polarità dei condensatori elettrolitici e soprattutto controllare attentamente i terminali dei due fet prima di andarli ad inserire sulle rispettive piste: ricordiamo a questo proposito che se anziché utilizzare dei fet ad involucro circolare come da noi consigliato impiegherete il tipo con involucro a mezzaluna (vedi fig. 5), la disposizione dei terminali D-G-S sarà completamente diversa per cui potrà rendersi necessario piegarli leggermente per poterli collegare nel modo giusto.

I due potenziometri di volume R6 ed R13 andranno collegati al circuito servendosi di cavetti schermati (vedi schema pratico di montaggio di fig. 6) le cui calze metalliche dovranno essere stagnate alla massa dello stampato da una parte ed alla carcassa dei potenziometri da quell'altra.

Volendo, anziché due potenziometri separati, se ne potrà utilizzare uno solo doppio: in questo caso però, poiché non è consigliabile utilizzare un circuito di bilanciamento per non ridurre l'ampiezza del segnale di BF, si dovrà controllare se il segnale in uscita dai due fet è identico ed in caso contrario modificare leggermente il valore di R4 ed R11 in modo da ottenere uno stesso livello su entrambe le uscite.

Altri due cavetti schermati saranno poi necessari per portare il segnale agli ingressi dell'amplificatore ed anche la calza di questi ultimi andrà collegata a massa.

Per collegare le uscite dell'amplificatore agli altoparlanti ci si potrà invece servire di una normalissima treccia bifilare.

Per quanto riguarda l'integrato IC1, se acquisterete il tipo a 14 piedini distinti, per montarlo basterà che vi orientiate con la tacca di riferimento presente sul suo involucro: se invece troverete solo l'altro tipo dovrete ancora sistemarlo con la tacca di riferimento rivolta come nel disegno serigrafico con la sola avvertenza di collegare le due laminette centrali alla massa dello stampato.

Terminato il montaggio sarà opportuno racchiudere il tutto in una scatola metallica, possibilmente di alluminio, collegando elettricamente la massa del circuito al metallo della scatola onde eliminare qualsiasi possibilità di rumore di fondo.

A questo punto potrete subito provare il vostro amplificatore, in quanto esso non richiede alcuna operazione di taratura, ed ammirarne il perfetto funzionamento.

Nel caso malaugurato in cui esso non dovesse funzionare, l'unico errore che potreste aver com-

messo è quello di un'inversione dei collegamenti dei due fet: a questo proposito, per accertarvi se effettivamente è stato commesso questo errore, potrete applicare il segnale prelevato da un pick-up o da un microfono, anziché all'ingresso dell'amplificatore, direttamente su R6 ed R13 e se in tale condizione l'amplificatore funziona non vi sarà più alcun dubbio che i due fet non sono stati inseriti correttamente nel circuito.

Per agevolarvi nell'operazione di montaggio del vostro amplificatore abbiamo poi riportato nei vari punti dello schema elettrico le tensioni che in tali punti dovrete riscontrare misurandole con un voltmetro elettronico (vi abbiamo già più volte precisato il motivo per cui non è possibile misurarle con un comune tester): vi ricordiamo comunque che tali tensioni sono soggette a piccole variazioni dovute alla tolleranza dei vari componenti impiegati per cui se in un punto riscontrate 6,2 volt o 5,7 volt anziché 6 volt come da noi indicato, non dovrete per questo pensare che il vostro circuito non funziona correttamente.

Un altro dato che possiamo fornirvi e che vi servirà per controllare meglio l'efficienza del vostro amplificatore riguarda l'assorbimento che, in assenza di segnale, si aggira sui 15-20 milliamper per raggiungere i 350-400 milliamper alla massima potenza.

In base a queste constatazioni vorremmo ricordarvi che se userete l'amplificatore alla massima potenza per ore e ore sarà opportuno dotare l'integrato di una piccola aletta di raffreddamento onde evitare che si surriscaldi troppo: tale aletta potrà essere ricavata da un lamierino di ottone o di alluminio piegato ad U ed incollato sull'involucro con collante a presa rapida (ad esempio CYANOLIT od altri similari reperibili in negozi di materie plastiche).

COSTO DEL PROGETTO

Il solo circuito stampato LX125 L. 1.500

Tutto il materiale necessario per la realizzazione cioè circuito stampato, integrato, potenziometri, resistenze, condensatori, fet e due altoparlanti da 8 ohm - 3 watt L. 12.800

Al costo occorrerà aggiungere L. 1.500 per spese postali.



segue **SEMICONDUTTORI**

TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE
AC191	220	BC113	200	BC328	230	BF155	450	BSX51	300	2N1987	450
AC192	220	BC114	200	BC337	230	BF156	500	BU100	1500	2N2048	500
AC193	240	BC115	220	BC340	350	BF157	500	BU102	2000	2N2160	2000
AC194	240	BC116	220	BC341	400	BF158	320	BU104	2000	2N2188	500
AC193K	300	BC117	350	BC348	250	BF159	320	BU105	4000	2N2218	400
AC194K	300	BC118	220	BC360	400	BF160	220	BU106	2000	2N2222	300
AD130	700	BC119	320	BC361	400	BF161	400	BU107	2000	2N2284	380
AD139	650	BC120	330	BC384	300	BF162	230	BU108	4000	2N2904	320
AD142	650	BC121	600	BC395	220	BF163	230	BU109	2000	2N2905	360
AD143	650	BC125	300	BC396	220	BF164	230	BU109	2000	2N2906	250
AD145	750	BC126	300	BC429	400	BF166	450	BU111	1800	2N2907	300
AD148	650	BC134	220	BC430	400	BF167	350	BU120	2000	2N2955	1500
AD149	650	BC135	220	BC440	500	BF169	350	BU122	1800	2N3019	500
AD150	650	BC136	350	BC441	400	BF173	350	BU125	1000	2N3020	500
AD161	500	BC137	350	BC460	500	BF174	400	BU133	2200	2N3053	600
AD162	600	BC138	350	BC461	500	BF175	240	BUY13	4000	2N3054	900
AD262	600	BC139	350	BC537	230	BF177	350	BUY14	1200	2N3055	900
AD263	600	BC140	350	BC538	230	BF178	350	BUY43	900	2N3061	500
AF102	450	BC141	350	BC595	230	BF179	400	BUY46	900	2N3232	1000
AF105	400	BC142	350	BCY56	320	BF180	550	BUY48	1200	2N3300	600
AF106	350	BC143	350	BCY58	320	BF181	550	OC44	400	2N3375	5800
AF109	360	BC144	350	BCY59	320	BF182	600	OC45	400	2N3391	220
AF114	300	BC145	400	BCY71	320	BF184	350	OC70	220	2N3442	2700
AF115	300	BC147	200	BCY72	320	BF185	350	OC71	220	2N3502	400
AF116	300	BC148	200	BCY77	320	BF186	350	OC72	220	2N3702	250
AF117	300	BC149	200	BCY78	320	BF194	350	OC74	240	2N3703	250
AF118	500	BC153	220	BCY79	320	BF195	220	OC75	220	2N3705	250
AF121	300	BC154	220	BD106	1200	BF196	220	OC76	220	2N3713	2200
AF124	300	BC157	220	BD107	1200	BF197	230	OC169	350	2N3731	2000
AF125	300	BC158	220	BD109	1300	BF198	250	OC170	350	2N3741	600
AF126	300	BC159	220	BD111	1050	BF199	250	OC171	350	2N3771	2400
AF127	300	BC160	350	BD112	1050	BF200	250	SFT206	350	2N3772	2600
AF134	250	BC161	400	BD113	1050	BF209	500	SFT214	1000	2N3773	4000
AF135	250	BC167	220	BD115	700	BF207	330	SFT239	650	2N3790	4000
AF136	250	BC168	220	BD116	1050	EF208	350	SFT241	350	2N3792	4000
AF137	250	BC169	220	BD117	1050	BF222	300	SFT266	1300	2N3855	240
AF138	250	BC171	220	BD118	1050	BF232	500	SFT268	1400	2N3866	1300
AF139	450	BC172	220	BD119	1050	BF233	250	SFT307	220	2N3925	5100
AF147	300	BC173	220	BD124	1500	BF234	250	SFT308	220	2N4001	500
AF148	300	BC177	250	BD135	500	BF235	250	SFT316	220	2N4031	500
AF149	300	BC178	250	BD136	500	BF236	250	SFT320	220	2N4033	500
AF150	300	BC179	250	BD137	500	BF237	250	SFT322	220	2N4134	450
AF164	250	BC180	240	BD138	500	BF238	250	SFT323	220	2N4231	800
AF166	250	BC181	220	BD139	500	BF241	250	SFT325	220	2N4241	700
AF169	250	BC182	220	BD140	500	BF242	250	SFT337	240	2N4347	3000
AF170	250	BC183	220	BD142	900	BF251	350	SFT351	220	2N4348	3200
AF171	250	BC184	220	BD157	600	BF254	400	SFT352	220	2N4404	600
AF172	250	BC187	250	BD158	600	BF257	400	SFT353	220	2N4427	1300
AF178	500	BC201	700	BD159	600	BF258	450	SFT367	300	2N4428	3800
AF181	550	BC202	700	BD160	1600	BF259	500	SFT373	250	2N4429	8000
AF185	550	BC203	700	BD162	630	BF261	450	SFT377	250	2N4441	1200
AF186	600	BC204	220	BD163	650	BF271	400	2N174	2200	2N4443	1600
AF200	250	BC205	220	BD175	600	BF272	500	2N270	330	2N4444	2200
AF201	250	BC206	220	BD176	600	BF273	350	2N301	800	2N4904	1300
AF202	250	BC207	200	BD177	600	BF274	350	2N371	350	2N4912	1000
AF239	550	BC208	200	BD178	600	BF302	350	2N395	300	2N4924	1300
AF240	550	BC209	200	BD179	600	BF303	350	2N396	300	2N5016	16000
AF267	1200	BC210	350	BD180	600	BF304	350	2N398	330	2N5131	330
AF279	1200	BC211	350	BD215	1000	BF305	400	2N407	330	2N5132	330
AF280	1200	BC212	220	BD216	1100	BF311	300	2N409	400	2N5177	14000
AF367	1200	BC213	220	BD221	600	BF332	300	2N411	900	2N5320	650
AL102	1000	BC214	220	BD224	600	BF333	300	2N456	900	2N5321	650
AL103	1000	BC225	220	BD232	600	BF344	350	2N482	250	2N5322	650
AL112	900	BC231	350	BD233	600	BF345	350	2N483	230	2N5323	700
AL113	950	BC232	350	BD234	600	BF394	350	2N484	230	2N5323	700
ASY26	400	BC237	200	BD235	600	BF395	350	2N554	800	2N5589	13000
ASY27	450	BC238	200	BD236	600	BF456	450	2N554	800	2N5590	13000
ASY28	450	BC239	220	BD237	600	BF457	500	2N696	400	2N5649	9000
ASY29	450	BC250	220	BD238	600	BF458	500	2N697	400	2N5703	16000
ASY37	400	BC251	200	BD239	800	BF459	500	2N699	500	2N5764	15000
ASY46	400	BC258	220	BD240	800	BFV46	500	2N706	280	2N5858	300
ASY48	500	BC267	230	BD273	800	BFY50	500	2N707	400	2N6122	700
ASY75	400	BC268	230	BD274	800	BFY51	500	2N708	300	MJ340	640
ASY77	500	BC269	230	BD281	700	BFY52	500	2N709	500	MJE3030	1800
ASY80	500	BC270	230	BD282	700	BFV56	500	2N711	500	MJE3055	900
ASY81	500	BC286	350	BD375	700	BFV57	500	2N914	280	MJE3771	2200
ASZ15	950	BC287	350	BD378	700	BFV64	500	2N918	350	TIP3055	1000
ASZ16	950	BC288	600	BD433	800	BFY74	500	2N929	320	TIP31	800
ASZ17	950	BC297	230	BD434	800	BFY90	1200	2N930	320	TIP32	800
ASZ18	950	BC300	400	BD437	600	BFW10	1400	2N1038	750	TIP33	1000
AU106	1900	BC301	400	BD461	700	BFW11	1400	2N1100	5000	TIP34	1000
AU107	1300	BC302	400	BD462	700	BFW16	1500	2N1226	350	TIP44	900
AU108	1300	BC303	400	BD663	800	BFW30	1400	2N1304	400	TIP45	900
AU110	1500	BC304	400	BD664	700	BFX17	1200	2N1305	400	40260	1000
AU111	2000	BC307	220	BDY19	1000	BFX34	450	2N1307	450	40261	1000
AU112	2100	BC308	220	BDY20	1000	BFX38	600	2N1308	450	40262	1000
AU113	1900	BC309	220	BDY38	1300	BFX39	600	2N1338	1200	40290	3000
AUY21	1600	BC315	220	BF110	400	BFX40	600	2N1565	400	PT4544	11000
AUY22	1600	BC317	220	BF115	300	BFX41	600	2N1566	450	PT5649	16000
AUY27	1000	BC318	220	BF117	400	BFX84	800	2N1613	300	PT8710	16000
AUY34	1200	BC319	220	BF118	400	BFX89	1100	2N1711	320	PT8720	13000
AUY37	1200	BC320	220	BF119	400	BSX24	300	2N1890	500	B12/12	9000
BC107	200	BC321	220	BF120	400	BSX26	300	2N1893	500	B25/12	16000
BC108	200	BC322	220	BF123	220	BSX28	300	2N1924	500	B40/12	23000
BC109	220	BC327	220	BF139	450	BSX45	600	2N1925	450	B50/12	28000
				BF152	250	BSX46	600	2N1983	450	C3/12	7000
				BF154	260	BSX50	600	2N1986	450	C12/12	14000
										C25/12	21000

127

Scoprire, servendosi semplicemente di un ohmetro, se un avvolgimento di un trasformatore o di una qualsiasi altra bobina ha qualche spira in cortocircuito è quasi impossibile: con lo strumento che presentiamo questa operazione può invece essere compiuta con estrema facilità.

UN COIL-TESTER

È noto che oggigiorno, a differenza di quanto avveniva in passato, gli avvolgimenti dei trasformatori non vengono più effettuati separando i vari strati con carta isolante, ma si avvolgono tutte le spire più o meno alla rinfusa sull'apposito rocchetto senza isolarle. Questo modo di procedere, si badi bene, pur lasciando a prima vista perplesso il dilettante e colui che si dedicava a questo lavoro qualche decennio fa, è tuttavia giustificato dal fatto che gli attuali smalti isolanti riportati sul filo di rame hanno doti di elasticità, resistenza ed isolamento notevolmente superiori rispetto ai vecchi smalti per cui risulta superfluo interporre ulteriori isolanti fra i vari strati dell'avvolgimento.

Anche se questi smalti sono ad alto isolamento non si può però escludere che per una ragione qualsiasi (ad esempio un difetto sulla bobinatrice o uno sfregamento casuale contro un metallo), per quanto estremamente resistenti, essi possano sfregiarsi compromettendo il funzionamento del trasformatore.

In questi casi sarebbe inutile tentare di rilevare con un ohmetro eventuali differenze esistenti tra un avvolgimento perfetto ed un avvolgimento che disponga di alcune spire in corto in quanto la differenza ohmica è minima: il difetto verrà invece notato immediatamente appena si farà funzionare il trasformatore in quanto questi si surriscalderebbe in modo anormale fino ad autodistruggersi.

È quindi evidente che possedendo uno strumento in grado di rivelare l'inconveniente in anticipo, cioè ancora prima di inserire l'avvolgimento sui lamierini, si otterrà non solo un risparmio di tempo ma anche un certo vantaggio economico: ma questo è proprio quello che oggi vogliamo proporvi cioè uno strumento che oltre ad essere semplice nell'uso offre un'affidabilità totale.

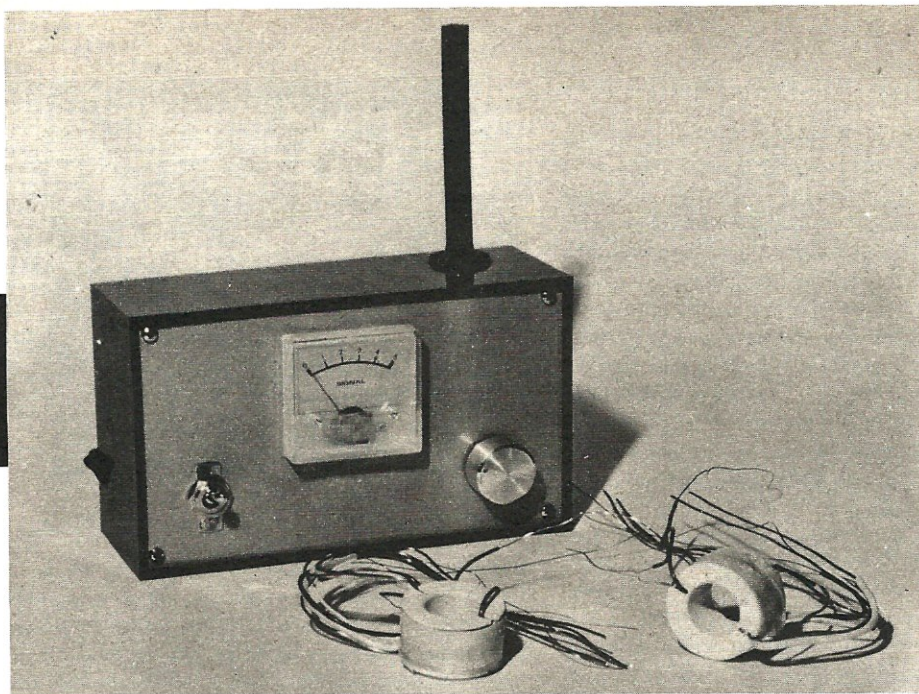
SCHEMA ELETTRICO

Il nostro circuito (come vedesi dallo schema elettrico di fig. 1) si compone essenzialmente di un oscillatore sinusoidale con frequenza compresa fra 3.000 e 4.000 Hz e di un circuito che misura la corrente necessaria per mantenere in oscillazione il transistor.

Il circuito oscillante (facente capo al transistor TR1) viene infatti accoppiato induttivamente, tramite un nucleo in ferroxcube del tipo impiegato per antenna nei ricevitori, alla bobina cui necessita controllare l'integrità dell'isolamento tra spira e spira e se in questa bobina vi sono delle spire in cortocircuito (anche una su mille) l'energia assorbita sarà sufficiente a far deviare la lancetta dello strumento di tanto quanto basta per diagnosticare che la bobina sotto esame è difettosa. La frequenza di oscillazione del circuito viene determinata dall'induttanza della bobina L2 e dalla capacità del condensatore C5 (applicati entrambi al collettore di TR1) e, a questo proposito, non deve meravigliare la strana disposizione di C5 in quanto esso è, in realtà, posto in parallelo ad L2 tramite il condensatore elettrolitico C3 la cui reattanza, alla frequenza di lavoro, è praticamente trascurabile.

L1 è invece l'avvolgimento di reazione a cui è assegnato il compito specifico di riportare il segnale, dall'uscita (bobina L2), all'ingresso del transistor con la fase richiesta per il mantenimento dell'oscillazione.

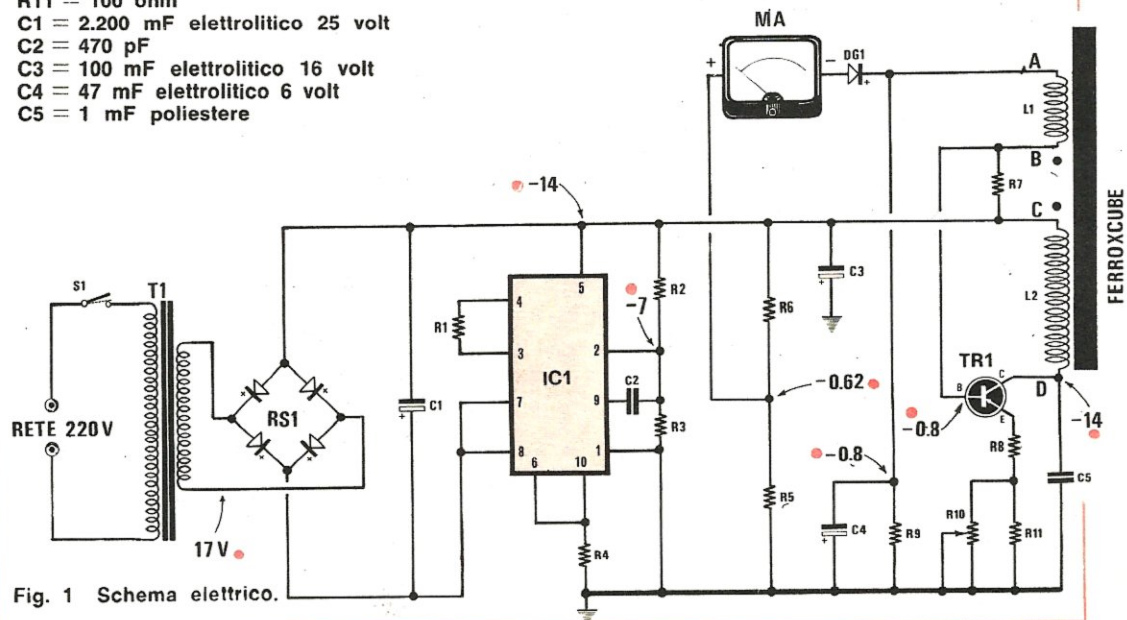
Applicando attorno al nucleo di ferroxcube su cui sono avvolte le bobine L1 ed L2 una spira in corto come quella presente in un avvolgimento difettoso o in perdita, si diminuirà l'ampiezza del segnale di reazione che giunge sulla base del transistor fino a fargli raggiungere un livello insufficiente a mantenere in funzione il cir-



COMPONENTI

R1 = 470 ohm
 R2 = 1.000 ohm
 R3 = 1.000 ohm
 R4 = 10 ohm
 R5 = 100 ohm
 R6 = 2.200 ohm
 R7 = 18.000 ohm
 R8 = 10 ohm
 R9 = 2.700 ohm
 R10 = 470 ohm potenziometro lineare
 R11 = 100 ohm
 C1 = 2.200 mF elettrolitico 25 volt
 C2 = 470 pF
 C3 = 100 mF elettrolitico 16 volt
 C4 = 47 mF elettrolitico 6 volt
 C5 = 1 mF poliestere

L1 = 30 spire con filo smaltato da 0,3 mm Ø
 L2 = 150 spire con filo smaltato da 0,3 mm Ø
 IC1 = circuito integrato tipo L.123 o μ A.723
 DG1 = diodo al germanio OA95
 T1 = trasformatore da 5 W con secondario da 17 volt
 TR1 = Transistor tipo BD136 oppure BD138 - BD140
 RS1 = ponte raddrizzatore 50-100 volt 1 Ampere
 MA = strumento da 250 mA di f.s.
 Nucleo in ferroxcube per antenna



cuito il quale, di conseguenza, cesserà di oscillare.

Il potenziometro R10 (posto fra l'emettitore di TR1 e la massa) serve, come vi spiegheremo, a regolare l'amplificazione del transistor in modo da fargli assorbire più o meno corrente e verrà utilizzato, in pratica, per azzerare la lancetta dello strumento. Come transistor oscillatore si consiglia di utilizzare un PNP al silicio di media potenza quale il BD136 che può essere egregiamente sostituito da un BD138 o BD140 o altri similari.

Ricordiamo poi che per ottenere un'affidabilità totale del circuito anche al variare della temperatura è assolutamente necessario alimentare questo oscillatore solo ed esclusivamente con una tensione stabilizzata.

In particolare, richiedendo il circuito una tensione negativa di circa 14 volt (il transistor oscillatore, come già accennato, è un PNP), si impiegherà per questo scopo, come vedesi dallo schema elettrico, un trasformatore T1 provvisto di un secondario in grado di erogare 16-18 volt circa che verranno poi raddrizzati dal ponte di diodi RS1 (da 50-100 volt - 1 Amper) e livellati dal condensatore elettrolitico C1 (da 2.000 - 2.200 mF) seguito da un integrato tipo L123.

Non deve meravigliare a questo proposito lo strano collegamento di tale integrato il quale potrebbe sembrare a prima vista rovesciato: in realtà invece, poiché questa volta il ramo positivo è quello di massa (avendo impiegato come transistor TR1 un PNP), l'integrato viene fatto funzionare in modo normalissimo come potrete constatare rovesciando il disegno e considerando il negativo come massa.

Ricordiamo inoltre che il partitore resistivo costituito da R5 ed R6 sul quale risulta collegato il terminale positivo dello strumento, serve per fornire una tensione di riferimento utile per valutare le variazioni di tensione ai capi di R9, mentre il diodo al germanio DG1, che troviamo inserito sul terminale negativo dello strumento, serve per impedire che la lancetta dello strumento stesso devii al di sotto dello zero nei casi in cui la tensione nel punto compreso fra R9 ed L1 dovesse diventare positiva rispetto a quella di riferimento.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario per realizzare il nostro « Coil Tester » è contraddistinto dalla sigla LX127 ed è visibile a grandezza naturale in fig. 2: esso è, come al solito, in fibra di vetro

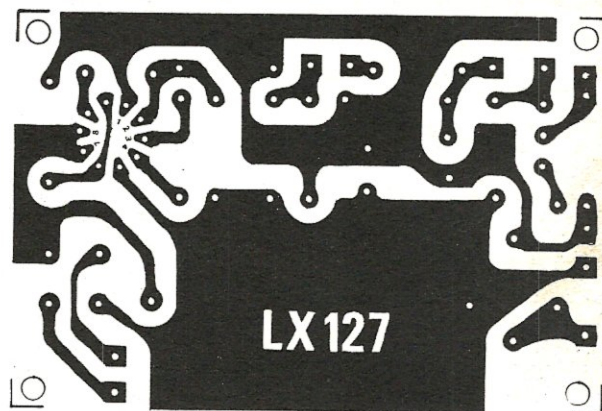


Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale.

e porta impresso, sulla parte opposta a quella in cui sono incise le piste di rame, il disegno serigrafico di tutti i componenti (fatta eccezione per il potenziometro R10, le due bobine L1 ed L2, il milliamperometro ed il trasformatore che vanno sistemati a parte) nella esatta posizione in cui andranno inseriti.

Nel montaggio dei componenti, che andrà eseguito seguendo lo schema pratico di fig. 3, dovremo fare attenzione a non invertire le polarità dei condensatori elettrolitici C1, C3 e C4, del diodo DG1 e del ponte raddrizzatore RS1.

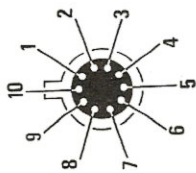
Per quanto concerne il transistor TR1, esso andrà inserito con la parte metallica rivolta verso C5, cioè verso l'esterno della basetta, altrimenti si invertirebbe sullo schema elettrico il terminale B col terminale E.

Per l'integrato IC1 ricordiamo che in corrispondenza della tacca di riferimento presente sul suo involucro trovasi il pedino n. 10: una volta individuato questo piedino e determinato esattamente il foro in cui esso deve andare inserito, se ne ricaverà immediatamente la disposizione degli altri terminali la quale, comunque, è ben visibile sulla serigrafia dello stampato.

Anche lo strumento di misura che collegheremo al nostro circuito ha una polarità che va rispettata; quanto alla portata consigliamo di impiegare uno strumento da 250 milliamper di fondo scala: volendo utilizzare strumenti di portata diversa bisognerà variare sperimentalmente il valore della resistenza R7.

Le bobine L1 ed L2 andranno avvolte, come vedesi in fig. 4, su un nucleo di ferrite di lunghezza variabile fra i 10 e i 18 centimetri ed avente un diametro di circa 9 millimetri: in particolare L2 dovrà essere composta da 150 spire di filo di rame da 0,3 mm. di diametro, mentre

**AVVOLGIMENTO
DA PROVARE**



Connessioni dei terminali dell'integrato L.123 e del transistor BD136.

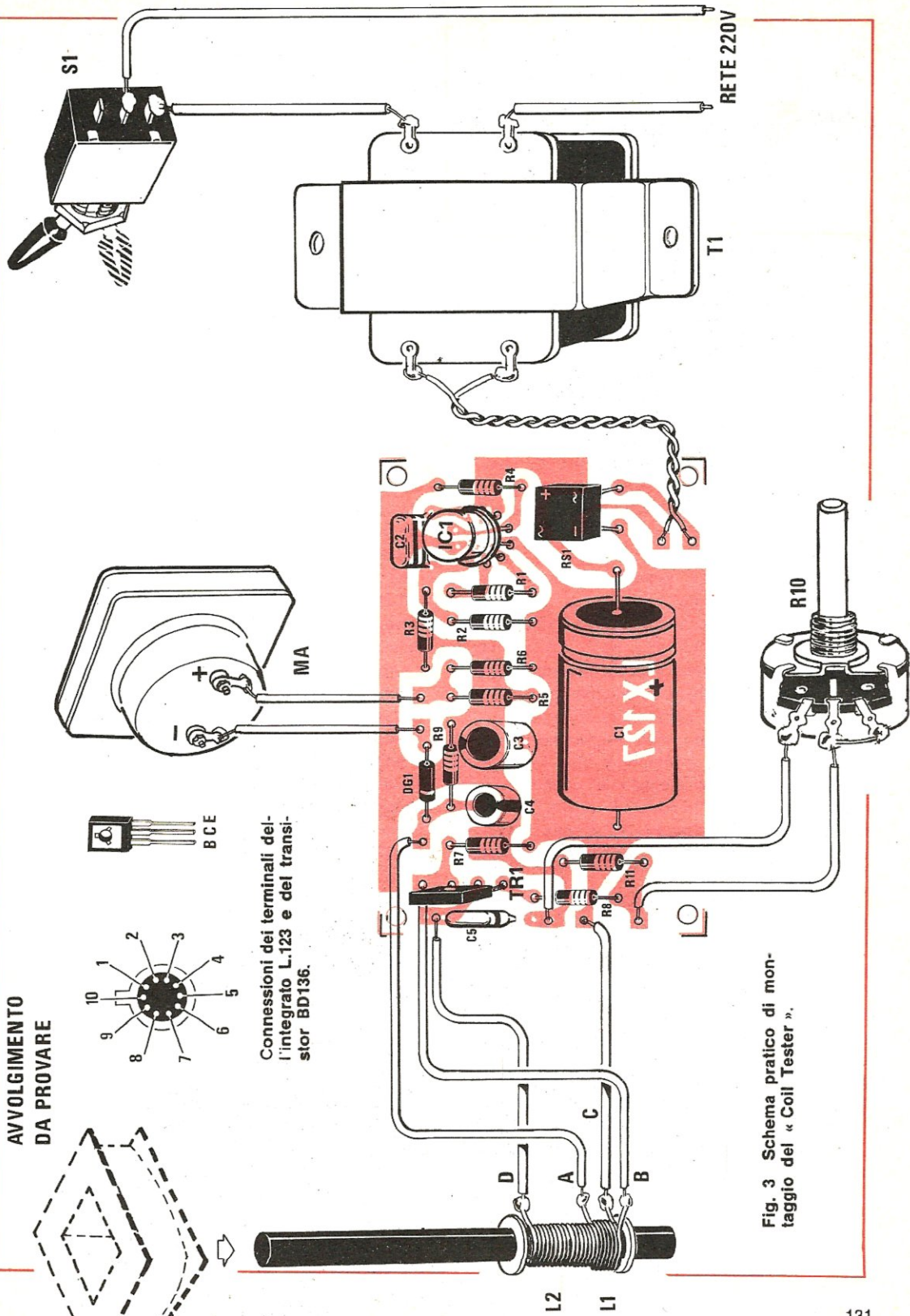


Fig. 3 Schema pratico di montaggio del « Coil Tester ».

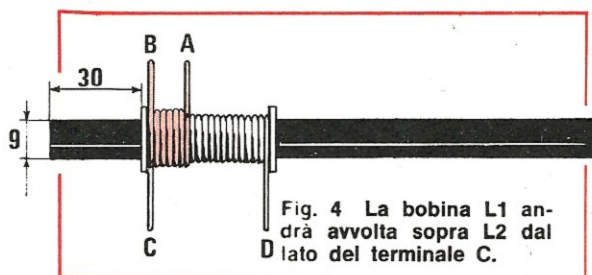


Fig. 4 La bobina L1 andrà avvolta sopra L2 dal lato del terminale C.

L1 sarà composta da 30 spire dello stesso filo usato per L2.

Partendo da una distanza di circa 25-30 mm. da una estremità del nucleo avvolgeremo L2 (in fig. 4 l'inizio di questo avvolgimento è indicato con la lettera C e la fine con la lettera D): terminata l'operazione spalmeremo sulle spire un po' di collante o di smalto per unghie in modo che queste non abbiano a svolgersi.

Sopra L2, iniziando dall'estremità C, avvolgeremo poi L1 (inizio capo A e fine capo B), spalmando anch'essa di collante in modo da evitare spostamenti reciproci tra il nucleo di ferrite e le bobine soprastanti.

Il nucleo dovrà poi essere fissato stabilmente al contenitore avendo l'avvertenza di tenere il cablaggio sufficientemente lontano dalla sonda e facendo in modo che una parte di tale ferrite sporga all'esterno della scatola per poter infilare entro ad essa la bobina della quale si vuole controllare se esistono spire in cortocircuito.

A questo proposito sarà opportuno precisare che la scatola del contenitore non deve assolutamente essere di metallo in quanto se così fosse, infilandovi il nucleo di ferrite nel modo appena esposto, si comporterebbe essa pure come una spira in cortocircuito rendendo inutilizzabile l'apparecchio.

In base a queste considerazioni, se proprio vorrete utilizzare un contenitore di metallo per il vostro circuito, ricordatevi di applicare il nucleo all'esterno fissandolo con una fascetta di plastica ed evitando qualsiasi legatura con filo metallico che si comporti come una spira in corto. Terminato il montaggio potremo passare a collaudare il nostro apparecchio fornendogli tensione: a questo proposito, se gli avvolgimenti delle due bobine L1 ed L2 sono in fase, dovrete sentire un debole suono dovuto appunto alla frequenza dell'oscillatore che rientra nella gamma acustica (3.000 - 4.000 Hz); non udendo tale sibilo, dovrete invertire fra di loro i due capi A - B della bobina L1.

Ruotando poi il cursore del potenziometro R10 potrete constatare una deviazione più o meno am-

pie della lancetta dello strumento: tale lancetta, per ottenere il miglior funzionamento dall'apparecchio, dovrà essere fatta deviare fino ad ottenere un'indicazione di riposo di circa 40 - 50 milliamper (se si utilizza uno strumento da 250 milliamper di f.s.). Compiuta questa operazione si potrà infilare nella ferrite una spira di rame o di stagno chiusa ad anello per simulare una spira in corto: lo strumento risponderà immediatamente a questa condizione con un rapido spostamento dell'indice.

A questo punto non vi rimarrà che iniziare a provare le varie bobine da voi avvolte: se una di queste bobine avrà anche una sola spira in cortocircuito, l'indice dello strumento devierà rapidamente verso il fondo scala facendovi capire che nell'avvolgimento in esame vi sono delle perdite notevoli.

Potrà pure capitarvi che, provando una bobina con elevatissimo numero di spire, l'indice si muova leggermente in avanti (mai comunque così bruscamente come quando si ha una spira in corto) anche se la bobina è buona: questo è dovuto alle perdite per capacità parassite tra spira e spira che, pur essendo assolutamente trascurabili a 50 Hz (cioè alla frequenza di lavoro della bobina) diventano invece apprezzabili alla frequenza di lavoro (3.000 - 4.000 Hz) del nostro apparecchio.

Anche a questo inconveniente si può porre rimedio con il potenziometro R10: basterà infatti calibrare lo strumento con una di queste particolari bobine (della quale sia provata l'efficienza) inserita prima di provare le altre: così facendo, se queste sono buone daranno tutte più o meno la stessa indicazione della prima mentre se una di esse avrà qualche spira in cortocircuito o delle perdite più elevate di quella usata come campione l'indice devierà decisamente verso destra, cioè verso il fondo scala.

L'assorbimento massimo del circuito oscillante con relativo ponte di misura si aggira sui 50 - 60 milliamper.

COSTO DEL PROGETTO

Il solo circuito stampato LX127 . . . L. 1.000

Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, integrato L123, transistor, ponte raddrizzatore, trasformatore, nucleo in ferroxcube e filo di rame per bobine, escluso strumento di misura . . . L. 7.000

Al costo bisognerà aggiungere L. 1.500 per spese postali.

**ELCO ELETTRONICA s.n.c.**via Manin 26/B - 31015 CONEGLIANO
Tel. (0438) 34692**Compact cassette C 60 L. 600**
Compact Cassette C 90 L. 800**Piastra Alimentatore stabilizzato con limitatore di corrente:**

Regolabile fino 4,5 A - Tensione variabile da 0 a 25 V L. 8.500

Regolabile fino 4,5 A - Tensione variabile da 0 a 25 V L. 11.000

Cuffie stereo 8 Ω - 500 mW L. 7.000**SPECIALE FILTRI CROSSOVER LC 12 dB per ottava - Induttanza in aria - Impedenza d'ingresso e uscita 4/8 Ω a richiesta.****2 VIE - Frequenza d'incrocio 700 Hz. Massima potenza sinusoidale d'ingresso:**

25 W L. 9.500 - 36 W L. 9.900 - 50 W L. 12.900 - 80 W L. 13.900 - 110 W L. 15.900.

3 VIE - Frequenza d'incrocio 700/4000 Hz. Massima potenza sinusoidale d'ingres.: 36 W L. 10.900 - 50 W L. 11.900 - 80 W L. 15.900 - 110 W L. 18.900 - 150 W L. 22.900.

Aumento del 5% per il controllo dei medi del tipo a tre posizioni.

4 VIE - Frequenza d'incrocio 450-1500-8000 Hz. Massima potenza sinusoidale d'ingresso:

50 W L. 21.900 - 80 W L. 23.900 - 110 W L. 28.900 - 150 W L. 32.900.

Aumento del 10 % per il controllo dei medi bassi - dei medi alti del tipo a tre posizioni. Nei controlli è escluso il commutatore. Per altre potenze, altre frequenze d'incrocio o altra impedenza fare richieste.

ALTOPARLANTI PER STRUMENTI MUSICALI

Dimensioni Ø	Potenza W	Risonanza Hz	Frequenza Hz	PREZZO
200	15	90	80/7.000	L. 5.000
250	30	65	60/8.000	L. 8.000
250	60	100	80/4.000	L. 16.900
320	30	65	60/7.000	L. 15.800
320	40	65	60/6.000	L. 24.900
380	80	50	40/6.000	L. 59.000
450	80	25/50	20/4.000	L. 74.500

ALTOPARLANTI PER ALTA FEDELTA'

Impedenza 4/8 Ω a richiesta

TWEETERS

Dimensioni	Potenza W	Frequenza Hz	PREZZO
88 x 88	15	1.500/18.000	3.600
88 x 88	15	2.000/17.000	4.500
95 x 95	50	1.500/20.000	7.200

MIDDLE RANGE

Dimensioni Ø	Potenza W	Frequenza Hz	PREZZO
130	15	600/18.000	6.300
130	25	600/18.000	8.100

WOOFER

Dimens. Ø	Potenza W	Frequen. di rison. Hz	PREZZO
200	80 pneum.dop/cono	50	7.200
200	30 pneumatico	25	12.600
250	35 pneumatico	24	15.200
250	40 pneumatico	24	19.900
320	40 pneumatico	30	30.900
380	70 pneumatico	45	69.000

Per altri tipi di altoparlanti fare richiesta

STRUMENTIVolmetri 30 V fs dim. 40 x 40 mm L. 4.000
Volmetri 50 V fs dim. 40 x 40 mm L. 4.200Amperometro 2 A fs dim. 40 x 40 mm L. 4.200
Amperometro 3 A fs dim. 40 x 40 mm L. 4.200
Amperometro 5 A fs dim. 40 x 40 mm L. 4.000
Microamper. 100 mA fs dim. 40 x 40 mm L. 4.400
Microamper. 200 mA fs dim. 40 x 40 mm L. 4.400
Microamper. 500 mA fs dim. 40 x 40 mm L. 4.200
Microamper.: 500 mA fs dim. 58 x 58 mm L. 5.000
Milliamper. 1 mA fs dim. 40 x 40 mm L. 4.200
Milliamper. 250 mA fs dim. 40 x 40 mm L. 4.200**LED**Led rossi L. 400
Led verdi L. 800
Led gialli L. 800**DISPLAY**FND70 L. 2.400
FND71 L. 2.400
FND500 L. 3.400Zoccoli per integrati 14/16 piedini L. 300
Busta 100 condensatori ceramici assort. L. 2.600**TUBI PER OSCILLOSCOPI**2AP1 L. 10.530
3AP1 L. 12.100
5CP1 L. 14.350
7BP7A L. 20.200
7VP1 L. 24.650

Per altro materiale vedere le Riviste precedenti.

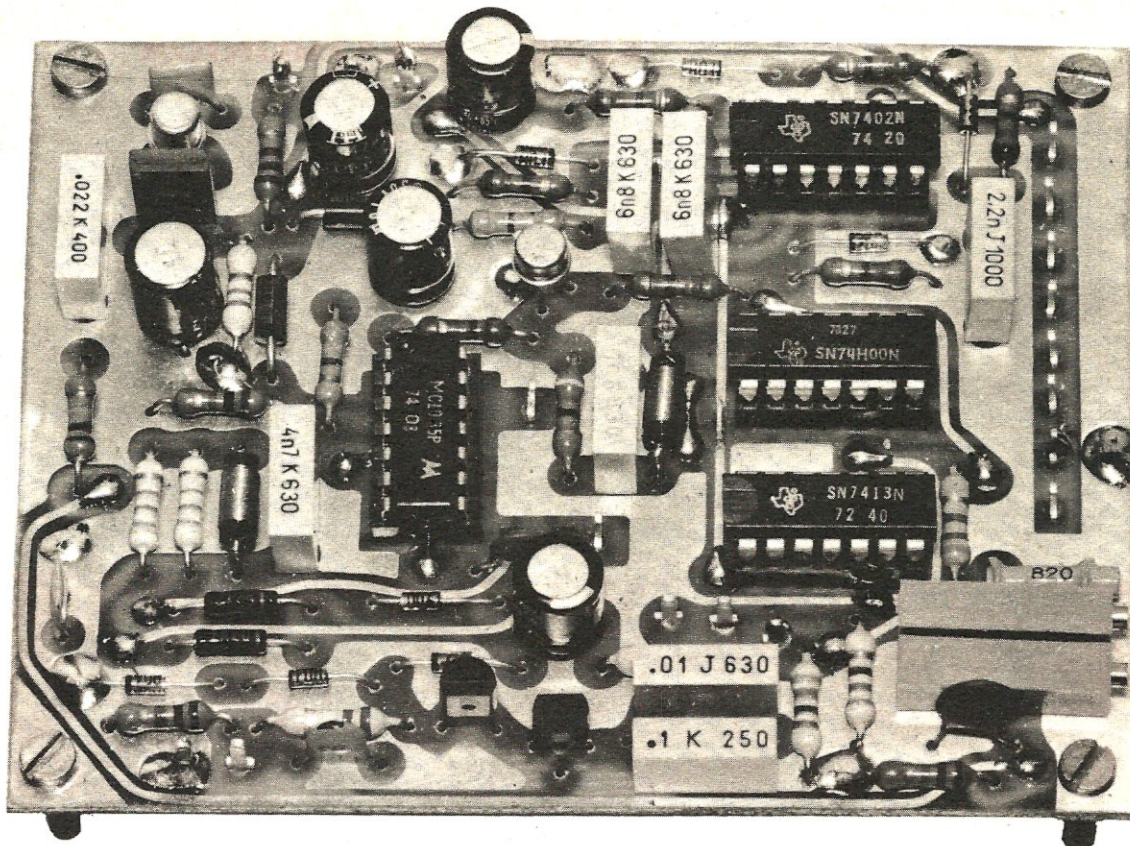
ATTENZIONE

Al fine di evitare disquidi nell'evasione degli ordini si prega di scrivere in stampatello nome ed indirizzo del committente città e C.A.P. in calce all'ordine.

Non si accettano ordinazioni inferiori a L. 4.000; escluse le spese di spedizione. Richiedere qualsiasi materiale elettronico, anche se non pubblicato nella presente pubblicazione.

CONDIZIONI DI PAGAMENTO:a) Invio, anticipato a mezzo assegno circolare o vaglia postale dell'importo globale dell'ordine maggiorati delle spese postali di un minimo di L. 450 per C.S.V. e L. 600/700, per pacchi postali.
b) Contrassegno con le spese incluse nell'importo dell'ordine.

133



STADIO BF-AF da 50 MHz.

Fra tutti coloro che hanno realizzato il nostro frequenzimetro digitale Over-Matic moltissimi ne sono risultati entusiasti e ci hanno scritto complimentandosi con noi per il perfetto funzionamento dell'apparecchio. Taluni altri invece non ne sono rimasti pienamente soddisfatti ed anzi hanno riscontrato tanti inconvenienti che in pratica non esistono e non debbono esistere se il montaggio viene effettuato a regola d'arte.

Per questo, conoscendo il circuito ed essendo più che certi della sua validità (come del resto confermato dalla stragrande maggioranza dei complimenti ricevuti rispetto alle lamentele), non abbiamo esitato a farci spedire i montaggi che non funzionavano a dovere per controllare cosa c'era che non andava e purtroppo ci siamo accorti che nel 99% dei casi il malfunzionamento era dovuto ad errori commessi involontariamente dal lettore oppure a componenti difettosi inseriti nel circuito senza averli preventivamente controllati.

In base alle riparazioni effettuate possiamo anzi

stilare un elenco statistico delle cause che impedivano a questi frequenzimetri di svolgere il compito per cui sono stati costruiti.

Tale elenco risulta così costituito:

- 50% Errori nei collegamenti dei commutatori rotativi.
- 20% Componenti con difetti di fabbricazione (per questo raccomandiamo sempre di controllarli uno per uno prima di montarli).
- 10% Mancata saldatura dei passanti tra la pista inferiore e la pista superiore dello stampato a doppia faccia (quasi sempre il filo passante era saldato solo da un lato mentre dall'altro, essendo troppo corto, non riusciva a collegarsi alla stagnatura).
- 10% Difficoltà a far oscillare il quarzo, per difetto dell'integrato oscillatore, per cui risultava necessario modificare leggermente il valore delle resistenze R3 ed R5.
- 5% Inversione del collegamento dell'alimenta-

zione, cioè erano stati collegati i +12 volt laddove servivano i -12 volt e viceversa, oppure erano stati inseriti i 160 volt al posto dei 5 volt, oppure ancora la tensione d'uscita era stata tarata su valori diversi da quelli richiesti, cioè si avevano ad esempio 4,3 volt dove invece ne servivano 5,1.

5°/o Saldature fatte male con gocce di stagno che cortocircuitavano due piste adiacenti, oppure saldature « fredde » con terminali di integrati o di transistors che si staccavano appena a toccarli oppure che « ballavano » dentro il foro come se vi fossero solo appoggiati.

Premesso quindi che nella maggioranza dei casi il mancato funzionamento dell'apparecchio era dovuto solo alla trascuratezza del lettore in quanto non ci si può incolpare di nulla se un inte-

grato è difettoso o diviene tale dopo qualche ora di funzionamento oppure se si debbono modificare le resistenze dell'oscillatore perché l'integrato impiegato ha più difficoltà ad oscillare rispetto ad un altro identico, dobbiamo comunque riconoscere che notevoli critiche ha suscitato lo stadio di BF (telaio LX 1.002) e non solo per la sua difficoltà di taratura ma anche perché tale stadio ad alta impedenza, pur riuscendo a funzionare dalla continua, ha una banda passante troppo limitata in quanto la massima frequenza misurabile non supera i 4 Megahertz.

Molti lettori poi che non sono riusciti a tarare bene tale stadio, per riuscire a misurare qualcosa, debbono applicare in ingresso segnali da 5-6 volt, anziché segnali da 12-30 millivolt come da noi indicato (se il vostro frequenzimetro si trova in tali condizioni occorre aumentare sperimentamen-

Presentiamo al lettore un interessante preamplificatore ad alta impedenza d'ingresso e ad elevata sensibilità che, pur essendo stato progettato per essere inserito nel nostro frequenzimetro Over-Matic presentato sui nn. 27-28, può tuttavia essere utilizzato anche su altri modelli.



Questo nuovo telaio, a differenza del vecchio LX1002, ci permette di raggiungere e superare in molti casi anche i 40 MHz, come vedesi in questa foto. Questa caratteristica permetterà a quanti non hanno interesse ad effettuare misure oltre i 35 MHz di eliminare il telaio VHF ottenendo quindi un frequenzimetro ancor più economico.

ELENCO COMPONENTI BF-AF

- R1 = 1 megaohm 1/4 watt
 R2 = 220.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 8.200 ohm 1/4 watt
 R7 = 10.000 ohm eltrim 20 giri
 R8 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R9 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R10 = 470 ohm 1/4 watt
 R11 = 100 ohm 1/4 watt
 R12 = 47 ohm 1/4 watt
 R13 = 330 ohm 1/4 watt
 R14 = 470 ohm 1/4 watt
 R15 = 220 ohm 1/4 watt
 R16 = 220 ohm 1/4 watt
 R17 = 4.700 ohm 1/4 watt
 R18 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R19 = 1.000 ohm eltrim 20 giri
 R20 = 150 ohm 1/4 watt
 R21 = 150 ohm 1/4 watt
 R22 = 120 ohm 1/4 watt
 R23 = 120 ohm 1/4 watt
 R24 = 120 ohm 1/4 watt
 R25 = 120 ohm 1/4 watt
 R26 = 220 ohm 1/4 watt
 C1 = 820.000 pF poliestere
 C2 = 22 pF ceramico
 C3 = 10 mF elettrolitico 16 volt
 C4 = 22.000 pF ceram. o poliest.
 C5 = 1.000 pF ceramico
 C6 = 100 pF ceramico
 C7 = 10.000 pF ceram. o poliest.
 C8 = 100.000 pF poliestere
 C9 = 10.000 pF ceram. o poliest.
 C10 = 1.000 pF ceramico
 C11 = 4.700 pF ceram. o poliest.
 C12 = 10 mF elettrolitico 16 volt
 C13 = 10 mF elettrolitico 16 volt
 C14 = 100 pF ceramico
 C15 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C16 = 6.800 pF ceramico
 C17 = 6.800 pF ceramico
 C18 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C19 = 6.800 pF ceram. o poliest.
 C20 = 6.800 pF ceram. o poliest.
 C21 = 820 pF ceramico
 C22 = 2.200 pF ceram. o poliest.
 TR1 = transistor NPN tipo 2N709
 TR2 = transistor PNP tipo BD138
 TR3 = transistor PNP tipo BC178
 FT1 = transistor FET tipo BF245
 FT2 = transistor FET tipo BF245
 DS1 = diodo silicio tipo FDH900
 DS2 = diodo silicio tipo FDH900
 DS3 = diodo silicio tipo FDH900
 DS4 = diodo silicio tipo FDH900
 DS5 = diodo silicio tipo FDH900
 DS6 = diodo silicio tipo FDH900
 DS7 = diodo silicio tipo FDH900
 DS8 = diodo silicio tipo FDH900
 DZ1 = diodo zener 3,3 volt 1/2 w
 DZ2 = diodo zener 3,3 volt 1/2 w
 DZ3 = diodo zener 5,6 volt 1/2 w
 DZ4 = diodo zener 7,5 volt 1/2 w
 JAF1 = impedenza AF da 10 micro Henry
 JAF2 = impedenza AF da 10 micro Henry
 IC1 = circuito integrato MC1035
 IC2 = circuito integrato SN74S00 - oppure SN74H00
 IC3 = circuito integrato SN7402
 IC4 = circuito integrato SN7413

te il valore della resistenza R18 provando con 1.500-1.800 oppure 2.200 ohm).

In effetti, tralasciando le difficoltà di taratura che con pazienza ed applicazione possono senz'altro essere superate, conveniamo con voi che questo telaio non è degno di far parte di un frequenzimetro come l'Over-Matic e poiché la vostra critica è più che giustificata vi porgiamo le nostre scuse se allora non abbiamo ritenuto utile far nulla di meglio.

Quando lo progettammo infatti ci sembrò che tale telaio di BF avrebbe potuto soddisfare pienamente le esigenze dei nostri lettori specialmente in rapporto al suo costo decisamente basso: alla luce dei fatti invece questa nostra supposizione si è rivelata non rispondente a realtà per cui, vagliando le vostre richieste, abbiamo cercato di studiare un nuovo circuito che andasse bene anche a coloro che lavorando normalmente con frequenze superiori ai 30 MHz, ci avevano fatto notare di dover impiegare continuamente il telaio VHF il quale però, avendo una bassa impedenza d'ingresso (52 ohm), non permette di effettuare misure su parti di circuiti AF ad alta impedenza.

Il telaio LX 1.022 che ora vi presentiamo in sostituzione del vecchio LX 1.002 è il frutto di questi nostri studi e, come potrete osservare dai dati qui sotto riportati, presenta caratteristiche veramente eccezionali in grado di soddisfare anche i lettori più esigenti.

Campo di frequenze (Banda passante)	LX 1.002 da 0 a 2 MHz	LX 1.022 da 0 a 50 MHz
Sensibilità a 1 MHz	15 mV	16 mV
Sensibilità a 2 MHz	25 mV	16 mV
Sensibilità a 10 MHz	=	16 mV
Sensibilità a 20 MHz	=	25 mV
Sensibilità a 30 MHz	=	35 mV
Sensibilità a 40 MHz	=	50 mV
Sensibilità a 50 MHz	=	80 mV
Taratura	critica	normale
Impedenza d'ingresso	1 Megaohm	1 Megaohm
Integrati impiegati	3	4
Fet impiegati	2	2
Transistors impiegati	5	1
Transistors per stabilizzare la tensione	=	2

Come avrete notato questo circuito ha il pregio di amplificare anche segnali aventi una frequenza massima di 50 MHz con una eccellente sensibilità su tutta la banda passante.

Possiamo precisare inoltre che questo circuito

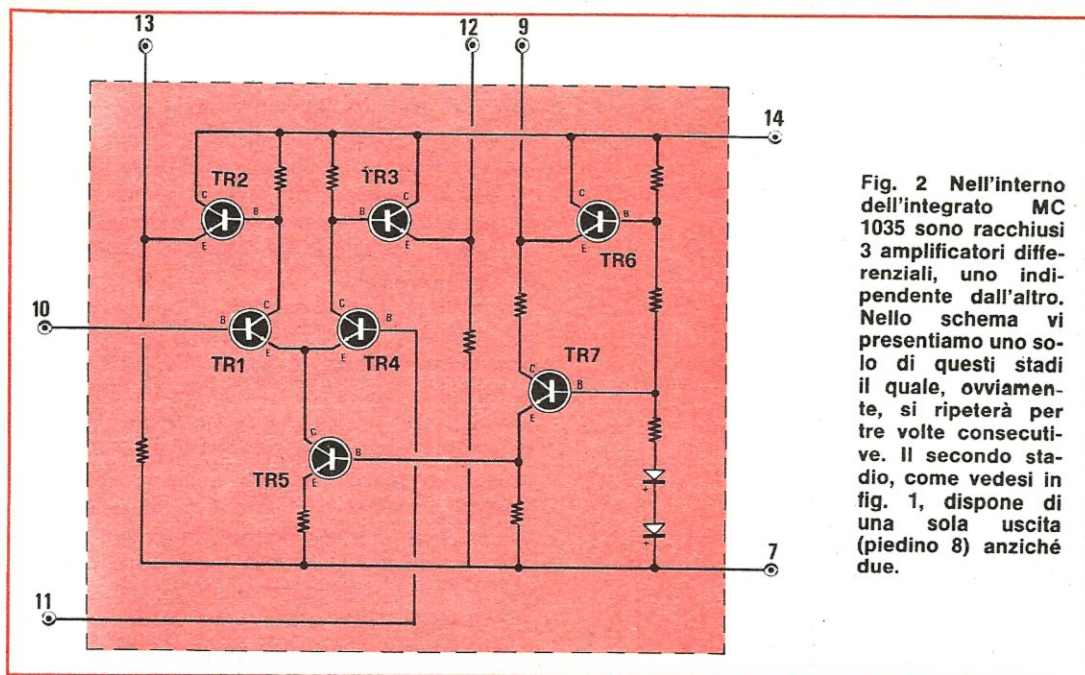


Fig. 2 Nell'interno dell'integrato MC 1035 sono racchiusi 3 amplificatori differenziali, uno indipendente dall'altro. Nello schema vi presentiamo uno solo di questi stadi il quale, ovviamente, si ripeterà per tre volte consecutive. Il secondo stadio, come vedesi in fig. 1, dispone di una sola uscita (piedino 8) anziché due.

impiegando un integrato ECL serie 2^a (MC1035 della Motorola) seguito da un integrato SN74S00 (della serie TTL Schottky) potrebbe in teoria funzionare correttamente fino ad una frequenza massima di 100 MHz ma poiché le caratteristiche indicate dalle case costruttrici sono generalmente « abbondanti », non ci si potrà mai aspettare di arrivare a questo risultato ed anzi ci si potrà già ritenere soddisfatti di arrivare a 60-70 MHz.

Noi comunque per non illudere il lettore promettendogli una cosa che si verifica una volta su mille e tenendo conto dell'incognita rappresentata dal cavo coassiale applicato esternamente al frequenzimetro il quale, se è troppo lungo, può introdurre perdite tali da ridurre il segnale da 50 a 10 millivolt soprattutto quando la frequenza supera i 20 MHz, abbiamo prefissato tale limite massimo a 50 MHz anche se sappiamo che il nostro circuito può amplificare frequenze superiori.

A questo occorre aggiungere che il segnale che esce dal preamplificatore deve poi passare necessariamente attraverso il primo divisore SN7490 del frequenzimetro il quale pone un altro limite superiore alla frequenza massima misurabile: se infatti tale divisore è così lento da non superare i 35 MHz, è assolutamente inutile che il telaio di BF riesca a raggiungere ad esempio i 70 MHz in quanto sarà poi questo SN7490 che limiterà a soli 34-35 MHz la frequenza massima misurabile.

Questo ve lo anticipiamo per evitare che qualcuno ci scriva accusandoci di aver dichiarato che il preamplificatore ha una banda passante di 50 MHz mentre invece egli non riesce a misurare più di 34-35 MHz.

Se vi accade questo dovrete quindi cercare fra un certo numero di SN7490 quello in grado di funzionare alla frequenza superiore e non è detto che non riusciate a trovarne uno in grado di raggiungere i 50 MHz: tale integrato dovrà poi essere sostituito al vecchio SN7490 presente sul vostro frequenzimetro.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico di questo preamplificatore è visibile in fig. 1. Da esso potrete osservare che



Fig. 3 Disposizione dei terminali dell'integrato MC1035.

il circuito d'ingresso è composto dal fet FT1, impiegato per ottenere un'entrata ad alta impedenza, al cui gate risultano collegati quattro diodi DS1-DS2 e DS3-DS4 in opposizione di polarità per limitare qualsiasi tensione applicata in ingresso ad un valore massimo di 1,1 volt picco-picco, quindi proteggere il fet stesso da eventuali sovratensioni che potrebbero metterlo fuori uso.

Il segnale che entra sul gate del fet viene poi prelevato dal source di questo componente (e precisamente nel punto di collegamento fra il diodo zener DZ1 e la resistenza R3) per essere mandato all'ingresso (piedino 10) dell'integrato IC1 (di tipo MC1035), cioè all'ingresso di un amplificatore differenziale.

Il fet FT2 il cui source risulta collegato (tramite una presa effettuata nel punto di collegamento fra lo zener DZ2 e la resistenza R4) al terminale 11 dell'integrato IC1, serve unicamente per poter ottenere su questo terminale la stessa tensione continua presente sul terminale 10 in quanto i terminali 10 e 11 (come risulta dallo schema elettrico dell'integrato MC1035) fanno capo ai due ingressi di un amplificatore differenziale pertanto queste due tensioni continue debbono risultare perfettamente uguali fra di loro se si desidera che l'integrato amplifichi il segnale alternato applicato sul terminale 10.

Una differenza di potenziale fra questi due terminali influirebbe infatti in maniera negativa sul funzionamento dell'integrato alterandone le prestazioni.

Il trimmer R7 i cui estremi risultano collegati, tramite le resistenze R6 ed R8, rispettivamente al positivo ed al negativo di alimentazione, ed il cui cursore alimenta, tramite la resistenza R5, il gate di FT2, ci sarà utile in fase di taratura per modificare la polarizzazione sul gate in modo da ottenere sulla resistenza R4 una caduta di tensione perfettamente identica a quella presente sulla resistenza R3, collegata in serie al source del primo fet.

Utilizzando questo circuito composto da due fet per alimentare gli ingressi (piedino 10 e 11) del differenziale incluso all'interno dell'integrato IC1 otteniamo due vantaggi il primo dei quali è rappresentato dal fatto di avere due tensioni perfettamente simili con possibilità di correggere eventuali tolleranze dei due diodi zener DZ1 e DZ2 in serie al source dei due fet mentre l'altro è quello di ottenere una compensazione automatica di temperatura poiché se al variare della temperatura interna del frequenzimetro la corrente di source di FT1 dovesse subire delle variazioni, anche l'altro fet, essendo contenuto nello stesso vano e montato sullo stesso circuito stampato subirebbe le stesse variazioni, quindi non si avrebbero cambiamenti di polarizzazione sui terminali 10 e 11 dell'integrato IC1.

I due diodi zener DZ1 e DZ2 da 3,3 volt servono unicamente per abbassare il valore della tensione continua da applicare alle basi dei due transistor di ingresso dell'integrato (piedino 10 e 11) senza per questo attenuare il segnale alternato sotto misura.

Se infatti non impiegassimo tale accorgimento, risulterebbe necessario inserire al posto dei due zener due resistenze le quali però, oltre a ridurre la corrente sui due fet e ad aggiustare la tensione di polarizzazione per gli ingressi di IC1, ridurrebbero anche l'ampiezza del segnale alternato.

Analizzato lo stadio d'ingresso, passiamo ora al preamplificatore vero e proprio composto da un unico integrato della serie ECL 2° tipo MC1035 della Motorola.

Questo integrato racchiude internamente tre amplificatori differenziali con stadi di uscita ad « emitter-follower » e con caratteristiche tali da poter lavorare fino a frequenze intorno ai 120 MHz.

Esternamente l'integrato si presenta come un normalissimo integrato digitale a 14 piedini (vedi fig. 3) e per la sua alimentazione richiede una

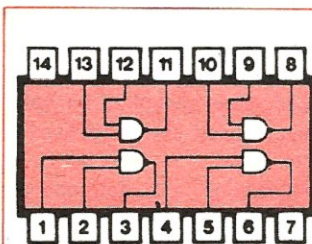


Fig. 4A Disposizione dei terminali dell'integrato SN74S00 o SN74H00

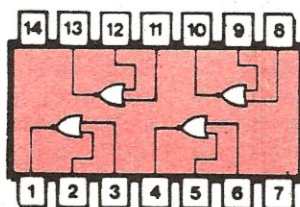


Fig. 4B Disposizione dei terminali e connessioni interne del SN7402.

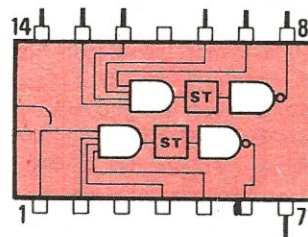


Fig. 4C Disposizione dei terminali e connessioni interne del SN7413.

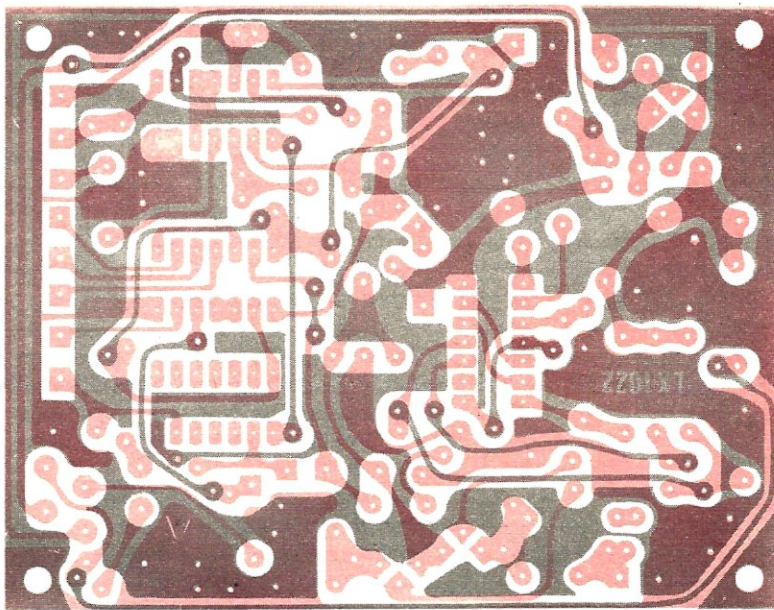


Fig. 5 Il circuito stampato di questo telaio è a doppia faccia su supporto di vetronite per ridurre le perdite in AF tanto più elevate quanto più si superano i 25 MHz.

tensione duale, cioè 1,8 volt positivi rispetto a massa applicati al piedino 14 e 4 volt negativi applicati al piedino 7 (prendendo sempre come riferimento la massa).

In fig. 2 vi presentiamo uno solo dei tre amplificatori in esso racchiusi e da questo schema potrete rilevare immediatamente che i due piedini d'ingresso 10 e 11 fanno capo rispettivamente alla base del transistor TR1 e TR4 i quali costituiscono, nel loro insieme, un amplificatore differenziale.

Dal collettore di questi due transistors il segnale amplificato giunge alla base di altri due transistors TR2 e TR3 collegati a collettore comune (emitter-follower) per aumentare la potenza del segnale e dall'emettitore di questi ultimi viene poi mandato ai terminali d'uscita (piedini 12 e 13).

Da notare che il secondo amplificatore contenuto nell'integrato dispone di una sola uscita (piedino 8) anziché di due come gli altri.

Le caratteristiche di questo amplificatore differenziale vengono migliorate alimentando i transistors TR1 e TR4 tramite il generatore di corrente costante costituito dal transistor TR5 la cui base è polarizzata da altri due transistor TR6 e TR7 che esplicano la funzione di mantenere stabile questa corrente al variare della temperatura rendendo così l'intero amplificatore differenziale pressoché insensibile a questo parametro.

Ogni stadio amplificatore contenuto nell'integ-

grato è quindi composto da cinque transistors (TR1-TR2-TR3-TR4 e TR5) mentre TR6 e TR7 rappresentano uno stadio comune a tutti e tre gli amplificatori, cioè in tutto l'integrato esiste un solo TR6 e un solo TR7 il cui emettitore alimenta le basi dei tre TR5 (uno per amplificatore).

Le entrate del primo amplificatore differenziale sono, come abbiamo detto, i piedini 10 e 11 cui corrispondono rispettivamente le uscite sui piedini 13 e 12; queste, nel nostro schema, sono collegate direttamente agli ingressi del secondo amplificatore (piedini 5 e 6 rispettivamente) mentre l'uscita di quest'ultimo (piedino 8) viene mandata sul piedino 4 d'ingresso del terzo amplificatore.

Quest'ultimo amplificatore viene utilizzato come Schmitt Trigger per squadrare il segnale in ingresso ottenendo in uscita delle onde quadre con fronti di salita e di discesa molto ripidi.

Non è infatti conveniente né ammissibile sfruttare quest'ultimo stadio ancora come amplificatore in quanto si otterrebbero solo instabilità ed autooscillazioni, inconvenienti questi che è necessario limitare il più possibile.

Una maggiore amplificazione la si potrebbe ottenere anche riducendo i valori delle resistenze R9 ed R10 ma così facendo si corre ancora il rischio di provocare autooscillazioni e quindi di leggere un valore sbagliato sul frequenzimetro.

Dall'uscita del trigger di Schmitt (piedino 1) il segnale viene poi applicato alla base del tran-

sistor TR1 (un 2N709 o BSX29) il quale ha come unico scopo quello di convertire il livello logico di uscita di un ECL al valore richiesto da un integrato TTL.

Gli integrati TTL sono infatti progettati per riconoscere come livello logico «0» tutte le tensioni comprese fra 0 e 0,8 volt e per considerare come livello logico «1» tutte le tensioni comprese fra 2 e 5 volt.

Se quindi noi mandassimo all'ingresso di un integrato di questa serie il segnale proveniente da un integrato della serie ECL (tipo l'MC1035), segnale che è sì un'onda quadra ma non rispetta questi limiti cioè non è compatibile con quello richiesto da un integrato TTL, non potremmo poi pretendere che quest'ultimo funzioni come noi pensiamo.

È pertanto necessario interporre fra questi due integrati un opportuno «adattatore» che ci permetta di impiegare correttamente le porte NAND racchiuse nell'integrato SN74S00 (porte indicate con il n. 2) la prima delle quali funge da «invertitore» mentre la seconda viene utilizzata come commutatore elettronico.

Si noterà infatti che il secondo NAND ha una entrata (piedino 5) collegata a massa tramite la resistenza R15, cioè su questo piedino è presente una condizione logica «0» che blocca l'uscita (piedino 6) al livello logico «1» impedendo al segnale di passare oltre fino a quando

non verrà applicata al capocorda n. 30 una tensione positiva di 5 volt, cioè fino a quando sul piedino 5 non si presenterà una condizione logica «1».

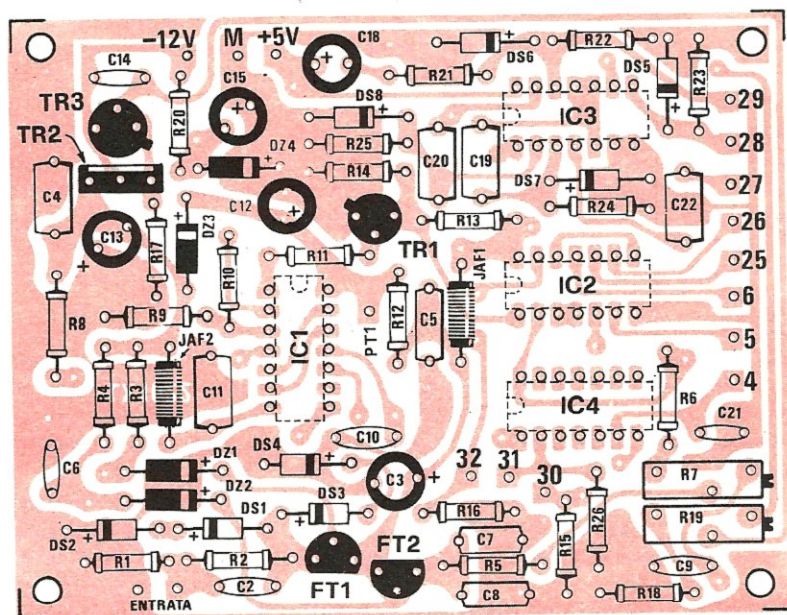
Quando questo accade, cioè quando dal frequenzimetro arriva l'autorizzazione al passaggio del segnale, sul terminale n. 6 (collegato al capicorda n. 5) ritroveremo lo stesso segnale presente sul collettore di TR1 (in quanto avrà subito due inversioni consecutive) leggermente ritardato rispetto a quest'ultimo.

Come porte NAND abbiamo utilizzato un integrato SN74S00 della serie Schottky in quanto questi, a differenza dei normali TTL, presentano la caratteristica di risultare più veloci potendo lavorare anche con frequenze dell'ordine dei 90-100 MHz: è proprio per questo che il nostro preamplificatore, anche ammettendo una certa tolleranza su questi valori limite, può amplificare tranquillamente segnali alla frequenza di 50 MHz.

Se non riuscirete a reperire questo integrato (in quanto non è ancora troppo diffuso commercialmente essendo di nuovissima concezione) potrete utilizzare al suo posto anche un SN74H00 oppure un SN74LS00 senza dover modificare nulla sul circuito (può essere inserito direttamente sullo zoccolo rispettando solo il verso della tacca di riferimento) e sarete ugualmente in grado di raggiungere con tranquillità i 30-32 MHz.

Come tutti gli SN7400 (SN74H00 - SN74S00 -

Fig. 6 Il lettore troverà riportato sul circuito stampato questo disegno serigrafico che gli agevolerà la realizzazione pratica. I numeri 29-28-27 ecc. riportati sulla destra corrispondono alla numerazione presente anche sul precedente telaio LX1002.



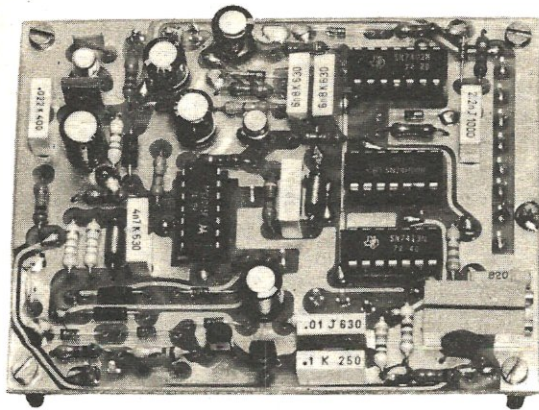
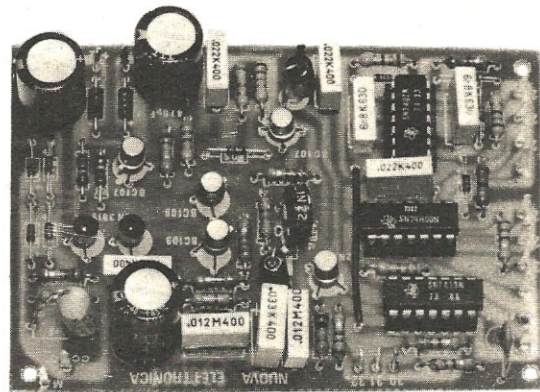


Foto del nuovo telaio di BF-AF modello LX1022 che potremo inserire direttamente nel nostro frequenzimetro OVER-MATIC al posto del telaio LX1002 visibile sulla destra.



Qui sopra è visibile il vecchio telaio LX1002 che oltre a risultare critico in taratura, non era in grado di superare i 2 MHz mentre il nuovo telaio LX1022 ci permette di raggiungere i 35-50 MHz.

SN74LS00) questo integrato racchiude al suo interno 4 NAND a duplice ingresso: due di questi, come abbiamo appena visto, vengono impiegati per invertire due volte il segnale presente sul collettore di TR1, mentre gli altri due NAND (sempre indicati con il n. 2) vengono sfruttati per la commutazione elettronica del segnale proveniente dal telaio LX1001.

Tale segnale arriva ai capicorda n. 25 e n. 26 e può passare oltre, cioè uscire dal capicorda n. 6 solo quando al capicorda n. 32 arriva una tensione positiva di +5 volt (livello logico « 1 ») cioè quando il deviatore S3 del frequenzimetro è posto sulla posizione « A ».

Avrete comunque già notato che in pratica questo schema di commutazione non si differenzia sostanzialmente da quello precedentemente applicato all'uscita del transistor TR1.

È inoltre ovvio che sullo schema elettrico, avendo disegnato i quattro NAND separati per rendere più comprensibile il funzionamento del circuito, non abbiamo potuto far comparire l'integrato SN74S00 con tutti i suoi 14 piedini, cioè in questo disegno non compaiono i due piedini di alimentazione e precisamente il piedino n. 14 che va collegato ai 5 volt positivi ed il piedino n. 7 che va collegato alla massa: nel circuito stampato tali connessioni sono comunque elettricamente già presenti.

Prima di passare alla descrizione dell'altro sta-

dio presente su questo telaio, cioè quello relativo al « cronometro » composto dall'integrato SN7402 (quattro NOR a due ingressi) e dal SN7413 (un doppio trigger di Schmitt), ci soffermeremo un istante sulla parte alimentatrice di questo preamplificatore BF-AF.

Tale telaio richiede, come abbiamo detto, un'alimentazione duale e precisamente una tensione di 5,1 volt positivi che preleveremo direttamente dall'alimentatore presente sul frequenzimetro Over-Matic ritoccando, a telaio inserito, il trimmer di regolazione di detto alimentatore in modo che sia in grado di erogare i 110-130 milliamper richiesti da questo circuito senza dar luogo ad inopportuni abbassamenti di tensione e una tensione di 12 volt negativi che preleveremo dal ponte raddrizzatore RS1 sempre presente nell'alimentatore del frequenzimetro (vedi pag. 620 del n. 27 di N.E.).

Questi 12 volt negativi servono per ottenere sul piedino 7 dell'integrato IC1 una tensione negativa di valore tale che, tenuto conto della caduta sul diodo zener DZ3, permetta di avere sul piedino 14 una tensione positiva esattamente di 1,8 volt.

Per ottenere questo, dato che il diodo zener ha una certa tolleranza per cui anche se è da 5,6 volt potrebbe in pratica risultare benissimo da 5,5 o da 5,7 volt, si è resa necessaria l'adozione di un regolatore di tensione costituito dai

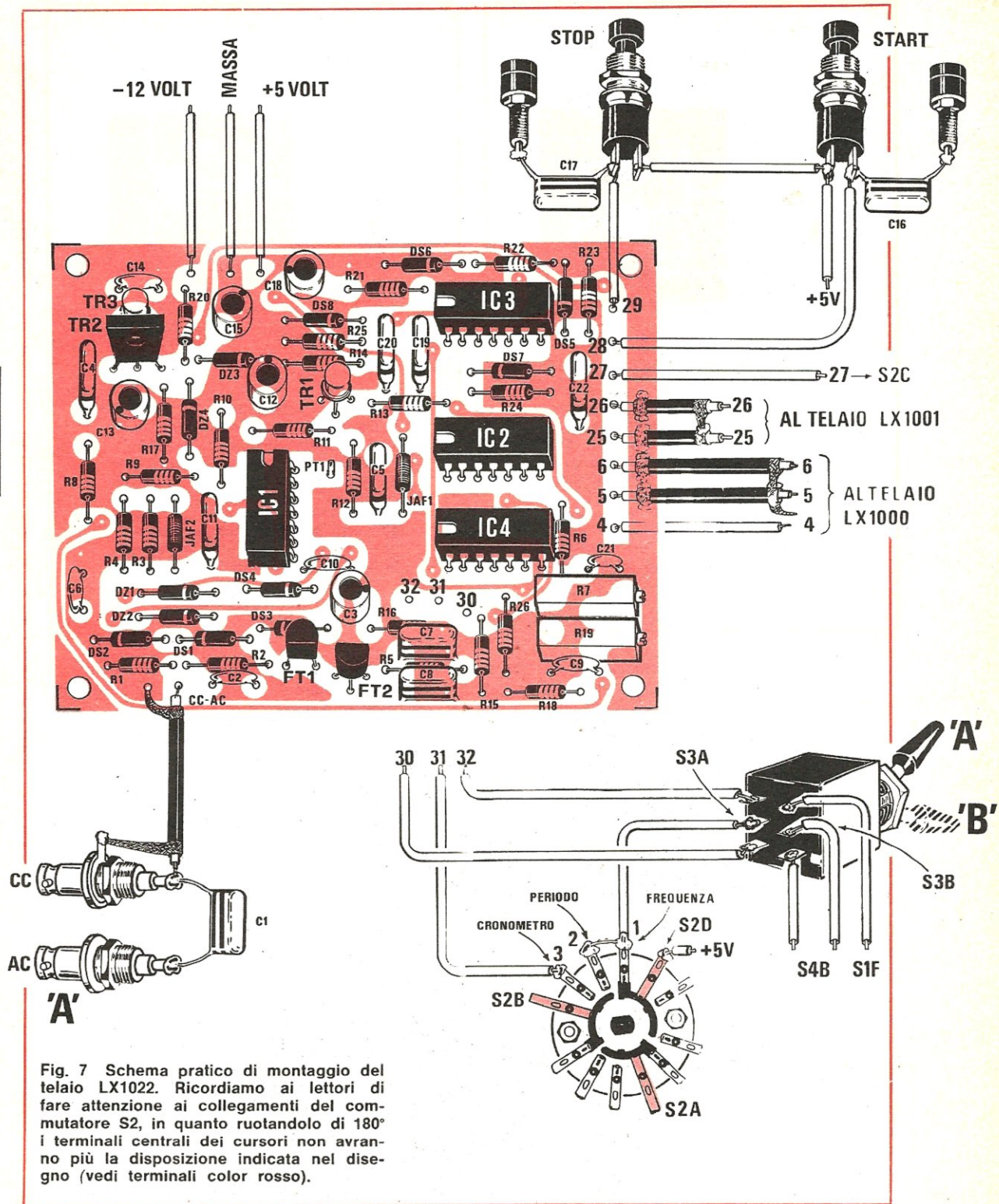
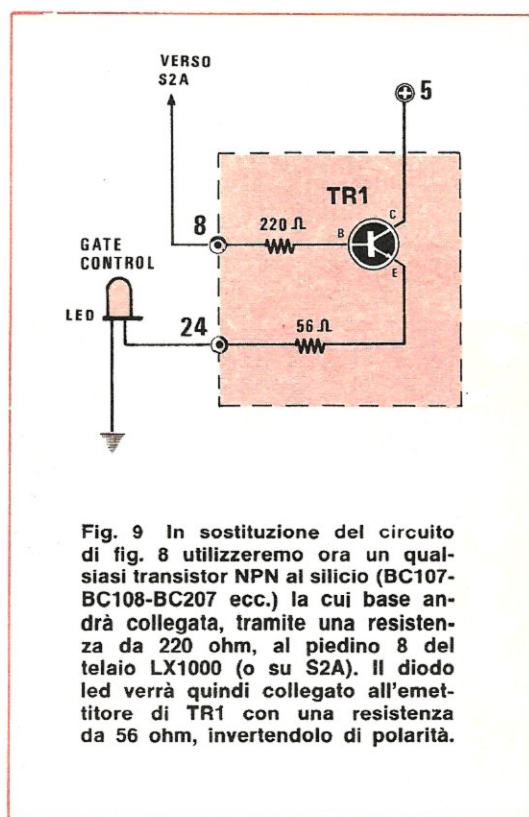
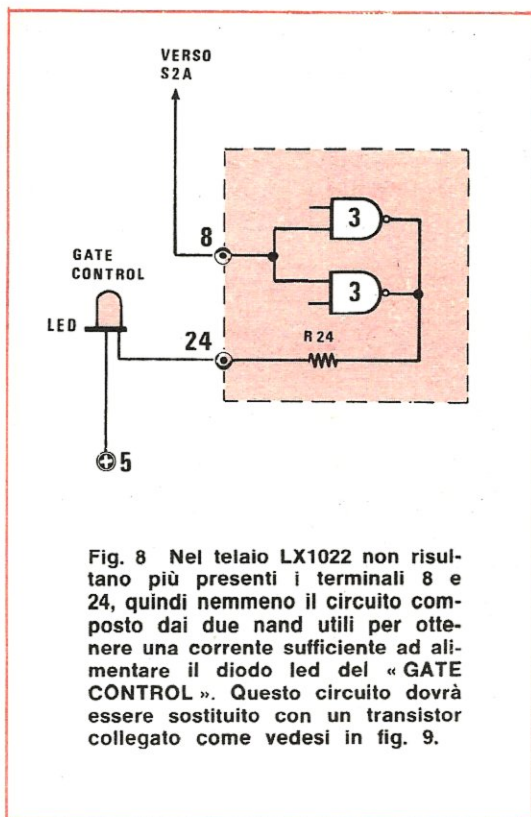


Fig. 7 Schema pratico di montaggio del telaio LX1022. Ricordiamo ai lettori di fare attenzione ai collegamenti del commutatore S2, in quanto ruotandolo di 180° i terminali centrali dei cursori non avranno più la disposizione indicata nel disegno (vedi terminali color rosso).



transistors TR2 (un PNP al silicio tipo BD138) e TR3 (ancora un PNP al silicio tipo BC178) il quale, a seconda della posizione assunta dal cursore del trimmer R19 applicato alla base di TR3, permette di variare con assoluta precisione la tensione presente sul piedino 7 da -2 volt a -5 volt erogando una corrente massima di 80-100 milliamper.

In questo modo, se il diodo zener all'atto pratico si rivela essere ad esempio da 5,8 volt anziché da 5,6 come da noi indicato, basterà ruotare il cursore del trimmer R19 fino ad ottenere sull'emettitore di TR2 (o, il che è lo stesso, sul piedino 7 dell'integrato) una tensione negativa di $5,8 - 1,8 = 4$ volt, mentre se il diodo zener risulta da 5,5 volt, su tale emettitore dovranno esserci $5,5 - 1,8 = 3,7$ volt negativi.

Questo, lo ripetiamo, perché sul piedino 14 deve necessariamente esserci una tensione positiva di 1,8 volt.

Altri due componenti critici per questo circuito sono le impedenze JAF1 e JAF2 che dovranno risultare da 10 microhenry, complete di nucleo di ferroxcube e risultare avvolte con filo non troppo sottile in modo da offrire una bassa resi-

stenza ohmica (dell'ordine dei 0,2 - 0,3 ohm).

Inutile poi tentare di autocostruirsele in quanto è difficilissimo rintracciare in commercio nuclei in ferroxcube della gradazione richiesta: anche per noi infatti non è stato cosa facile tanto che abbiamo dovuto risolvere il problema ordinando espressamente queste impedenze già avvolte e tarate nel rispetto delle caratteristiche richieste.

Utilizzando impedenze di altro tipo si corre il rischio di generare oscillazioni spurie all'interno dell'integrato o di ottenere notevoli attenuazioni del segnale su determinate frequenze.

Terminata la descrizione dello stadio preamplificatore BF-AF e del relativo commutatore elettronico nonché della sezione alimentatrice, passiamo ora ad interessarci dell'altro stadio incluso su questo stesso telaio il quale serve unicamente per la sola sezione « cronometro ».

Tale stadio non si differenzia notevolmente da quello che risulta incluso sul telaio LX1002 (vedi n. 28 pag. 688) per cui non varrebbe nemmeno la pena di stare a dilungarci su questo argomento.

Per chi non possedesse tale numero della nostra rivista ricordiamo comunque che i primi due

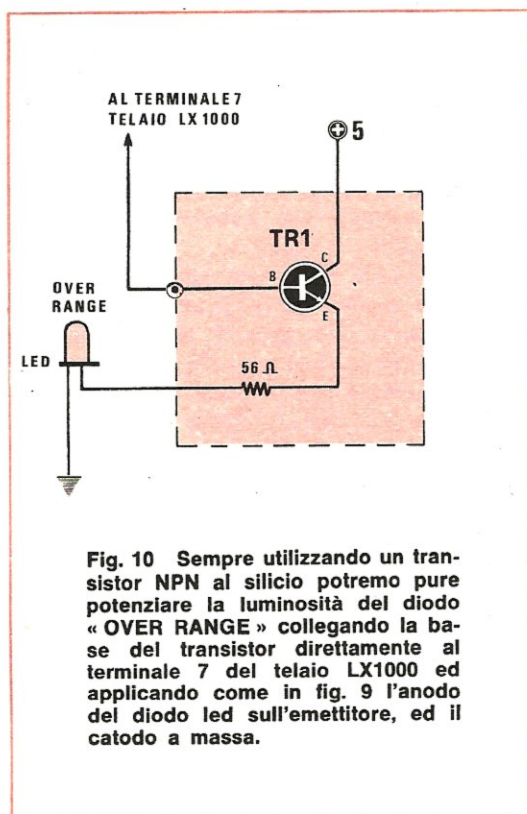


Fig. 10 Sempre utilizzando un transistor NPN al silicio potremo pure potenziare la luminosità del diodo « OVER RANGE » collegando la base del transistor direttamente al terminale 7 del telaio LX1000 ed applicando come in fig. 9 l'anodo del diodo led sull'emettitore, ed il catodo a massa.

NOR (indicati col n. 3) dell'integrato SN7402 sono collegati fra di loro in modo da formare un classico circuito flip-flop set-reset e che pigiando il pulsante di « Start » il cronometro inizierà il suo conteggio azzerando automaticamente il contatore cioè cancellando eventuali conteggi precedenti e per arrestarlo sarà sufficiente pigiare il pulsante di « Stop ».

L'impulso di comando passerà attraverso l'integrato IC4 (un doppio trigger di Schmitt SN7413) che funge contemporaneamente da amplificatore per questo impulso e da commutatore elettronico: infatti solo collegando al capicorda n. 31 una tensione positiva abilitaremo questo integrato in modo da poter ritrovare in uscita (piedino 6 collegato al capicorda n. 4) l'impulso applicato in ingresso (piedino 1).

Su questo stadio è stata apportata solo una piccola modifica rappresentata dal condensatore elettrolitico C18 e dalla resistenza R21 collegata all'ingresso (piedino 12) del NOR che fa capo al pulsante di « Stop ».

Infatti nel vecchio telaio LX1002 si verificava a volte un piccolo inconveniente e precisamente all'atto dell'accensione del frequenzimetro le fun-

zioni dello « Start » e dello « Stop » talvolta si invertivano cioè occorre pigiare lo « Stop » per avviare il cronometro e lo « Start » per fermarlo ottenendo anche un azzeramento automatico del conteggio (infatti agendo sul pulsante di « Start » si azzerava automaticamente il contenuto delle decadi di conteggio per evitare di premere il pulsante di Reset prima di ogni nuova misura di tempo).

Questo inconveniente era dovuto al flip-flop che, al momento dell'accensione, per la presenza di impulsi spurii, si commutava automaticamente in una condizione anormale anche se le due entrate teoricamente, per la presenza delle due resistenze R22 ed R23, avrebbero dovuto mantenersi nella condizione logica « 0 ».

Con l'inserimento del condensatore C18 e della resistenza R21 si viene invece a forzare ad « 1 » l'entrata (piedino 12) del NOR dello « Stop » al momento dell'accensione per cui il cronometro potrà avviarsi solo ed esclusivamente pigiando lo « Start » e non con lo « Stop » come accadeva col telaio LX1002.

Chi lamentasse sul suo frequenzimetro questo inconveniente e non volesse sostituire tutto il telaio LX1002 con questo LX1022, potrà eliminarlo aggiungendo, come abbiamo fatto noi, un condensatore elettrolitico da 47 mF con in serie una resistenza da 150 ohm tra i 5 volt positivi di alimentazione e l'ingresso n. 12 dell'integrato IC3.

Facciamo infine notare che in questo telaio sono scomparsi i capicorda n. 8-24 che invece erano presenti sull'LX1002 e che venivano utilizzati per l'accensione del led « Gate Control »: per poter ottenere la normale accensione di questo led sarà quindi opportuno adottare la soluzione indicata in fig. 9.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato relativo a questo telaio è contraddistinto, come abbiamo detto, dalla sigla LX1022 ed è in fibra di vetro a doppia faccia come vedesi dalla fig. 5 in cui esso è riportato a grandezza naturale. Tale circuito viene fornito già provvisto di fori per cui il montaggio ne risulterà notevolmente agevolato.

La prima operazione da compiere sarà quella di effettuare i collegamenti tra le piste superiori e le piste inferiori utilizzando possibilmente uno spezzone di filo di rame estratto da una piattina per impianti di illuminazione.

Non impiegate mai per questo scopo dei fili prelevati da vecchi trasformatori o da un avvol-

gimento qualsiasi poiché questi sono ricoperti di una vernice isolante che non permette il collegamento elettrico; se proprio li volete utilizzare dovrete per prima cosa togliere questo smalto raschiandolo con carta vetrata e, dopo aver effettuato le saldature, assicurarvi con l'aiuto di un ohmetro che si sia stabilito il contatto elettrico fra la pista superiore e la pista inferiore che debbono essere collegate insieme.

Una volta che vi sarete procurato il filo di rame nudo, tagliatene tanti spezzonecini da 1 o 2 cm. di lunghezza quante sono le piste che vanno collegate; ripiegate quindi un'estremità di ogni spezzonecino a forma di L facendo in modo che la parte piegata non superi i 2 mm. di lunghezza; infilate poi la parte più lunga del filo entro il foro e dopo aver appoggiato la parte piegata sopra la pista di rame facendo in maniera che essa si trovi tutta sopra la pista e non vada a creare cortocircuiti con la pista adiacente, provvedete a stagnarla.

Quando avrete stagnato tutti questi fili da una parte dovrete compiere l'analoga operazione da quell'altra.

A questo proposito consigliamo di tagliare con un paio di forbicine l'eccesso di filo che fuoriesce dal foro lasciandolo lungo non più di 3 mm. e ripiegare poi questi « capi » in modo da farli aderire al rame dello stampato dopodiché si potrà procedere a stagnarli.

Eseguiti tutti i ponticelli potremo passare ad inserire sul circuito stampato gli zoccoli degli integrati in quanto anche per questo montaggio, come del resto in tutti i montaggi in cui si impiegano circuiti integrati, consigliamo di non collegare direttamente gli integrati allo stampato poiché se qualcuno di essi fosse difettoso o venisse danneggiato involontariamente durante la fase di saldatura diverrebbe poi un problema il toglierlo ed anche ammesso che ci si riuscisse si correbbe il rischio di rovinare qualche pista.

Evitate pure di utilizzare zoccoli di tipo economico in quanto anche se risparmiereste un po' di denaro potreste introdurre nel circuito delle fonti di perdita tali da non riuscire più a raggiungere le frequenze desiderate; un tipo di zoccolo che si adatta perfettamente a questo circuito è ad esempio quello della Texas (che è di color nero e di dimensioni leggermente più basse del normale) in quanto, oltre al pregio di avere contatti inossidabili e clips perfetti, presenta la caratteristica di introdurre bassissime perdite alle AF.

Inizieremo quindi a collegare le resistenze cercando di appoggiarle bene con il loro corpo alla

vetronite dello stampato e non, come fanno alcuni, tenerle sollevate di 2 o 3 mm. inclinandole un po' da una parte e un po' dall'altra.

Prima di inserirle piegate con una pinzetta i terminali in modo da ottenere una specie di U in cui i due lati esterni sono rappresentati dai terminali stessi piegati mentre il lato inferiore è ottenuto col corpo della resistenza più i due pezzi di terminale non piegati.

Infilate quindi i terminali entro i relativi fori fino a far aderire la resistenza alla superficie dello stampato poi piegateli leggermente a V, cioè in senso opposto a quello in cui li avevate piegati in precedenza, in modo che la resistenza non possa più sfilarsi; tagliate poi il pezzo di terminale in eccedenza con un tronchesino facendo in modo che dal foro non fuoriesca più di 3 mm. di filo, quindi procedete a stagnarli.

Inutile ripetere che le saldature debbono essere perfette, che il saldatore non va solo appoggiato velocemente sulla pista di rame ma tenuto sopra quel tanto da permettere allo stagno di fondersi e spandersi adeguatamente attorno al terminale, che una saldatura perfetta si presenta lucida e non opaca e granulosa come ne vediamo tante, che lo stagno da usare è quello per radioriparazioni con anima interna deossidante e che tale stagno va scelto del tipo 60/40 o 70/30 cioè con il 60% di stagno ed il 40% di piombo o meglio ancora con il 70% di stagno e non al 50% poiché questo tipo di stagno va bene solo per fontanieri ed elettricisti e non per uso elettronico.

Non usate mai pasta salda e se noterete che i terminali delle resistenze e dei condensatori sono ossidati puliteli con carta smeriglio fine e ravvivate sopra ad essi lo stagno prima di inserirli nel circuito stampato.

Solo adottando questi accorgimenti infatti potrete pretendere, al termine del montaggio, che il vostro circuito funzioni perfettamente.

Come ultima operazione rimarranno da stagnare al circuito i fet, i transistors ed i trimmer a multigiri.

Per i fet ricordatevi che abbiamo impiegato il tipo BF245 con contenitore semicircolare e che su questo involucro i terminali D-G-S risultano disposti in modo diverso rispetto ai normali BF244 o 2N5245, perciò se sostituite questi due fet con altri tipi di fet dovrete far bene attenzione ad inserire i tre terminali esattamente sulla pista riservata ad ognuno di essi.

Altri avvertimenti non ve ne sono se non quelli di rispettare le polarità dei condensatori elettro-

litici e dei diodi zener aiutandovi anche con la serigrafia presente sullo stampato.

Terminato il montaggio non vi resterà altro che collegare il vostro telaio al frequenzimetro seguendo lo schema pratico di fig. 7.

Ricordatevi inoltre che le viti di fissaggio che andranno inserite nei quattro fori agli angoli dello stampato dovranno risultare elettricamente in contatto con il rame dello stampato stesso in modo di ottenere un ulteriore collegamento fra la pista superiore e inferiore di massa.

Attenzione infine a non sbagliare i collegamenti fra i vari capicorda in quanto sbagliare un collegamento, cioè portare in un determinato punto una tensione diversa da quella richiesta, può significare a volte la distruzione di un integrato.

TARATURA

Sullo schema elettrico di fig. 1 troverete indicate delle tensioni che sono quelle da noi rilevate nei vari punti del circuito utilizzando un voltmetro elettronico in quanto con un tester non si sarebbero ottenute indicazioni probanti: tali tensioni vi saranno estremamente utili in fase di taratura poiché vi permetteranno di scoprire se il vostro circuito funziona alla perfezione oppure se c'è qualche anomalia.

Facciamo però presente che sugli emettitori dei fet e sui terminali 10 e 11 dell'integrato tali tensioni possono anche risultare leggermente diverse da quelle da noi indicate in quanto esse sono subordinate alle caratteristiche dei fet impiegati, alle tolleranze dei diodi zener DZ1 e DZ2 e ad eventuali differenze sulla tensione di alimentazione.

Queste possibili differenze comunque non pregiudicano né il funzionamento né la sensibilità del circuito tanto che se su un terminale misureremo 0,6 volt negativi o 0,9 volt negativi anziché 0,8 volt negativi il circuito, come potrete notare, funzionerà ugualmente bene.

L'unica tensione *critica* che dovrete cercare con scrupolo di ottenere è quella relativa al piedino 14 dell'integrato IC1: su tale terminale infatti dovrà risultare presente una tensione positiva rispetto a massa pari esattamente ad 1,8 volt (esiste un apposito capicorda indicato con PT1 sul circuito stampato per misurare questa tensione) altrimenti l'amplificatore può anche non funzionare.

Per ottenere questo non è assolutamente necessario possedere un voltmetro elettronico infatti, come ora vi spiegheremo, questa tensione

la si può raggiungere operando in maniera semplicissima.

Inizieremo innanzitutto ruotando il cursore del trimmer a multigiri R19 fino ad ottenere sul punto PT1 (cioè sul terminale 14 dell'integrato IC1) una tensione positiva di circa 1,8 volt rispetto a massa (tale tensione potrà essere misurata anche con un tester).

Ottenuto questo, ruoteremo il commutatore SELECTOR del frequenzimetro sulla posizione FREQUENZA, sposteremo il deviatore VHF-AF sulla posizione AF, l'altro deviatore A-B sulla posizione B ed utilizzando un generatore di segnali di BF o AF inseriremo sul bocchettone d'entrata AF-AC un segnale d'ampiezza superiore ai 100 millivolt (potremo anche inserire segnali da 1 volt o da 10 volt).

Ruoteremo poi lentamente il trimmer a multigiri R5, cioè quello che alimenta la base del fet FT2, finché le nixie del frequenzimetro non ci indicheranno il valore della frequenza applicata in ingresso.

A questo punto qualcuno potrebbe ritenere che la taratura risulti già completa ed in effetti il preamplificatore sarebbe già in grado di funzionare ma la sensibilità non sarebbe ovviamente quella da noi indicata.

Per procedere oltre servirebbe un generatore di segnali AF ma si potranno ottenere risultati soddisfacenti anche utilizzando il solo generatore BF e facendolo funzionare alla sua frequenza più elevata che potrà essere di circa 100.000 o 200.000 Hz.

Ruoteremo quindi la manopola dell'attenuatore posta su questo generatore lentamente verso il minimo fino a raggiungere quella posizione in cui le cifre del frequenzimetro cominceranno a «ballare», cioè non rimarranno più ferme e stabili come quando il segnale in ingresso aveva un'ampiezza maggiore.

A questo punto ritoccheremo nuovamente il trimmer R5 ruotandolo lentamente fino a ritrovare una posizione in cui le cifre visualizzate dalle valvole nixie appaiono nitide e ben ferme.

Diminuiremo poi ancora il segnale in ingresso agendo sempre sull'attenuatore fino a far sparire le cifre, quindi ritoccheremo lievemente il trimmer R5 fino a farle ricomparire e così via.

Ovviamente più si attenerà il segnale in ingresso, più fine dovrà risultare la regolazione del trimmer, cioè se con segnali di ampiezza elevata è possibile far fare anche diversi giri alla vite del trimmer senza che le cifre spariscono, man mano che il segnale si attenua è sufficiente anche solo un piccolissimo spostamento della vite per far sparire o traballare le cifre sulle nixie di lettura.

Se disponete di un generatore AF vi consigliamo di effettuare questa taratura su una frequenza di circa 10-15 MHz compiendo le stesse operazioni che abbiamo indicato con un generatore BF.

Per raggiungere la massima sensibilità potrà a volte risultare necessario ritoccare leggermente anche il trimmer R19, cioè quello relativo al regolatore di tensione.

L'apparecchio si può considerare tarato quando il trimmer R5 sarà stato ruotato su quella posizione in cui si ha una lettura stabile della frequenza con la minor ampiezza possibile del segnale d'ingresso cioè nel giochetto di attenuare il segnale regolando poi successivamente il trimmer si raggiungerà un limite inferiore oltre il quale non si riuscirà più ad ottenere una lettura stabile della frequenza: a questo punto si aumenterà leggermente l'ampiezza del segnale in ingresso e, regolato il trimmer in modo da ottenere delle cifre ben ferme sulle nixie, si considererà terminata l'operazione.

Normalmente si dovrebbe riuscire ad ottenere una lettura stabile con segnali d'ingresso aventi un'ampiezza di 25-30 millivolt.

Mantenendo quindi l'ampiezza del segnale a questo livello potremo aumentare lentamente la frequenza fino a quando le cifre sulle nixie cominceranno a « ballare »; a questo punto aumenteremo l'ampiezza del segnale d'ingresso fino ad avere di nuovo un'indicazione stabile e riprenderemo ad aumentare la frequenza fino ad arrivare a 35-40 MHz: se a queste frequenze i numeri tenderanno a ballare potrete tentare un ritocco sui due trimmer R5 ed R19 fino a far riapparire stabilmente i numeri sulle nixie (ricordiamo che a queste frequenze ritoccare un trimmer significa ruotarlo di qualche grado e non fargli fare due o tre giri).

Se non riuscirete a raggiungere la sensibilità richiesta provate a controllare di nuovo la tensione sul piedino 14 dell'integrato e constaterete senz'altro che questa non risulta più di 1,8 volt come richiesto, ma di 1,5 o 2 volt, ed in queste condizioni, come vi abbiamo anticipato, l'amplificatore funziona solo per segnali di ampiezza maggiore di 100 millivolt.

Se a montaggio ultimato il telaio non vi funziona, cioè ruotando da un estremo all'altro il trimmer R5 non riuscirete a trovare quella posizione in corrispondenza della quale il frequenzimetro inizia a contare, avrete sicuramente commesso qualche errore cioè avrete, ad esempio, invertito le resistenze R6 ed R8 poste agli estremi del trimmer R5, oppure avrete inserito nello zoccolo un integrato in posizione sbagliata oppure ancora

avrete dimenticato di collegare il capicorda n. 30 (quello relativo al comando del commutatore elettronico) al filo che dovrebbe fargli giungere i 5 volt positivi.

In tutti questi casi infatti il segnale applicato in ingresso non potrà ritrovarsi sull'uscita.

Trovandovi in questa situazione (speriamo che non accada a nessuno di voi) potrete controllare con un voltmetro se sul terminale 30 sono presenti i 5 volt positivi oppure, se disponete di un oscilloscopio, potrete controllare se sul piedino 8 dell'integrato IC1, applicando in ingresso al preamplificatore un segnale di almeno 100 millivolt, appare un'onda quadra di circa 1 volt d'ampiezza che ritroveremo poi anche sul terminale 1.

Sul collettore del transistor TR1 tale segnale risulterà invece di 2,5 volt.

Non preoccupatevi poi se l'onda quadra che ritroverete sull'integrato o sul transistor avrà la traccia superiore nitida e pulita mentre quella inferiore risulterà di forma peggiore poiché quando il segnale passerà attraverso l'integrato SN74S00 tutta la parte inferiore verrà eliminata.

Se infine vi capitasse di ritrovare, contrariamente a quanto da noi affermato, in uscita dall'integrato SN74S00 un'onda che non è assolutamente quadra ma che ha i lati verticali uno più corto dell'altro, non incolpate di questo il preamplificatore perché l'onda che esso genera è perfetta, e le deformazioni che voi vedete sono dovute solo ed esclusivamente all'amplificatore inserito all'interno del vostro oscilloscopio o al cavo coassiale che manca del circuito di compensazione e quindi deforma, con la sua capacità, l'onda che lo attraversa.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX1022 in fibra di vetro e già forato L. 3.500

Tutti i componenti necessari alla realizzazione, cioè circuito stampato, integrati, zoccoli, transistori, resistenze, trimmer multigiri, condensatori, diodi zener, diodi al silicio L. 20.000

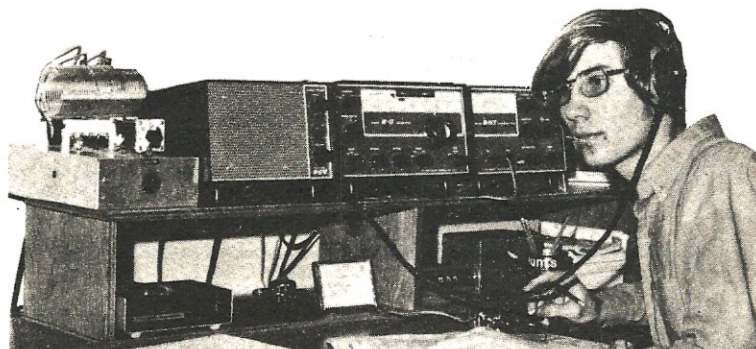
Il telaio già montato e tarato (è comunque necessario un piccolo ritocco al trimmer R21 nel caso la tensione non risulti esattamente di +5,1 volt) L. 25.000

Al costo del materiale occorre aggiungere L. 1.500 per spese postali.

PREAMPLIFICATORE **D'ANTENNA a MOS-FET**

per i

144
MHz.



Le ridottissime dimensioni e l'alta efficienza rendono questo preamplificatore d'antenna utilissimo per sensibilizzare qualsiasi ricevitore sui 144-145 MHz, sia esso in AM, SSB o FM.

Un preamplificatore d'antenna, come la parola stessa lascia ad intendere, serve a potenziare il segnale AF in ingresso ad un ricevitore in modo da migliorarne la sensibilità: i vantaggi che derivano dal suo impiego sono dunque facilmente intuibili in quanto ci permetterà di captare segnali che diversamente, essendo troppo deboli, verrebbero sommersi dal « rumore » dell'apparecchio risultando indecifrabili.

In altre parole potenziare il segnale captato dall'antenna è come ridurre la distanza tra la stazione trasmittente e l'apparato ricevente ottenendo lo stesso effetto, che si ha quando si guarda un oggetto in lontananza ad occhio nudo oppure tramite un binocolo: anche quest'ultimo infatti, amplificando l'immagine, dà l'impressione di avvicinarla all'osservatore rendendo percettibili anche particolari che in caso contrario non potrebbero assolutamente venire apprezzati.

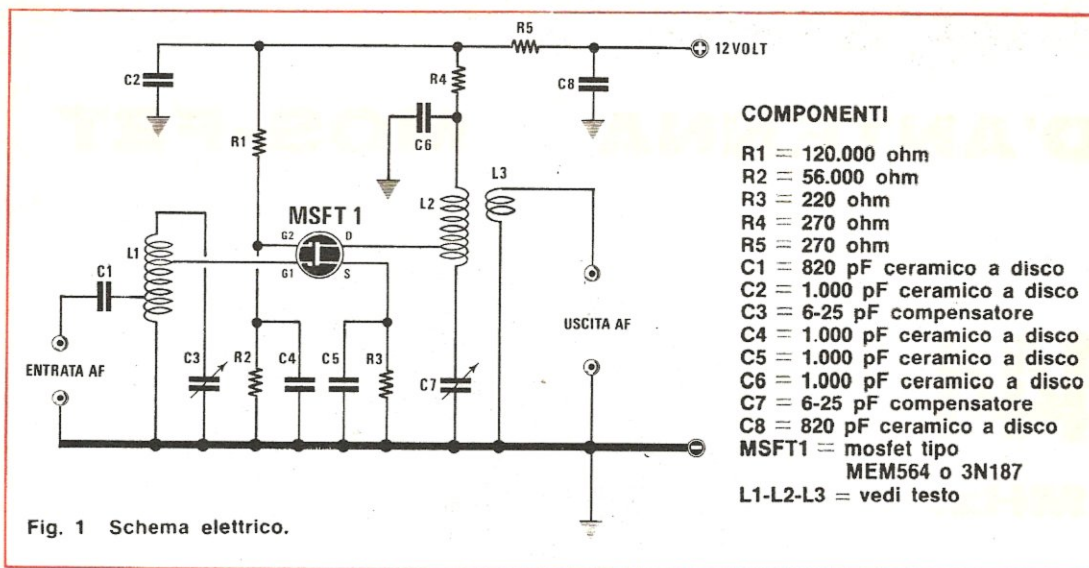
Inserendo quindi un preamplificatore tra l'antenna ed il nostro apparecchio ricevente (nel caso in cui questi non ne sia ancora dotato) otterremo sempre più vantaggi che svantaggi: parliamo anche di svantaggi perché a volte, specialmente nei ricevitori di basso costo i cui stadi di AF sono realizzati con transistor al germanio, ed in cui

sono state utilizzate MF economiche, cioè dove già sono presenti fenomeni di transmodulazione ed intermodulazione come, ad esempio, nel ricevitore Labes RT144/B, impiegando il preamplificatore tali difetti verranno accentuati per cui, oltre a non migliorarne la sensibilità, se ne peggiorerebbe anche il funzionamento attuale.

Al contrario, installando questo preamplificatore su tutti quei ricevitori in AM o SSB che impiegano negli stadi di AF valvole termoioniche, fet o mosfet, noterete subito un vistoso miglioramento in quanto la sensibilità del vostro apparecchio, come potrete constatare di persona, verrà notevolmente aumentata.

Un risultato ancora maggiore lo si otterrà sui ricevitori o ricetrasmittitori in FM in quanto non solo si migliorerà la sensibilità dell'apparecchio ma si ridurranno pure i disturbi presenti sul segnale ricevuto: aumentando infatti l'ampiezza del segnale AF si ha la possibilità di far lavorare meglio il « limitatore d'ampiezza » presente su questi ricevitori ottenendo quindi un maggior silenziamento.

Tanto per fare un esempio pratico, se in un ricevitore in FM senza preamplificatore era necessario, per ottenere 20 dB di silenziamento, un



segnale AF di circa 1 microvolt, inserendo il nostro preamplificatore, per ottenere gli stessi 20 dB di silenziamento sarà sufficiente un segnale AF di soli 0,2 microvolt, cioè diverranno comprensibili anche segnali che prima erano indecifrabili.

SCHEMA ELETTRICO

Questo preamplificatore, come vedesi dallo schema elettrico di fig. 1, impiega un solo mosfet a doppio gate autoprotetto di tipo MEM564 o 3N187: consigliando questi due tipi di mosfet non intendiamo tuttavia asserire che nel nostro circuito non ne possano essere inseriti altri in quanto ne potrebbero esistere tanti adatti a questo impiego.

L'unica osservazione che possiamo farvi a questo proposito è che, cambiando tipo di mosfet, potrà rendersi necessario modificare le prese sulla bobina L1 (collegamento con G1) e sulla bobina L2 (collegamento col terminale D) cercando sperimentalmente il punto di miglior funzionamento.

Ovviamente, sostituendo nel circuito il componente di maggior « peso », potrà variare anche il guadagno, cioè potremo trovare mosfet in grado di assicurarci un massimo di 18 dB ed altri che invece non permettono di superare i 15 dB; in altre parole, a seconda del tipo di mosfet impiegato, l'amplificazione del segnale di ingresso potrà variare da un minimo di 6 ad un massimo di circa 9 volte.

Passando al funzionamento del circuito, notiamo che il segnale AF captato dall'antenna, attra-

verso il condensatore C1, viene trasferito sulla bobina L1 accoppiata col compensatore C3: agendo su tale compensatore si riuscirà appunto a sintonizzarsi sul centro gamma della frequenza desiderata.

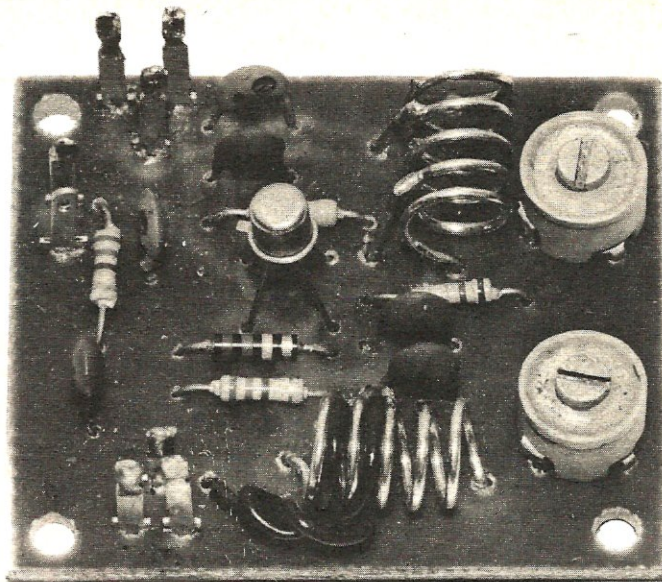
Il segnale selezionato dal complesso C1-L1-C3 viene poi prelevato da tale bobina ed applicato sul gate G1 del mosfet il quale ce lo ripresenterà opportunamente amplificato sul drain: qui il segnale verrà nuovamente sintonizzato attraverso un secondo circuito costituito dal compensatore C7 e dalla bobina L2 il cui accordo viene regolato per il centro banda agendo su C7.

Il segnale di AF così preamplificato viene poi trasferito, per via induttiva, dalla bobina L2 alla



Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale necessario a ricevere tutti i componenti di questo preamplificatore AF per i 144-146 MHz.

Foto ingrandita due volte del preamplificatore descritto nell'articolo. Si noti come la bobina L3 (vedi anche fig. 3 in basso) che dovremo realizzare con filo di rame isolato in plastica, si trovi intercalata tra le prime spire della bobina L2. Per evitare che la bobina L3 possa sfilarsi o muoversi, la fisseremo con qualche goccia di collante a L2.



bobina L3 da cui verrà prelevato per mandarlo in ingresso al ricevitore da sensibilizzare.

Le caratteristiche principali di questo circuito si possono riassumere in una bassa cifra di rumore (ricordiamo, a questo proposito, che quando vi sono più amplificatori in cascata la cifra di rumore totale è pressoché uguale a quella del primo stadio), una eccellente stabilità (caratteristica del mosfet il quale, così impiegato, non richiede neutralizzazione), un basso assorbimento (inferiore al milliamper), un discreto rendimento (potendo raggiungere un guadagno medio di 15-18 dB) ed un costo estremamente limitato oltre, naturalmente, al bassissimo ingombro (soprattutto

in altezza) il che lo rende adatto ad essere inserito all'interno di qualsiasi ricetrasmittitore di tipo commerciale.

REALIZZAZIONE PRATICA

Considerata l'estrema semplicità del circuito, la realizzazione di questo preamplificatore AF per i 144 MHz non dovrebbe presentare nessuna difficoltà soprattutto per il fatto che potrete ancora una volta avvalervi del nostro circuito stampato (LX128) visibile a grandezza naturale in fig. 2, sul quale troveranno posto tutti i componenti come può vedersi in fig. 3.

Se invece deciderete di rinunciare a questo circuito stampato e vorrete effettuare il montaggio volante vi ricordiamo solo che è indispensabile che le due bobine L1 ed L2 siano poste perpendicolarmente fra di loro e tenute a debita distanza l'una dall'altra (affinché il flusso di L1 non interessi L2 e viceversa) e che i collegamenti siano molto corti.

Il montaggio andrà effettuato fissando alle apposite piste tutti i componenti comprese le bobine L1, L2 ed L3 e tenendo per ultimo il mosfet per il quale, come al solito, si dovranno rispettare le connessioni dei terminali: tali connessioni sono ben visibili nel disegno di fig. 5 in cui il mosfet è visto dalla parte in cui i terminali fuoriescono dal corpo, cioè dal di sotto.

Visti dal di sopra tali terminali risulteranno quindi invertiti come appare sul disegno serigrafico del circuito stampato da noi fornito.

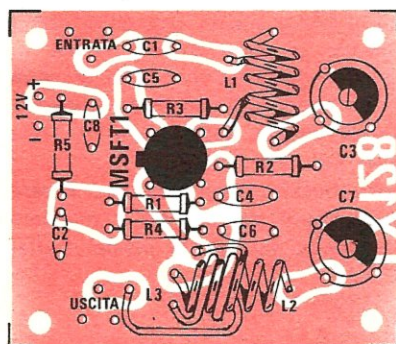


Fig. 3 Sul circuito stampato, dal lato componenti è riportato con vernice indelebile il disegno serigrafico visibile in figura.

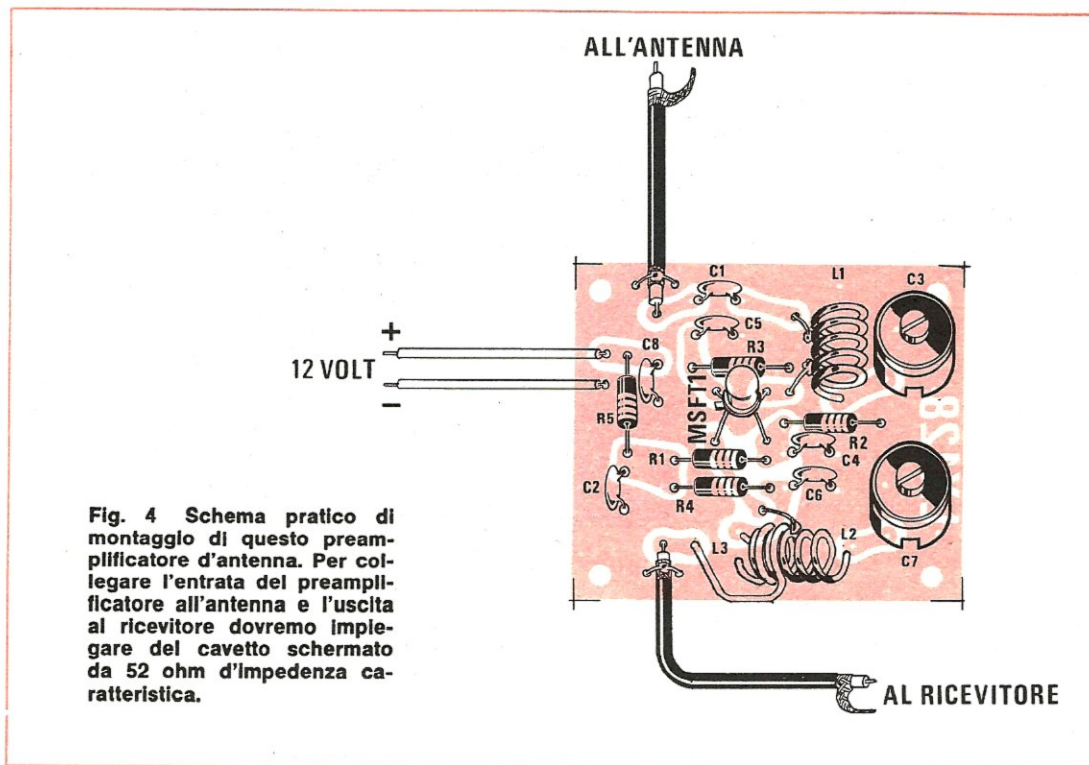


Fig. 4 Schema pratico di montaggio di questo preamplificatore d'antenna. Per collegare l'entrata del preamplificatore all'antenna e l'uscita al ricevitore dovremo impiegare del cavetto schermato da 52 ohm d'impedenza caratteristica.

Prima di inserire il mosfet sullo stampato controllate poi che non esista un'anellina metallica che cortocircuita tutti e quattro i terminali: se esiste toglietela solo dopo aver stagnato i terminali alle apposite piste. Questa anellina viene infatti normalmente applicata per evitare la distruzione del mosfet nel caso in cui vi siano dispersioni di tensione da parte del saldatore.

Essa comunque non è presente sui mosfet da noi consigliati in quanto internamente essi sono già provvisti di una protezione più che sufficiente ad evitarne la distruzione anche in questi casi; l'avvertimento quindi vale solo per quei lettori che volessero impiegare altri tipi di mosfet sprovvisti di protezione interna i quali potrebbero correre il rischio di mettere fuori uso il componente senza accorgersene.

È proprio per questa fragilità intrinseca del mosfet che noi consigliamo sempre ai lettori l'impiego di tipi autoprotetti anche se il loro rendimento è leggermente inferiore a quelli sprovvisti di protezione.

Per quanto riguarda le bobine L1, L2 ed L3 vi forniremo solo il filo argentato necessario per costruirle oltre naturalmente ai dati caratteristici

di ciascuna di esse che troverete qui sotto elencati:

Bobina L1

Avvolgere n. 5 spire affiancate una all'altra di filo di rame argentato (o stagnato) da 1 mm. su una punta da trapano di diametro 8 mm.; allungare poi la bobina così ottenuta fino ad ottenere un solenoide lungo circa 15 mm.

Su questa bobina è necessario effettuare due prese: una per il collegamento con C1 e l'altra per il collegamento col gate G1 del mosfet.

La prima presa andrà effettuata sulla 2ª spira a partire dal lato freddo (lato di massa), mentre la seconda dovrà essere posta sulla 4ª spira sempre a partire dal lato freddo.

Da notare che queste prese potranno essere variate sperimentalmente per ottenere il massimo rendimento a seconda del tipo di mosfet impiegato.

Bobina L2

Avvolgere n. 5 spire di filo di rame argentato (o stagnato) da 1 mm. su una punta da trapano di diametro 8 mm. o su un supporto cilindrico di diametro equivalente; allungare poi la bobina così



ottenuta fino ad avere un solenoide lungo circa 15 mm.

Effettuare quindi una presa sulla spira centrale per il collegamento col drain del mosfet (anche questa presa potrà essere spostata sperimentalmente).

Bobina L3

Avvolgere n. 2 spire di filo di rame isolato in plastica da 0,5-0,8 mm. di diametro su un supporto cilindrico di diametro 8 mm.; inserire poi queste due spire nello spazio vuoto compreso fra le prime tre spire (dalla parte in cui è situato il condensatore C2) della bobina L2.

TARATURA

Terminato tutto il montaggio si dovrà ora procedere ad una semplice ma necessaria taratura dei compensatori C3 e C7 in modo da sintonizzare esattamente il circuito sulla gamma richiesta, cioè sui 144-146 MHz.

Prima di effettuare tale taratura dovremo collegare l'ingresso e l'uscita del preamplificatore rispettivamente al bocchettone dell'antenna ed all'ingresso del ricevitore utilizzando un cavetto coassiale da 52 ohm di impedenza caratteristica la cui calza metallica dovrà essere stagnata alla massa dello stampato.

Effettuato questo collegamento, potremo alimentare il nostro circuito con una tensione di circa 12 volt ed iniziare la taratura vera e propria: per far questo sarebbe necessario disporre di un oscillatore modulato in grado di generare un segnale alla frequenza di 144 MHz, ma poiché riteniamo che siano in pochi a disporre di un tale strumento, consigliamo più semplicemente di captare il segnale di una qualsiasi emittente che trasmetta su tale gamma e, aiutandosi con l'S-meter del ricevitore, ritoccare i due compensatori fino ad ottenere la massima deviazione della lancetta dello strumento.

Non preoccupatevi poi se tale deviazione risulterà minima rispetto a quella che si sarebbe ot-

tenuta senza l'uso del preamplificatore: l'indicazione di questo strumento è infatti, nella maggioranza dei casi, su scala logaritmica per cui una deviazione positiva anche di due sole graduazioni dell'indice ci indicherà un aumento piuttosto forte del segnale in ingresso.

Tale aumento sarà comunque molto più appariscente se capterete segnali molto deboli anche perché sui segnali forti entra in funzione il « controllo automatico del guadagno » ad attutire gli effetti del preamplificatore: per tarare bene il circuito sarà quindi opportuno scegliersi un segnale piuttosto debole.

Nel caso in cui, ruotando i due compensatori, non riuscite ad ottenere un punto di funzionamento ben preciso in cui si noti un apprezzabile aumento di sensibilità, la causa sarà da ricercarsi nel fatto che le due bobine L1 ed L2 non sono state realizzate secondo quanto da noi prescritto, oppure che la bobina L3 non è stata inserita bene tra le spire di L2 (sarebbe consigliabile fissarla con un po' di collante affinché non abbia più a muoversi).

Nel primo caso occorrerà stringere o allargare di più le due bobine (di pochi millimetri) in modo da poterle sintonizzare con maggior facilità al centro gamma dei 144 MHz o 146 MHz per la FM: in questa operazione dovrete procedere a tentativi fino a quando non vedrete la lancetta dell'S-meter deviare leggermente verso il fondo scala, cioè fino a quando non avrete trovato l'accordo perfetto.

Raramente sarà necessario ritoccare le prese sulle bobine L1 ed L2, sempreché non si usino mosfet di tipo diverso da quelli da noi indicati: in questo caso si inizierà sempre dalla bobina L2 provando se nel modificare la presa si ottiene un miglioramento, cioè si ha una maggiore sensibilità, oppure si ottiene l'effetto contrario; trovato il punto di miglior funzionamento, si passerà poi a compiere la stessa operazione sulla bobina L1.

COSTO DEL MATERIALE

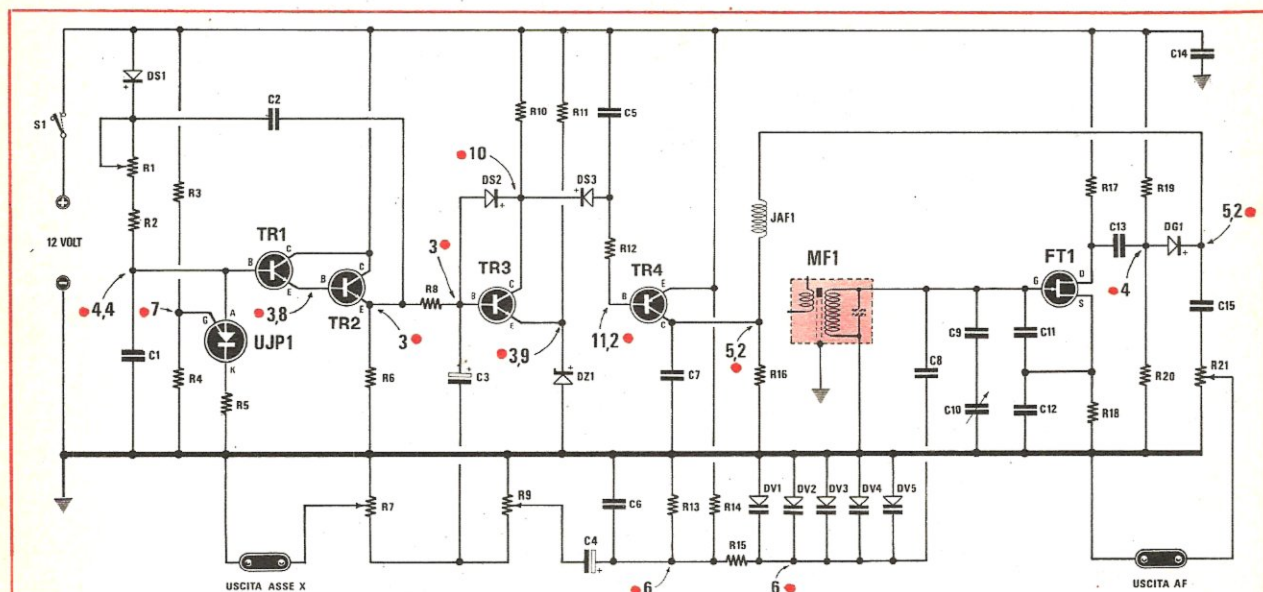
Il solo circuito stampato in fibra di vetro L. 1.000

Tutto il materiale richiesto per la realizzazione, cioè circuito stampato, mosfet, compensatori, resistenze, condensatori e filo di rame argentato per la realizzazione delle bobine L. 4.000

Al costo occorrerà aggiungere L.1.000 per le spese postali.

Per poter evidenziare, sullo schermo di un oscilloscopio, la curva di risposta di una media-frequenza, è necessario disporre di uno sweep a scansione lenta: quello che qui vi presentiamo, progettato per tarare la media-frequenza a 9 MHz del ricevitore RX2, può essere utilizzato anche per altri tipi di MF.

UNO SWEEP per tarare le MF.



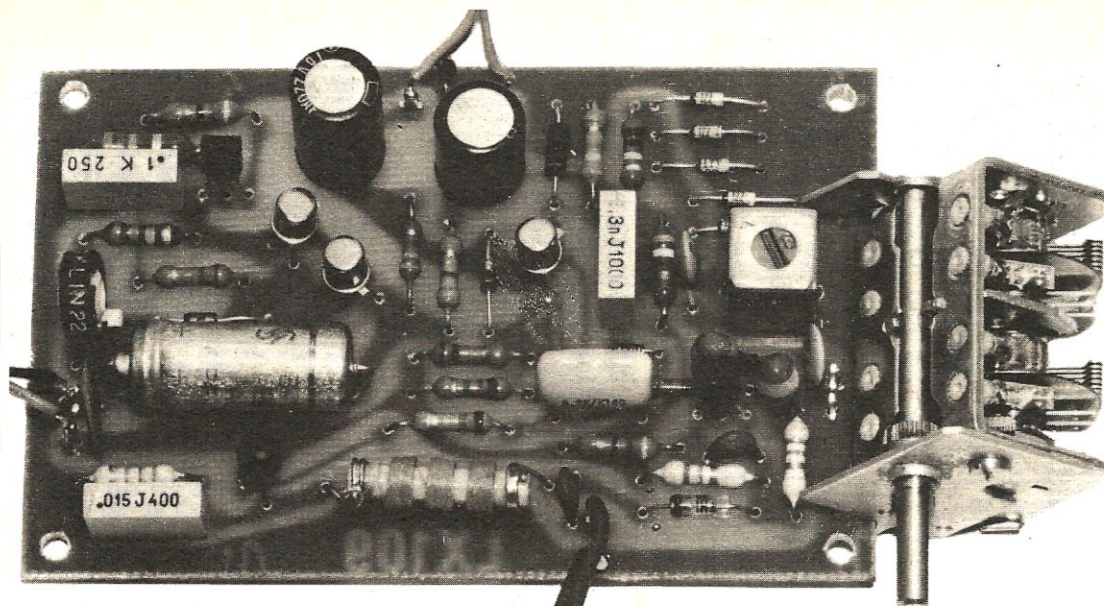
COMPONENTI

R1 = 470.000 ohm trimmer
 R2 = 180.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 12.000 ohm 1/4 watt
 R4 = 18.000 ohm 1/4 watt
 R5 = 47 ohm 1/4 watt
 R6 = 470 ohm 1/4 watt
 R7 = 100.000 ohm potenziometro lineare
 R8 = 3.300 ohm 1/4 watt
 R9 = 47.000 ohm potenziometro lineare
 R10 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R11 = 1.800 ohm 1/4 watt
 R12 = 56.000 ohm 1/4 watt
 R13 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R14 = 3.900 ohm 1/4 watt
 R15 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R16 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R17 = 470 ohm 1/4 watt
 R18 = 150 ohm 1/4 watt
 R19 = 4.700 ohm 1/4 watt

R20 = 4.700 ohm 1/4 watt
 R21 = 2.200 ohm potenziometro lineare
 C1 = 100.000 pF poliestere
 C2 = 220 mF elettrolitico 40 volt
 C3 = 220 mF elettrolitico 16 volt
 C4 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C5 = 8.200 pF poliestere
 C6 = 3.300 pF poliestere
 C7 = 15.000 pF poliestere
 C8 = 100 pF ceramico a disco
 C9 = 68 pF ceramico a disco
 C10 = 10 ÷ 300 pF variabile ad aria
 C11 = 15 pF ceramico a disco
 C12 = 150 pF ceramico a disco
 C13 = 220 pF ceramico a disco
 C14 = 100.000 pF ceramico a disco
 C15 = 220 pF ceramico a disco
 DS1-DS2-DS3 = diodi al silicio 1N914
 DG1 = diodo al germanio 0A95

DV1 - DV5 = diodi varicap BB122
 UPJ1 = Unigiunzione programmabile MPU131
 TR1 = transistor NPN al silicio BC109C
 TR2 = transistor NPN al silicio BC109C
 TR3 = transistor NPN al silicio BC109C
 TR4 = transistor PNP al silicio BC153
 FT1 = transistor FET BF244B
 JAF1 = impedenza AF Geloso 555
 DZ1 = diodo Zener 3,9 volt 1/2 watt
 MF1 = trasformatore di media frequenza 10,7 MHz senza condensatore (ARANCIO)
 S1 = Interruttore di alimentazione

Fig. 1 Schema elettrico.



Presentando sul n. 37 il ricevitore RX2 avevamo precisato che per tarare il filtro a quarzo presente in tale ricevitore è necessario possedere un oscilloscopio (altrimenti non si riuscirebbe ad ottenere la selettività desiderata) e ci eravamo altresì riservati di spiegare su questo numero come procedere per eseguire tale taratura: ora dobbiamo anche aggiungere che per compiere questa operazione, oltre all'oscilloscopio, è necessario possedere anche uno « sweep a scansione lenta » per non alterare la curva di risposta del filtro.

Questo strumento però sappiamo che saranno in pochi a possederlo in quanto solo un laboratorio specializzato può permettersi il lusso di spendere dalle 300.000 lire al milione per acquistarlo (tale appunto è il suo costo commerciale). Non possiamo nemmeno consigliarvi di cercarlo presso qualche amico in quanto sarebbe come cercare un ago in un pagliaio né di acquistarlo per tarare il vostro ricevitore. Per risolvere questo problema abbiamo quindi cercato di adottare la soluzione più semplice e meno onerosa per il lettore, cioè abbiamo provveduto noi stessi alla progettazione di un tale oscillatore ed abbiamo approntato uno schema che, anche se non può oggettivamente venire paragonato ad uno sweep da un milione, ha tuttavia il pregio di servire egregiamente allo scopo per cui è stato ideato, cioè di far comparire sullo schermo del nostro oscilloscopio la curva di risposta di una media-frequenza, quindi di permetterne la taratura sulla massima selettività.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del nostro sweep a scansione lenta, come potrete constatare dalla fig. 1, non è complicato né critico: ciononostante il circuito è stato studiato per ottenere, anche da tale semplicità, un alto grado di affidabilità e di stabilità, sia per quanto riguarda la scansione che la frequenza generata.

Esso si compone essenzialmente di un generatore di dente di sega costituito dal P.U.T. (transistor unigiunzione programmabile) UJP1 la cui frequenza di lavoro si aggira sui 25 Hz circa. Il transistor unigiunzione programmabile, che compare in questo circuito è un componente sconosciuto alla maggioranza dei nostri lettori in quanto non è mai stato impiegato in alcun nostro progetto. Dobbiamo perciò precisare che il suo simbolo grafico, come vedesi sullo schema elettrico, è pressoché identico a quello di un diodo SCR con la sola differenza che il terminale del gate, anziché fuoriuscire dal catodo (vedi un simbolo grafico di un SCR), esce dall'anodo (cioè dall'alto). L'unigiunzione programmabile si differenzia inoltre dai normali transistors unigiunzione (che già conosciamo per averli impiegati più volte in vari tipi di oscillatori) per il fatto che risulta molto più stabile ed insensibile alle variazioni di temperatura: a questi vantaggi si aggiunge poi quello di poter programmare la « soglia di conduzione » tramite due resistenze esterne (R3 ed R4) in quanto il transistor scarica a massa il condensatore C1 quando la tensione

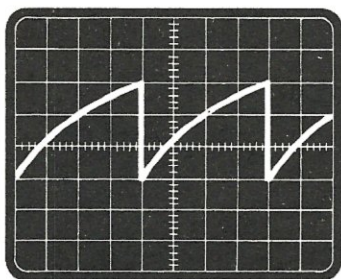


Fig. 2 Controllando con lo oscilloscopio la forma d'onda presente sull'anodo dell'unigiunzione dovrà apparire sullo schermo questa immagine. COMANDO SWEEP/TIME = 10 ms X cm. COMANDO VERTICALE = 2 volt X cm.

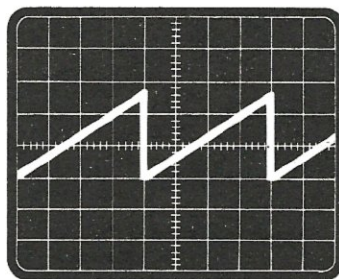


Fig. 3 Sull'emettitore di TR2 la forma dell'onda che otterremo sarà molto più linearizzata rispetto a quella presente sulla base di TR1. COMANDO SWEEP/TIME = 10 ms. X cm. COMANDO VERTICALE = 2 volt X cm.

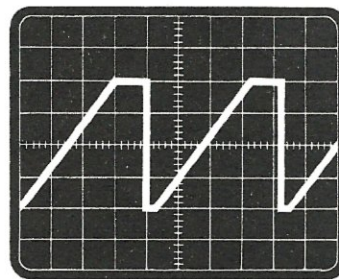


Fig. 4 Forma d'onda sulla base di TR3. Sotto ad ogni didascalia è indicata su quale posizione dovremo ruotare lo « sweep » e il « verticale » dell'oscilloscopio. COMANDO SWEEP/TIME = 10 ms. X cm. COMANDO VERTICALE = 1 volt X cm.

su tale condensatore raggiunge il valore presente sul gate, cioè il valore di tensione determinato dal partitore resistivo costituito da R3 ed R4: in questo modo, variando i valori ohmici di R3 ed R4 (e più precisamente variando il rapporto di questi due valori), potremo variare a piacimento l'ampiezza della rampa generata.

Ritornando al nostro schema elettrico vi diremo che il trimmer R1, posto in serie al condensatore C1, serve per variare la frequenza dell'oscillazione: aumentando infatti il valore ohmico di questa resistenza aumenta proporzionalmente anche il tempo di carica del condensatore e di conseguenza diminuisce la frequenza, mentre diminuendo il valore di R1 la frequenza dell'oscillazione aumenta.

Il segnale a dente di sega presente sull'anodo dell'unigiunzione viene poi applicato alla base del transistor TR1 che insieme a TR2 costituisce un amplificatore Darlington ad uscita di emettitore che viene impiegato come stadio separatore ad alta impedenza.

Il condensatore C2, applicato fra l'emettitore di TR2 ed il trimmer R1 serve invece per « linearizzare » la rampa: se infatti confrontate, servendovi di un oscilloscopio, la forma d'onda presen-

te sulla base di TR1 (vedi fig. 2) con quella presente sull'emettitore di TR2 (vedi fig. 3), potrete immediatamente constatare come quest'ultima risulti più perfetta di quella precedente.

Questo segnale ad onda triangolare presente sull'emettitore di TR2 viene quindi applicato, tramite il condensatore elettrolitico C3, ed il potenziometro R7, alla boccia d'uscita per l'ASSE X (cioè per l'entrata orizzontale) dell'oscilloscopio, e tramite il potenziometro R9 ai cinque diodi varicap DV1, DV2, DV3, DV4 e DV5. Questi ultimi, essendo interessati da un segnale di ampiezza variabile da 0 a 5 volt, modificano la loro capacità in funzione della tensione alternata fornita dall'onda triangolare, e poiché sono collegati in parallelo alla bobina oscillatrice MF1 tramite C8, varieranno automaticamente la frequenza del segnale generato dal fet.

La massima deviazione di frequenza ottenibile viene determinata dalla posizione assunta dal cursore del potenziometro R9 e dal tipo di diodi varicap impiegati (BA102 o BB122) in quanto, come sappiamo, ogni tipo di diodo modifica in modo diverso la propria capacità in funzione della tensione che viene applicata ai suoi capi.

Nel nostro circuito, non essendo critico, si può



Fig. 5 Connessioni del transistor fet e unigiunzione, visti dal lato in cui i terminali fuoriescono dal corpo.

impiegare qualsiasi tipo di diodi varicap in quanto, anche se ciascun tipo reagisce in maniera diversa alla tensione che gli viene applicata, abbiamo la possibilità, tramite il potenziometro R9 oppure variando la capacità di C8, di ottenere in ogni caso la deviazione di frequenza che ci interessa.

Lo stesso segnale ad onda triangolare oltre a pilotare i diodi varicap e l'asse X dell'oscilloscopio, giungerà pure sulla base del transistor TR3 il cui emettitore, come potrete notare, viene mantenuto costantemente ad una tensione fissa di 3,9 volt determinata dal diodo zener DZ1. Questo transistor si troverà così normalmente interdetto e solo quando la tensione presente sulla sua base supererà un certo livello di soglia determinato dal valore del diodo zener esso passerà rapidamente in saturazione determinando un repentino abbassamento della tensione presente sul suo collettore e provocando contemporaneamente, tramite il diodo DS2, una «tosatura» della parte superiore della rampa d'ingresso (vedi fig. 6).

Se noi dunque analizziamo con un oscilloscopio la forma d'onda presente sul collettore di TR3 noteremo, come vedesi in fig. 6, un'onda quadra non simmetrica e precisamente vedremo che la tensione resta per la maggior parte del periodo ad un livello «alto» mentre per un brevissimo intervallo, corrispondente all'intervallo di tosatura della rampa sulla base, scende ad un livello più basso: questo intervallo è talmente breve che più che di onda quadra potremmo parlare, a maggior ragione, di impulso «negativo» che si presenta alla fine di ogni rampa.

In corrispondenza a questo impulso «negativo» (precisiamo che la parola negativo è qui usata

impropriamente in quanto la tensione non scende a valori negativi rispetto a massa, ma scende a valori negativi rispetto al livello di tensione che normalmente è presente su tale collettore) il transistor TR4 (un PNP) che normalmente è interdetto, passa in conduzione e sul suo collettore, su cui normalmente si ha tensione nulla, la tensione sale rapidamente fino a 5,2 volt, cioè su questo collettore si ottiene la stessa forma d'onda presente sul collettore di TR3 però rovesciata (vedi fig. 7).

Questa forma d'onda viene utilizzata per bloccare ad intervalli regolari di circa 40 millisecondi l'AF a 9 MHz dello sweep ottenendo così sulle boccole «USCITA AF» un segnale con forma d'onda analoga a quella visibile in fig. 8.

Comprendere come si riesca a spegnere l'oscillatore di AF tramite TR4 è molto semplice: come potrete notare infatti il collettore di TR4 è collegato, tramite l'impedenza di AF indicata con JAF1, al catodo del diodo al germanio DG1 posto sull'uscita dell'oscillatore AF costituito dal fet FT1. Quando il transistor non si trova in conduzione, sul suo collettore è presente una tensione inferiore a 3 volt che tramite l'impedenza JAF1 raggiunge il catodo del diodo DG1. Poiché sull'anodo dello stesso diodo risulta presente una tensione continua fissa di 4 volt determinata dal partitore resistivo costituito da R19 ed R20, il diodo viene ad essere polarizzato direttamente, cioè si porta in conduzione per cui il segnale AF generato dall'oscillatore può liberamente attraversarlo ed arrivare, tramite il condensatore C15 ed il potenziometro R21, alle boccole d'uscita. Quando invece il transistor conduce la tensione sul collettore di TR4

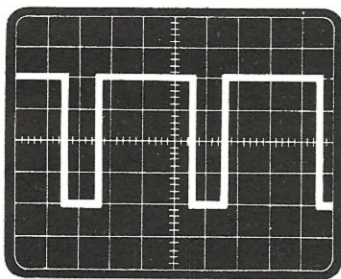


Fig. 6 Sul collettore di TR3, se la tensione di alimentazione non è inferiore ai 12 volt, apparirà un'onda quadra asimmetrica simile a questa.
COMANDO SWEEP/TIME = 10 ms. X cm.
COMANDO VERTICALE = 2 volt X cm.

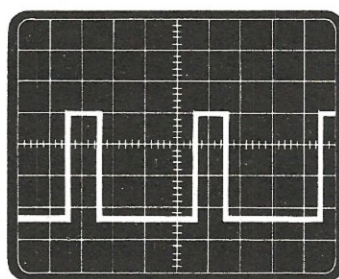


Fig. 7 Sul collettore di TR4 l'onda quadra asimmetrica presente sul collettore di TR3 risulterà ora invertita di polarità.
COMANDO SWEEP/TIME = 10 ms. X cm.
COMANDO VERTICALE = 2 volt X cm.

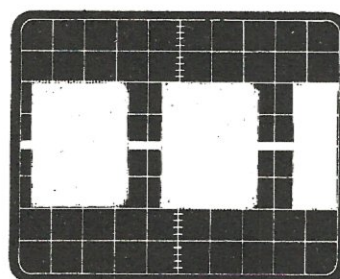


Fig. 8 L'uscita AF dello «sweep» viene «bloccata» ogni 40 millisecondi dando origine ad un segnale la cui forma d'onda è simile a quella di questa foto.
COMANDO SWEEP/TIME = 10 ms. X cm.
COMANDO VERTICALE = 200 mV. X cm.



Fig. 9 Circuito stampato a grandezza naturale necessario per la realizzazione di questo « sweep a lenta scansione ».

sale a 5,2 volt e il diodo DG1 si trova ad essere polarizzato inversamente, quindi blocca l'unica via d'uscita del segnale AF (in altre parole questo diodo svolge la funzione di interruttore elettronico).

A questo punto non ci resta che analizzare lo stadio oscillatore di AF costituito dal fet FT1 di tipo BF244B che come sappiamo dovrà generare una frequenza compresa entro gli 8 e gli 11 MHz (in quanto la frequenza di centro banda del filtro che dobbiamo tarare è 9 MHz). Per sintonizzarci su tale gamma di frequenze abbiamo ritenuto opportuno impiegare, come bobina di sintonia, una MF da 10,7 MHz che potremo trovare già avvolta, completa di nucleo e di schermo.

Con l'aiuto del condensatore fisso C9 da 68 pF posto in serie al condensatore variabile C10 potremo, ruotando il nucleo della media-frequenza e la manopola del condensatore variabile stesso, coprire l'intera gamma compresa fra gli 8 e gli 11 MHz.

È ovvio che aumentando la capacità di C9 è possibile anche estendere tale gamma ma tale soluzione non è consigliabile in quanto aumentando eccessivamente tale capacità, può succedere che l'oscillatore cessi di oscillare soprattutto quando il condensatore variabile verrà ruotato tutto verso la sua massima capacità.

Se si desidera proprio modificare la frequenza di lavoro è più consigliabile sostituire la bobina di sintonia, MF1 tramite un opportuno commutatore, con un'altra di tipo diverso oppure realizzare due o tre oscillatori di tipo diverso inserendo di volta in volta sullo sweep quello che meglio si adatta alla frequenza del filtro o della MF che si deve tarare (per esempio 455 KHz-1MHz ecc.).

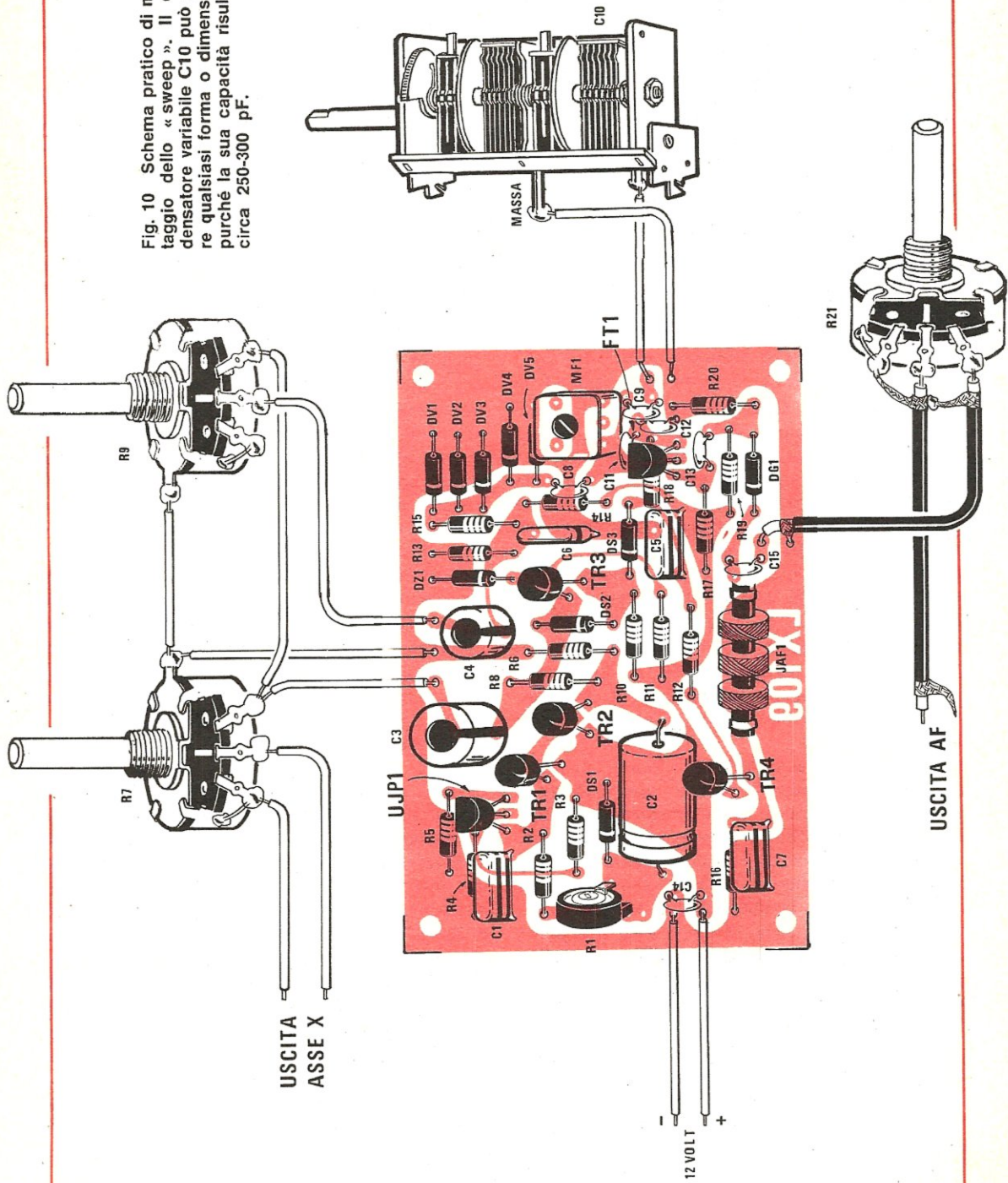
REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario per realizzare lo sweep a scansione lenta reca la sigla LX109 ed è visibile a grandezza naturale in fig. 9: su di esso monteremo tutti i componenti secondo la disposizione riportata in fig. 10 facendo attenzione a non scambiare le polarità dei condensatori elettronici, dei diodi e logicamente i terminali dei transistor. Poiché il fet e il transistor unigiunzione programmabile hanno identica forma, dovremo cercare di non inserire l'uno al posto dell'altro; ricordiamo a questo proposito che il fet porta inciso sul suo involucro la sigla BF.244 mentre l'unigiunzione la sigla MPU131.

Se acquisterete questi componenti presso qualche negozio, ricordatevi di farvi dare un fet che risulti esattamente un BF244 o almeno simile, e con un contenitore del tipo semicircolare, perché i tipi rotondi hanno i terminali G-D-S disposti in modo diverso da come lo richiede il circuito stampato. Come Media Frequenza, ne potrete impiegare una qualsiasi da 10,7 MHz di tipo giapponese in quanto tutte quelle da noi provate si sono dimostrate idonee a tale funzione: noi ad esempio abbiamo utilizzato quella color « arancio » (i nuclei di queste MF hanno colori standard che possono essere Arancio, Rosa o Verde) ma anche quella di color verde non modificherà in alcun modo le caratteristiche del circuito.

Importante è controllare che queste medie frequenze non dispongano, sotto lo zoccolo (risulta ben visibile guardando dalla parte dei terminali) del condensatore di accordo, cioè di un piccolo « tubettino » bianco su cui sono avvolte 5 o 6

Fig. 10 Schema pratico di montaggio dello « sweep ». Il condensatore variabile C10 può avere qualsiasi forma o dimensione purché la sua capacità risulti di circa 250-300 pF.



spire di filo sottilissimo incassato entro un vano ricavato nello zoccolo di bachelite. Se esiste, occorre toglierlo facendo leva con un cacciavite per spezzarlo (è un tubettino in ceramica) estraendo poi accuratamente tutti i pezzetti di ceramica che si sono creati.

Lasciando tale condensatore, infatti, si può correre il rischio di abbassare troppo la frequenza di funzionamento: non dobbiamo infatti dimenticare che in parallelo a tale bobina, verrà a trovarsi la capacità dei diodi varicap oltre a quella del condensatore variabile C10 e dei condensatori C11 + C12.

Non togliendo questo condensatore il circuito potrebbe ad esempio oscillare da un minimo di 5 MHz ad un massimo di 8,5 MHz, cioè non riuscire a raggiungere o superare i 9 MHz, mentre l'oscillatore, escludendo questo condensatore sulla MF e ruotando da un estremo all'altro C10, avrà una copertura di frequenza che potrà aggirarsi da un minimo di circa 7,5 MHz fino ad un massimo di 11,5 MHz, consentendoci di sintonizzarci con estrema facilità sui 9 MHz pur tenendo C10 ruotato circa a metà corsa.

È pure logico che ruotando il nucleo della MF1, si ha la possibilità di variare ulteriormente la frequenza di oscillazione, ma questa variazione è alquanto limitata, non superando i 2 MHz: proprio per questo è consigliabile togliere quel condensatore sulla MF per non trovarci nelle condizioni, tenendo conto anche delle tolleranze dei componenti esterni, di non riuscire a salire in frequenza sopra gli 8,5 MHz e quindi non poter tarare il nostro ricevitore in quanto per questa operazione si richiedono, come abbiamo detto, 9 MHz.

Il montaggio della MF sul circuito stampato non presenta problemi perché essa può venir inserita solo nel giusto verso presentando lo zoccolo tre terminali da un lato e due soli dal lato opposto: ricordatevi infine di stagnare anche i terminali dello schermo metallico alla massa del circuito stampato. Il condensatore variabile indicato nello schema elettrico con la sigla C10, dovrà avere una capacità di circa 250-300 pF circa, e poiché in serie ad esso abbiamo il condensatore C9 da 68 pF, otterremo in pratica un valore totale di circa 50 pF.

In teoria si potrebbe inserire direttamente, tra il «gate» del fet e la massa del circuito un unico condensatore da 50 pF, in sostituzione della serie C9+C10, ma in questo caso sarebbe necessario che il filo di collegamento tra il gate del fet e il variabile risultasse cortissimo, per evitare l'insorgere di capacità parassite tanto elevate da

modificare sostanzialmente la frequenza di sintonia. Utilizzando invece un condensatore (C10) di capacità elevata ed inserendo in serie ad esso un condensatore (C9) da 68 pF, fissato sul circuito stampato, anche se utilizzeremo per il collegamento tra i terminali di C9 e C10 un filo molto lungo, non potremo mai superare la capacità totale di C9.

Potremo anche accennare che il condensatore variabile che forniamo dispone di un incastro (vedi foto) per fissarlo direttamente sul circuito stampato: in questo modo si riducono al minimo le capacità parassite. Ricordatevi inoltre che la carcassa metallica di tale condensatore dovrà risultare collegata alla massa del circuito stampato. Sarà ancora utile far presente che il condensatore C10 dispone di quattro sezioni, di cui due di capacità bassissima (queste due sezioni dispongono di sole tre lamelle mobili) e due di capacità maggiore (queste due sezioni hanno ciascuna sette lamelle) che di tutte queste quattro sezioni, se ne userà UNA sola, cioè quella con sette lamelle (non importa quale scegliere).

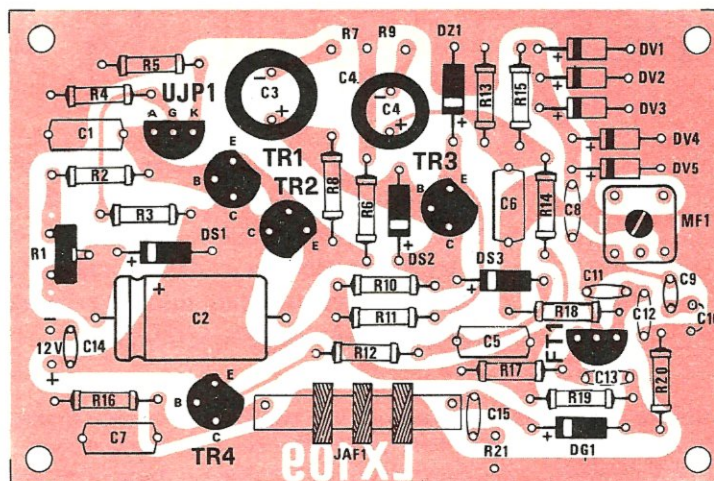
Una volta montato tutto il circuito, se non avrete commesso errori, esso funzionerà immediatamente; per agevolarvi abbiamo comunque indicato sullo schema elettrico anche le tensioni che dovranno risultare presenti nei vari punti, tensioni che occorrerà misurare con un voltmetro elettronico in corrente continua. Anche le forme d'onda visibili all'oscilloscopio che noi riportiamo e che potrete trovare sui vari punti del circuito, vi aiuteranno a scoprire un'eventuale anomalia e a stabilire quale è lo stadio che non funziona per un vostro eventuale errore.

Ricordatevi che questo circuito richiede una tensione stabilizzata di 12-13 volt e che una tensione inferiore ai 12 volt anche di poco potrà impedire al circuito di funzionare, e più precisamente potrete non ritrovare sul collettore di TR3 la forma d'onda visibile in fig. 6; se constaterete tale inconveniente non dovrete far altro che aumentare leggermente la tensione di alimentazione di 0,5-0,7 volt ed in tal modo, se non vi sono altri difetti, tutto ritornerà normale.

Il solo fatto di indicarvi tutti questi piccoli accorgimenti dovrebbe rivelarvi la differenza esistente tra Nuova Elettronica e... altri, in quanto noi non solo vi assicuriamo il funzionamento di un progetto, ma vi anticipiamo anche quali potrebbero esserne le cause di avaria, ben sapendo che di fronte a qualcuno di questi impensabili inconvenienti molti di voi potrebbero trovarsi in difficoltà.

Per quanto riguarda i tipi di diodi varicap im-

Fig. 11 Sul circuito stampato da noi fornito in fibra di vetro, è riportato, sul lato componenti, questo disegno serigrafico per agevolare il lettore nella fase di montaggio.



piegati nel circuito le loro caratteristiche non hanno eccessiva importanza in quanto, come già accennato, la deviazione massima di frequenza ottenibile la si può regolare tramite il potenziometro R9.

Terminato il montaggio, sarà consigliabile racchiudere tutto il circuito entro una scatola metallica, ponendo frontalmente i tre potenziometri, il perno del condensatore variabile e le boccole delle uscite ASSE X e AF.

TARATURA

La taratura dello strumento è semplicissima: prelevando infatti il segnale sulla boccia d'uscita dell'ASSE X, e controllando con un oscilloscopio la cui manopola TIME/CM sia regolata sulla portata *10 millisecondi X centimetro* o per *divisione*, ruoteremo il trimmer R1 in modo da far apparire sullo schermo due denti di sega, come visibile in fig. 3 cioè in modo da avere un'ampiezza orizzontale del dente di sega di circa 4 divisioni, cioè di 40 millisecondi che corrispondono, in pratica, ad una frequenza di 25 Hz.

Se disponete di un frequenzimetro, potrete poi controllare la frequenza dell'oscillatore AF, (prelevandola dal secondario della MF1 oppure direttamente dopo C13) tenendo il potenziometro R9 dello sweep al minimo e agendo contemporaneamente sul condensatore variabile C10 e sul nucleo della MF1, dovrete fare in modo di coprire una gamma di frequenze variabile da 7,5 a 11 MHz

circa. Se non disponete di un frequenzimetro, potrete sempre collegare l'uscita dello sweep al ricevitore, tenere C10 a metà capacità, quindi regolare il nucleo della MF1 fino a veder apparire al centro dello schermo la « curva » caratteristica. Se non riuscirete ad ottenerla, potrete provare a ruotare C10 e se essa comparirà solo con C10 ruotato al massimo, dovrete aumentare la capacità di C9 portandola da 68 pF a 82 pF; se invece troverete che è necessario tenere aperto completamente C10 (cioè alla minima capacità) allora dovrete diminuire C9 a 47 pF, oppure togliere quel condensatore che si trova all'interno della MF1, perché in questo caso è ovvio che vi siete dimenticati di farlo.

COSTO COMPONENTI

- Il solo circuito stampato LX109 in fibra di vetro L. 1.500
- Tutti i componenti richiesti per il montaggio, e cioè circuito stampato, diodi varicap, transistor, fet, unigiunzione programmabile, MF a 10,7 MHz, condensatore variabile, elettrolitici, resistenze, diodi al germanio e silicio L. 10.000
- Per spese postali e spedizione occorre aggiungere L. 1.500.

PER TARARE la MF di un

Per ottenere il massimo rendimento e la massima selettività dal ricevitore bigamma per i 27 e 144 MHz con filtro a quarzo da 9 MHz presentato sul n. 37 di N.E. è necessario tararlo con l'aiuto di un oscilloscopio e di uno sweep a scansione lenta: in questo articolo vi insegnamo appunto come si applicano tali strumenti per effettuare questa taratura.

Chi ha iniziato la realizzazione del ricevitore bigamma per i 27 e 144 MHz presentato sul n. 37 sarà in attesa, come promesso, di un articolo che spieghi in modo comprensibile come tarare il filtro di MF a 9 MHz, composto da due quarzi CB per i 27 MHz.

A questo proposito non sarà male ripetere come mai con due quarzi da 27 MHz si riesca ad ottenere una media frequenza di soli 9 MHz in quanto se qualcuno non fosse in possesso del n. 27 della nostra rivista, potrebbe a questo punto trovarsi disorientato.

Ripetiamo quindi che i quarzi da noi utilizzati sono degli « overtone », cioè quarzi la cui frequenza fondamentale non è quella indicata sul loro involucro, bensì una frequenza pari ad $1/3$ di essa in quanto questi quarzi, per una loro particolarità costruttiva, possono oscillare con la stessa facilità sia sulla loro frequenza fondamentale (pari a $27 : 3 = 9$ MHz), sia sulla 3ª armonica, che corrisponde appunto a 27 MHz.

In commercio, oltre ai quarzi « overtone » di 3ª armonica, ne esistono anche in 5ª armonica ma è raro trovarli da 27 MHz (se esistessero avrebbero una « fondamentale » di $27 : 5 = 5,4$ MHz) per cui possiamo affermare che tutti i quarzi CB sono in 3ª armonica ed hanno come « fondamentale » 9 MHz.

Fatta quindi questa doverosa precisazione, potremo ora passare a descrivere la taratura vera e propria ricordandovi che per poter compiere questa operazione in modo decante è necessario disporre di un oscilloscopio (se non lo possedete provate a chiederlo in prestito a qualche vostro amico CB) a cui andrà applicato uno « Sweep » a scansione lenta del tipo di quello che vi abbiamo insegnato a realizzare in altra parte di questa rivista.

Una volta in possesso di questi due strumenti assolutamente indispensabili, potrete procedere alla taratura del vostro filtro senza preoccuparvi

all'idea di dover far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio delle « curve » che fino ad ora avete visto solo stampate sulle riviste o sui manuali: seguendo i nostri consigli vedrete infatti che non c'è assolutamente bisogno di un tecnico specializzato per riuscire ad ottenere quelle immagini che ora vedete sulle foto allegate a questo articolo.

PRIMA OPERAZIONE

Se non avete acquistato da noi due quarzi « selezionati », cioè due quarzi le cui fondamentali differiscano fra di loro di 6.000 - 7.000 Hz (differenza che determinerà la banda passante del filtro), sarà necessario esaminare un certo numero di quarzi in modo da trovarne due che abbiano tali caratteristiche.

Per far questo ci si potrà servire di un oscillatore che funzioni in fondamentale del tipo di quelli presenti sul n. 35-36 a pag. 454-456 in fig. 7 - 8 e 9: montando su questo oscillatore diversi quarzi « overtone » da 27 MHz e misurando con un frequenzimetro la frequenza generata da ciascuno di essi, dovremo sceglierne due la cui differenza approssimi il più possibile quella richiesta.

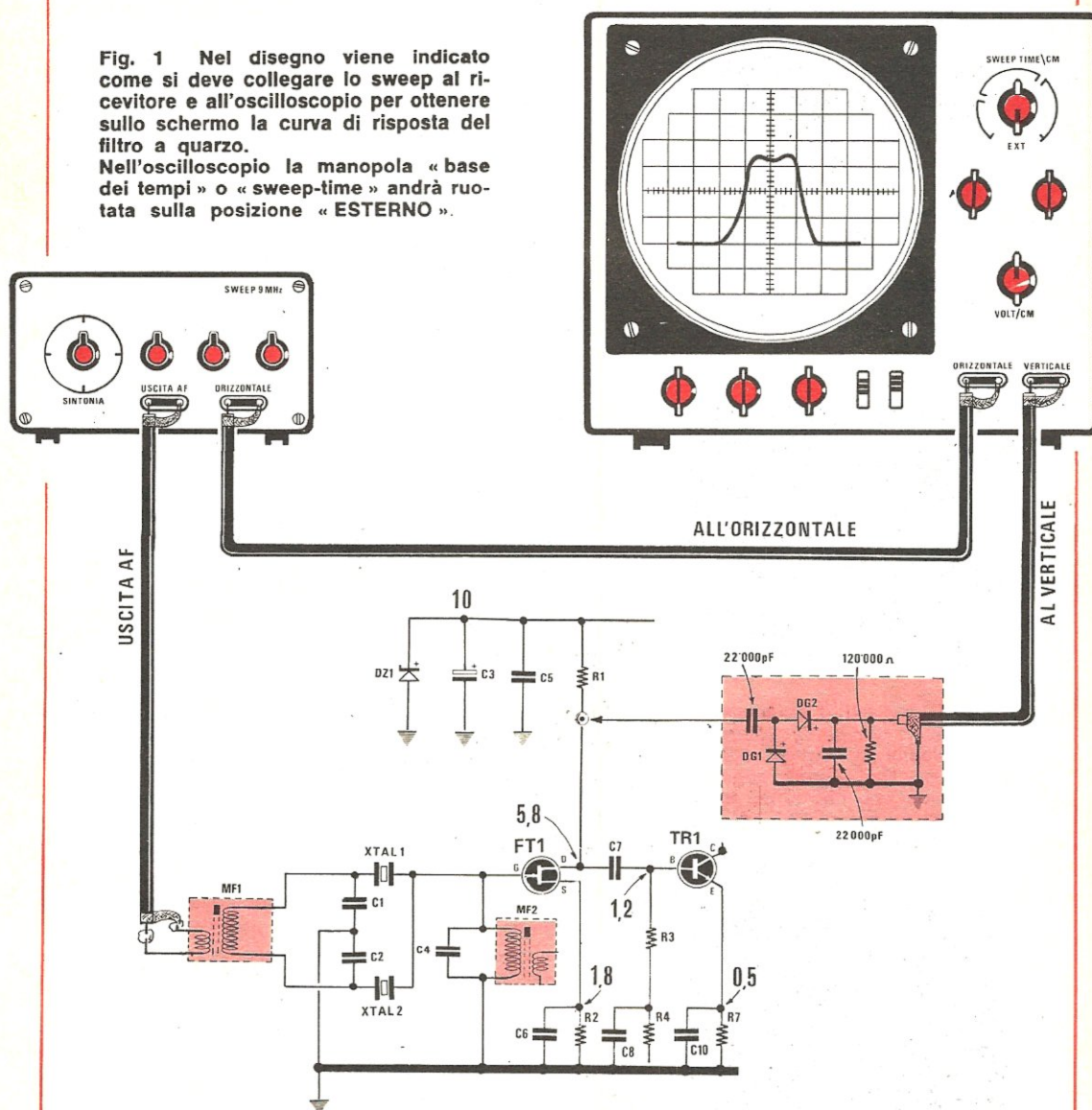
Non ci si dovrà in alcun caso fidare della frequenza riportata sull'involucro del quarzo e ritenere che così facendo si riescano ad ottenere le caratteristiche richieste, cioè acquistare ad esempio un quarzo overtone da 27.145 KHz ed uno da 27.125 KHz ritenendo in questo modo di avere aggirato l'ostacolo.

È infatti vero che $27.145 : 3 = 9.048,33$ KHz, che $27.125 : 3 = 9.041,66$ KHz e che la differenza fra 9.048,33 e 9.041,66 è pari a 6.670 Hz come da noi desiderato, ma è anche vero che i quarzi CB hanno delle tolleranze tali per cui potrebbe succedere che questa differenza, anziché essere di 6.670 Hz come risulta dai valori nominali di

RICEVITORE con lo SWEEP

Fig. 1 Nel disegno viene indicato come si deve collegare lo sweep al ricevitore e all'oscilloscopio per ottenere sullo schermo la curva di risposta del filtro a quarzo.

Nell'oscilloscopio la manopola « base dei tempi » o « sweep-time » andrà ruotata sulla posizione « ESTERNO ».



L'uscita AF dello « sweep a scansione lenta » andrà collegata sul primario della MF1 del ricevitore, dopo aver dissaldato i fili che la collegavano al telaio AF. La calza metallica di schermo dovrà necessariamente essere collegata alla massa del ricevitore. Il segnale da applicare al « verticale » dell'oscilloscopio verrà prelevato dal « drain » di FT1 utilizzando la sonda rivelatrice composta da due diodi al germanio DG1-DG2 e da due condensatori da 22.000 pF più una resistenza da 120.000 ohm. Anche la massa di tale sonda dovrà risultare collegata alla massa del ricevitore.

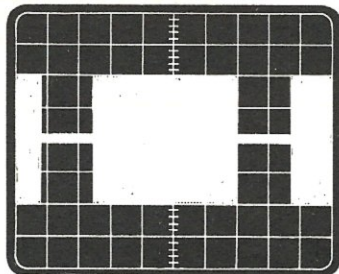


Fig. 2 Prima di collegare lo sweep, controlleremo con lo oscilloscopio che il segnale AF da esso generato non superi i 20 millivolt. Se l'ampiezza risultasse superiore, provvederemo a diminuirla agendo sul potenziometro R21 dello « sweep ».

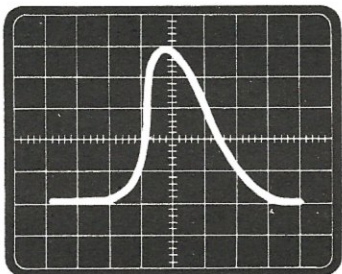


Fig. 3 Eseguiti i collegamenti indicati in fig. 1, ruoteremo il variabile di sintonia dello « sweep » fino a veder apparire sullo schermo una forma d'onda che assomigli all'incirca a quella visibile in questa foto.

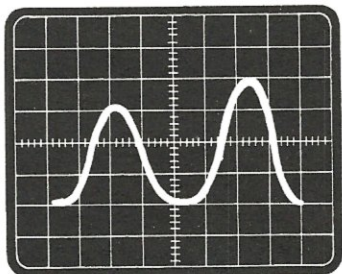


Fig. 4 Anziché la forma d'onda indicata in fig. 3, potrà apparire sullo schermo anche una forma d'onda simile a questa, specialmente se i due quarzi distanzino tra di loro di oltre 9.000 Hz.

questi due quarzi, fosse addirittura di 10.000 Hz oppure di soli 2.000 Hz: non fidatevi quindi del valore impresso sull'involucro ma controllate uno per uno diversi quarzi fino a trovarne due che vi permettano di ottenere la larghezza di banda richiesta.

Da notare che le frequenze cui abbiamo accennato nell'esempio precedente sono state scelte a caso e non sono assolutamente vincolanti, cioè noi potremmo utilizzare per lo stesso scopo anche un quarzo da 27.135 KHz ed uno da 27.155 KHz ottenendo gli stessi risultati e non è detto che non si possano utilizzare anche quarzi di ricezione scegliendo quelli relativi ai canali più alti: l'importante è che dividendo per 3 la frequenza indicata sull'involucro ci si avvicini il più possibile ai 9 MHz, cioè al valore scelto per la media frequenza, e che la differenza fra le fondamentali dei due quarzi si aggiri sui 6.000 - 7.000 Hz.

Ricordiamo inoltre che esistono quarzi più attivi cioè più sensibili, ed altri più duri cioè più restii ad oscillare, ma questa differenza verrà evidenziata dalla curva di risposta che otterremo sull'oscilloscopio che risulterà ben diversa (vedi fig. 7-8) da quella ottenuta con due quarzi di sensibilità analoga.

SECONDA OPERAZIONE

Trovati i due quarzi che cercavamo, li inseriremo sul ricevitore; applicheremo poi alla presa PT posta sul drain del fet FT1 (del ricevitore) una « sonda di rivelazione » costituita da un diodo e due condensatori come vedesi in fig. 1 quindi collegheremo l'ingresso della MF1 (tale ingresso dovrà risultare scollegato dall'uscita dello stadio AF del ricevitore stesso) all'uscita AF dello Sweep a scansione lenta.

Applicheremo infine l'uscita della sonda all'ingresso « verticale » (presa asse Y) dell'oscilloscopio mentre l'uscita « Asse X » dello Sweep dovrà essere collegata al relativo ingresso (ingresso « orizzontale ») sempre dell'oscilloscopio.

La fig. 1 vi aiuterà a comprendere, meglio delle nostre parole, come vanno effettuati tali collegamenti.

Da notare che prima di iniziare questa operazione sarà bene controllare con l'oscilloscopio che il segnale AF disponibile sull'uscita dello Sweep non superi i 20 millivolt picco a picco, è infatti consigliabile che l'ampiezza di tale segnale sia più bassa possibile, perciò se superiore ai 20 mV. cercate di ridurla agendo sul potenziometro R21, cioè conviene tarare il ricevitore con un segnale AF. non troppo alto.

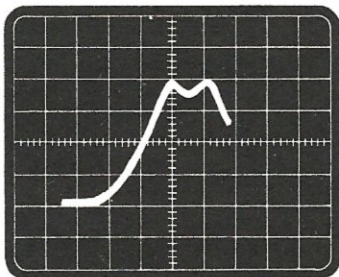


Fig. 5 Se vi apparirà una forma d'onda incompleta come questa significa che la frequenza dell'oscillatore di AF dello «sweep» non riesce a coprire i 9 MHz, (controllare quindi se è stato tolto il condensatore presente sotto la MF dello sweep).

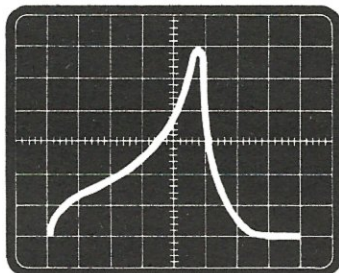


Fig. 6 Se vi appare un'onda come questa e regolando i nuclei della MF del ricevitore non riuscite a modificarla, significa che uno dei due quarzi non è inserito oppure oscilla notevolmente «fuori gamma».

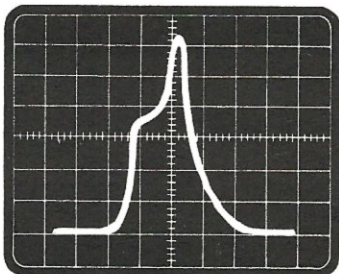


Fig. 7 Per effettuare la taratura si dovranno ruotare i nuclei della MF1 e MF2 in modo da far combaciare i due picchi laterali superiori fino ad ottenere una curva molto più stretta di quella iniziale ed avente una forma simile a quella di fig. 9.

TERZA OPERAZIONE

Ruotate ora la manopola dello SWEEP-TIME (Base dei tempi) dell'oscilloscopio sulla posizione EXT, e la manopola VOLT/DIV sulla posizione « 20 millivolt per divisione » e dopo aver acceso il ricevitore, lo sweep a scansione lenta e l'oscilloscopio, regolare la sensibilità dell'amplificatore di quest'ultimo fino ad ottenere sullo schermo una riga o una specie di curva (vedi fig. 3 e 4) larga otto quadretti.

QUARTA OPERAZIONE

Ruotare lentamente il condensatore variabile dello sweep a scansione lenta fino a trovare una posizione in corrispondenza della quale sullo schermo dell'oscilloscopio appare una curva molto ampia (vedi fig. 4) oppure due curve di ampiezza più limitata (vedi fig. 3-7).

Da notare che queste curve possono anche assumere forme diverse in quanto sono subordinate alla posizione di taratura delle due medie-frequenze MF1 e MF2 inserite sul ricevitore.

Agiremo quindi successivamente su queste due medie-frequenze fino ad ottenere non una curva a cono come vedesi in fig. 4, bensì una curva simile con la sommità a forma di dorso di cammello e i due fronti laterali di salita e di discesa molto ripidi come vedesi nelle fig. 8-10.

Da notare che la distanza fra i due fronti laterali della curva deve aggirarsi sui 2-3 quadretti orizzontali (agire sul potenziometro R9 dello SWEEP) e che non è assolutamente necessario che le due gobbe presenti sulla sommità della curva siano perfettamente uguali fra di loro né che il fronte di salita e quello di discesa abbiano la stessa pendenza in quanto tali piccole differenze sono dovute alla curva caratteristica dello sweep a scansione lenta e non a un difetto del filtro a quarzo.

L'importante è ritrovare questa curva con le due gobbe perché fino a quando la curva ha una sola punta, fig. 4, il filtro non può ritenersi tarato.

CONSIGLI UTILI

Regolando la manopola dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio sulla posizione 20 millivolt per divisione, dovrete ottenere delle curve di ampiezza massima 4 o 5 quadretti, pari cioè a 80-100 millivolt: maggiore sarà l'ampiezza raggiunta, maggiore risulterà la sensibilità del vostro ricevitore.

Se otterrete curve di ampiezza minore, cioè di 2-3 quadretti al massimo, significa che i due quarzi impiegati sono troppo «duri» per cui è consigliabile sostituirli. Se una delle due gob-

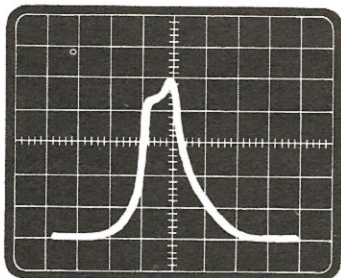


Fig. 8 Nel caso in cui i due quarzi non abbiano identica sensibilità, a taratura avvenuta, si otterrà una curva simile a questa, cioè con una delle due « gobbe » leggermente più bassa dell'altra.

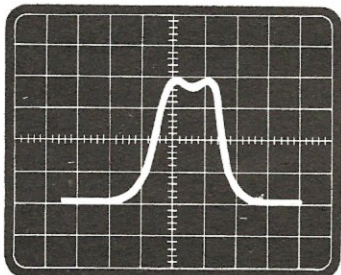


Fig. 9 Una taratura risulterà perfetta solo quando si riuscirà ad ottenere una curva simile a quella che compare in questa foto, cioè con la parte superiore provvista di due gobbe di ampiezza quasi uguale.

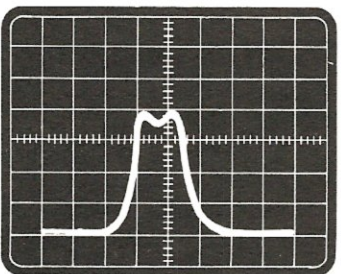


Fig. 10 Utilizzando due quarzi con uno scarto di frequenza inferiore a 6.000 Hz otterremo una curva più stretta di quella di fig. 9, cioè una maggior selettività, utile ad esempio per ricevere la SSB.

be avrà un'ampiezza notevolmente maggiore dell'altra, fig. 7, significa che uno dei due quarzi impiegati nel filtro è più attivo dell'altro per cui occorrerà procedere a sostituire quello più « duro » con uno che oscilli più facilmente.

Da notare che quando si verifica quest'ultima situazione per raggiungere un'identica sensibilità può essere sufficiente anche solo invertire i due quarzi nel filtro.

Se poi a qualcuno piace fare esperimenti senza preoccuparsi del tempo che questi comportano, al fine di raggiungere l'optimum della resa da parte del ricevitore, potrà provare a sostituire i due condensatori C1 e C2 posti sul filtro con altri condensatori da 68 o 100 pF (anziché da 82 come da noi consigliato) per vedere se in tal modo aumenta l'ampiezza della curva; lo stesso dicasi per il condensatore C4 posto in parallelo al primario della MF2 il cui valore potrà essere portato da 30 pF a 27 o a 33 pF per stabilire se così facendo aumenta o diminuisce la sensibilità del ricevitore (cioè l'ampiezza della curva sull'oscilloscopio).

Una volta tarate le due prime medie frequenze MF1-MF2, queste non andranno più toccate se non nel caso in cui si debbano sostituire i due quarzi.

Per tarare la terza media frequenza (MF3) sarà sufficiente, come già accennato sul n. 37, collegare l'ingresso di questo telaio all'uscita del telaio AF (cioè collegare le due entrate della MF1 all'uscita del telaio RX2-AF) e sintonizzarsi su una stazione dalla quale ci provenga un segnale molto debole.

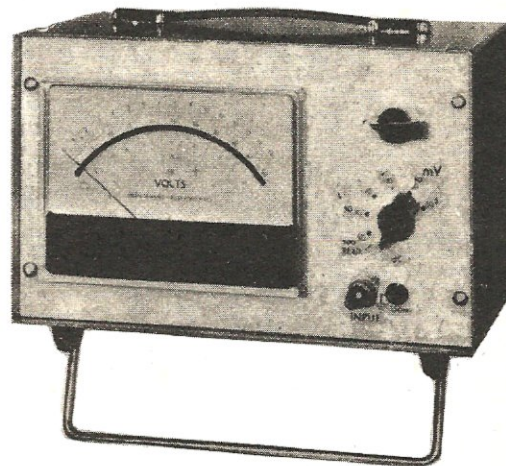
Ruoteremo poi lentamente il nucleo della MF3 fino ad ottenere la massima deviazione in senso positivo della lancetta dello strumento S-meter: raggiunta questa condizione il ricevitore sarà pronto per esplicitare nel migliore dei modi le sue funzioni.

Come ultimo avvertimento vogliamo precisare che, pur disponendo il ricevitore di un'altissima sensibilità, può accadere, se esso non viene racchiuso entro una scatola metallica, che stazioni adiacenti al nostro QTH dotate di un lineare da 300 e più watt vengano captate debolmente su un'ampia escursione della gamma.

Questo inconveniente è dovuto al fatto che il segnale AF entra sull'antenna con un'ampiezza talmente elevata da riuscire a scavalcare il filtro a quarzo, ed è praticamente ineliminabile: difficilmente tuttavia ci si troverà nella condizione di avere di fronte a casa un CB dotato di un trasmettitore di tale potenza per cui questa precisazione dovrebbe risultare superflua.

La possibilità di reperire oggi in Italia l'integrato LH0042C della National (un integrato differenziale che potremo paragonare ad un uA741 con due fet collegati in ingresso) ci ha indotti a progettare e realizzare questo efficientissimo e stabile voltmetro.

MILLI VOLTMETRO OHMETRO ELETTRONICO



Chiunque si interessi seriamente di elettronica conosce benissimo l'importanza rivestita dalla strumentazione nelle fasi di montaggio e di messa a punto di un qualsiasi progetto: succede infatti spesso che, non potendo misurare, per mancanza di uno strumento idoneo, la vera tensione in un determinato punto, si sia costretti a perdere un sacco di tempo per scoprire che cosa c'è che non funziona a dovere.

Consci di questa esigenza che assilla la maggioranza dei nostri lettori abbiamo più volte presentato schemi di strumenti di misura anche abbastanza sofisticati tra i quali spiccano, per importanza e complessità, il frequenzimetro ed il voltmetro digitale.

Questi ultimi però, pur avendo incontrato i favori quasi unanimi del nostro folto pubblico in quanto possono fornire prestazioni pari, se non superiori, ad analoghi strumenti di tipo commerciale venduti sul mercato a prezzi notevolmente più alti, non hanno potuto tuttavia essere realizzati dalla totalità dei nostri lettori in quanto, anche se tutti lo avrebbero desiderato, non tutti potevano disporre della cifra richiesta da questa realizzazione.

A coloro che ci hanno scritto rammaricandosi per aver trovato un ostacolo insormontabile nel costo troppo elevato di questi strumenti e chiedendoci di proporre qualcosa di analogo ma più economico, rispondiamo quindi proponendo questo schema di voltmetro elettronico che pur impiegando un solo circuito integrato, ha prestazioni senz'altro paragonabili, se non addirittura

superiori, a quelle dei voltmetri elettronici che si trovano in commercio.

Il nostro non è uno strumento digitale, in quanto l'indicazione viene fornita dalla lancetta di uno strumento elettromeccanico a bobina mobile, ma l'eccezionale perfezione tecnologica dell'integrato impiegato e la semplicità circuitale ne fanno uno strumento di elevata precisione e stabilità in grado di garantire, anche al principiante, un sicuro ed immediato successo nella pratica realizzazione.

Le caratteristiche principali del nostro voltmetro sono:

Alimentazione: Duale +15 volt e -15 volt.

Strumento usato: microamperometro da 100 microamper di fondo scala.

Classe di precisione: 1,5%.

Impedenza d'ingresso per misure di tensione: maggiore di 20 Megaohm su tutte le portate.

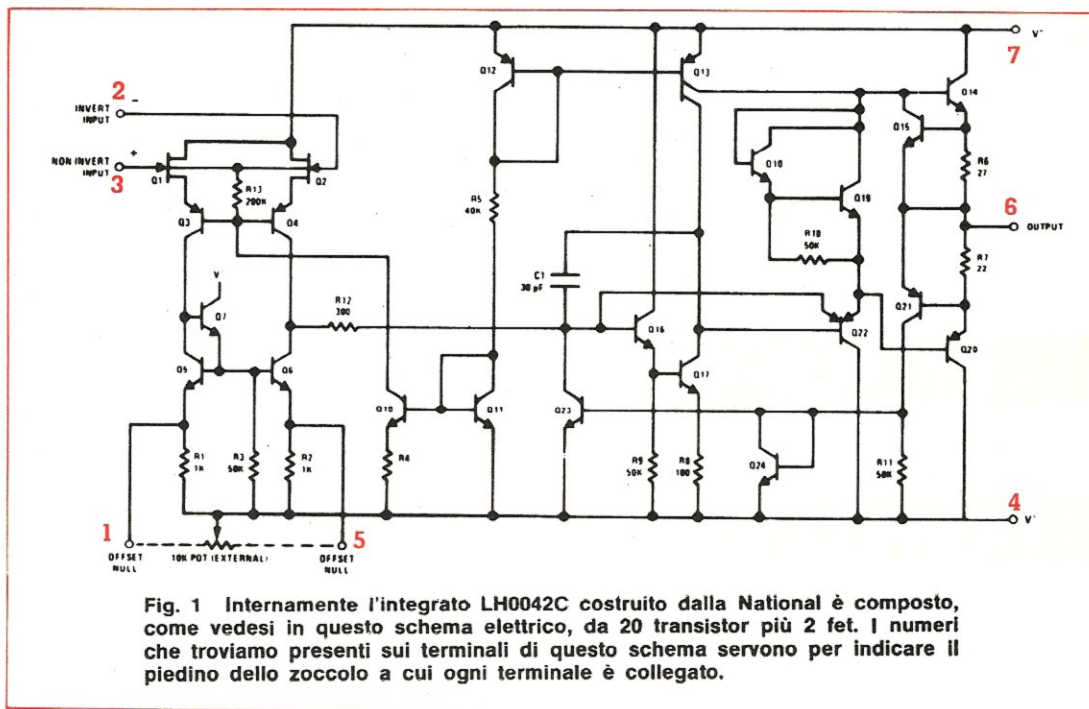
Portate Volt: 100 mV - 1 volt - 10 volt - 100 volt - 1.000 volt.

Portate Ohm: 10 ohm - 100 ohm - 1.000 ohm - 10.000 ohm - 100.000 ohm - 1 Megaohm in scala lineare.

STABILITÀ TERMICA

Prima di iniziare a descrivere lo schema elettrico del nostro voltmetro (visibile in fig. 1), riteniamo doveroso spendere alcune parole per l'integrato LH0042C che costituisce in pratica il cuore dello strumento.

Come vi abbiamo già accennato infatti un voltmetro elettronico viene generalmente realizzato



impiegando per il circuito d'ingresso dei fet seguiti da uno stadio amplificatore in continua che potrà essere a transistors o, meglio ancora, costituito da un unico circuito integrato del tipo uA709 o uA741 (si veda ad esempio il voltmetro elettronico presentato sul n. 28 di N.E.).

Un accoppiamento di questo genere può però portare a molteplici inconvenienti, non tutti facilmente risolvibili: in questi casi sarebbe infatti necessario che i due fet impiegati come coppia differenziale d'ingresso avessero identiche caratteristiche e questo lo si ottiene solo in parte utilizzando un « dual fet » (che è un componente di costo abbastanza elevato), anziché due fet separati.

Sarebbe ancora necessario che i due fet venissero alimentati da una corrente rigorosamente costante in quanto se tale corrente varia nel tempo, varia anche proporzionalmente l'indicazione fornita dallo strumento in corrispondenza ad una stessa grandezza applicata in ingresso e, pur ammettendo che tutti questi inconvenienti siano stati superati con qualche artificio, resta sempre il problema della stabilità termica, fattore questo di importanza capitale.

Nei normali voltmetri elettronici infatti, al variare della temperatura ambiente, la lancetta dello strumento tende a spostarsi senza una ragione apparente sia a destra sia a sinistra dello « 0 » obbligando l'operatore a ritoccare continuamente l'azzeramento.

Se avete realizzato il voltmetro elettronico apparso sul n. 28 di N.E. potrete constatare in forma più accentuata questo inconveniente avvicinando ai componenti la punta calda del saldatore oppure ponendo il tutto sotto ad una lampada ad incandescenza: così facendo vedrete senz'altro la lancetta spostarsi più o meno marcatamente dallo zero denotando quindi una scadente stabilità termica.

L'inconveniente come si sa è dovuto a diversi fattori tra i quali possiamo annoverare il fatto che i fet ed i transistors inclusi nell'integrato hanno coefficienti di temperatura diversi per cui reagiscono in maniera diversa alle variazioni della temperatura stessa; risultando poi i fet separati dall'amplificatore finale possono anche essere interessati da temperatura diversa a seconda dei componenti a cui sono affiancati nel circuito.

Per risolvere questi problemi sarebbe necessario studiare opportune reti di compensazione così sofisticate da non poter trovare soluzione in campo dilettantistico: solo le case costruttrici di componenti possono aiutarci a limitare, se non addirittura a risolvere inconvenienti di questo tipo e la National, con l'integrato LH0042C, ci ha praticamente risolto il problema in quanto in uno stesso involucro ha racchiuso i due fet e l'amplificatore differenziale completo di tutto un circuito di compensazione termica e di generatori di corrente costante, in modo da rendere il tutto in-

sensibile alle variazioni ambientali.

Questa particolarità conferisce all'integrato caratteristiche eccezionali che lo rendono perfettamente idoneo all'applicazione cui lo abbiamo destinato: basti infatti pensare che la sua resistenza d'ingresso a circuito aperto è di 1.000.000 di Megaohm e che la corrente di offset d'ingresso è di soli 2 picoamper (pari cioè a 1/1.000.000.000.000 di amper).

L'integrato è poi eccezionalmente stabile al variare della temperatura e di questo potrete rendervene conto personalmente scaldandone leggermente l'involucro fino ad una temperatura di 50 o 60 gradi: la lancetta dello strumento non si sposterà minimamente.

Tenendo conto di queste considerazioni è quindi assurdo anche solo pensare di sostituire tale integrato con esemplari di tipo affine in quanto, anche se apparentemente similari, non posseggono queste doti di stabilità.

Noi stessi, prima di presentarvi questo progetto, abbiamo eseguito diverse prove in laboratorio utilizzando altri tipi di integrati in quanto volevamo potervi fornire un elenco di integrati che potessero eventualmente venire sostituiti all'LHOO42C il quale, oltretutto, ha un prezzo notevolmente elevato per cui ci premeva anche stabilire se tale prezzo era giustificato da prestazioni superiori o se, come avviene sovente, era determinato solo da ragioni commerciali.

In seguito alle risultanze di queste prove possiamo confermarvi che, anche se con altri integrati si riesce ad ottenere lo stesso funzionamento, nessuno ha una stabilità termica pari a quella dell'LHOO42C (tanto che con questo integrato non è neppure necessario un comando esterno per l'azzeramento).

Se quindi volete uno strumento valido, cioè un voltmetro professionale sotto ogni aspetto, in cui non si debba continuamente azzerare l'indice dello strumento perché questo si sposta al primo soffio d'aria che investe il circuito o anche solo col calore prodotto da una lampada, dovrete utilizzare solo ed esclusivamente questo LHOO42C.

SCHEMA ELETTRICO

Osservando lo schema elettrico di questo voltmetro (visibile in fig. 2) noteremo che la tensione da misurare viene mandata, dopo essere passata attraverso un partitore limitatore, al piedino 3 dell'integrato (ingresso non invertente) ed esce dal piedino 6 amplificata di 100 volte.

Il grado di amplificazione viene determinato dai valori delle resistenze R19 ed R10, rispettivamente

da 100.000 ohm e da 1.000 ohm, ed anche se sarebbe stato possibile (semplicemente variando il valore di queste due resistenze) far amplificare maggiormente l'integrato, si è cercato di non eccedere per evitare l'insorgere di oscillazioni spurie.

Fra gli ingressi invertente (piedino 2) e non invertente (piedino 3) troviamo due diodi al silicio DS1 e DS2 collegati in opposizione di polarità che servono a proteggere l'ingresso dell'integrato da eventuali picchi di tensione che si potrebbero avere in fase di misura: come è ben noto, infatti, un diodo al silicio così collegato si comporta come un diodo zener da 0,7 volt per cui ogni tensione eccedente viene automaticamente limitata a questo valore.

In pratica comunque la tensione massima che dovremo applicare in ingresso all'integrato per far deviare a fondo scala uno strumento da 100 microamper come quello da noi impiegato si riduce a soli 0,1 volt (cioè 100 millivolt) che, amplificata di 100 volte dall'LHOO42C, si tradurrà in una tensione massima d'uscita (piedino 6) pari a 10 volt ($0,1 \times 100 = 10$ volt).

Per poter quindi misurare, con il nostro voltmetro, tensioni più elevate (cioè 1 - 10 - 100 - 1000 volt f.s.), si è reso necessario interporre, fra i terminali d'ingresso e l'integrato, un partitore resistivo collegato ad un commutatore S1A, in modo che sul piedino 3 dell'integrato si abbia sempre un massimo di 0,1 volt.

È ovvio che la precisione sulle varie portate dipende molto dalla esattezza dei valori delle resistenze impiegate in questo partitore per cui è consigliabile essere assolutamente certi del loro valore prima di inserirle nel circuito.

Per poter meglio comprendere lo schema elettrico è poi utile rendersi conto innanzitutto della funzione esplicata dal commutatore a 3 vie e 6 posizioni indicate con le sigle (S1A - S1B - S1C).

Di tutte queste sezioni,

S1A: serve per collegare l'entrata dell'integrato al partitore resistivo in modo da determinare la portata (cioè la tensione massima applicabile in ingresso che fa andare lo strumento a fondo scala).

S1B: è la sezione interessata alle sole misure di resistenza e serve per determinare la portata a fondo scala dell'ohmetro prelevando la tensione dal punto più opportuno del partitore d'ingresso; in particolare

— sulla prima portata (10 ohm di f.s.), la tensione viene prelevata direttamente ai capi della resistenza incognita applicata sui terminali d'ingresso,

- sulla seconda portata (100 ohm di f.s.), la tensione viene prelevata fra R1 ed R2, cioè in corrispondenza alla portata voltmetrica « 1 volt f.s. ».
- sulla terza portata (1.000 ohm f.s.), la tensione viene prelevata tra R3 ed R4, cioè in corrispondenza alla portata voltmetrica « 10 volt f.s. ».
- sulla quarta portata (10.000 ohm f.s.), la tensione viene nuovamente prelevata direttamente ai capi della resistenza da misurare in quanto, come vedremo più avanti, cambia la corrente che viene fatta scorrere su tale resistenza.
- sulla quinta portata (0,1 megaohm f.s.), la tensione viene nuovamente prelevata fra R1 ed R2.
- sulla sesta portata (1 megaohm f.s.), la tensione prelevata è ancora quella presente fra R3 ed R4.

S1C: anche questa sezione serve solo ed esclusivamente per le misure di resistenza in quanto inserisce sull'emittitore del transistor TR1 (un PNP) una resistenza ed un trimmer di valore diverso a seconda della portata che si vuole ottenere (R13 e R14 per le portate 10, 100 e 1.000 ohm f.s. e R17-R18 per le portate 10.000 e 100.000 ohm e R15-R16 per le portate di 1 megaohm fondo scala). In questo modo sul collettore di TR1 potremo far scorrere una corrente costante di 10 milliamper per le prime tre portate, di 10 microamper per le altre due e di 11 microamper per la sola portata « 1 Megaohm », corrente che pigiando il pulsante P1 applicheremo direttamente sulla « resistenza incognita » applicata fra le boccole d'ingresso e sul partitore d'ingresso.

In pratica quindi il transistor TR1 in combinazione con TR2 costituisce un generatore di corrente costante molto stabile che ci permette di ottenere un ohmetro a lettura « lineare » vale a dire che se a fondo scala il valore letto è 100 ohm, a metà scala esso risulterà esattamente 50 ohm e se lo strumento è graduato in 100 parti, ogni suddivisione corrisponderà esattamente ad 1 ohm, oppure a 10 ohm se la portata a f.s. è 1.000 ohm o a 100 ohm se la portata f.s. è 10.000 ohm.

Il generatore, come abbiamo detto, eroga esattamente 10 milliamper per le prime tre portate (10 - 100 e 1.000 ohm) e 10 microamper per le altre due portate (10.000 - 100.000) e 11 microamper per la sola ultima portata (1.000.000 di ohm). Poiché la resistenza da misurare viene collegata in serie al collettore di TR1 (controllando lo schema elettrico si nota infatti che il collettore, tra-

mite la resistenza R12, è collegato ad una delle due boccole d'entrata per cui, inserendo tra queste due boccole la resistenza incognita, il collettore risulterà collegato alla massa), su tale resistenza scorrerà praticamente tutta la corrente prodotta dal generatore, cioè 10 milliamper o 10-11 microamper a seconda della posizione assunta dal commutatore S1A-S1B-S1C.

Dato poi che tale corrente rimane costante anche se varia il valore ohmico della resistenza in prova, otterremo una variazione proporzionale della tensione secondo la ben nota legge di Ohm:

$$\text{Volt} = (\text{mA} \times \text{Ohm}): 1.000$$

oppure

$$\text{Volt} = (\text{microA} \times \text{Ohm}): 1.000.000$$

misurando perciò questa tensione potremo risalire al valore incognito della resistenza.

Supponendo, ad esempio, di voler misurare una resistenza da 10 ohm e facendo scorrere su tale resistenza una corrente di 10 milliamper, ai suoi capi si produrrà una caduta di tensione pari a:

$$10 \times 10 : 1.000 = 0,1 \text{ volt (100 millivolt)}$$

Se la resistenza incognita risulta invece da 100 ohm, facendola attraversare dai soliti 10 milliamper, ai suoi capi si stabilirà una caduta di tensione di:

$$100 \times 10 : 1.000 = 1 \text{ volt}$$

Per questo quindi il commutatore S1B preleverà la tensione nel punto del partitore d'ingresso (dopo R1-R2) in cui la preleva S1A quando è commutato su 1 volt di f.s.

Con una resistenza da 1.000 ohm infine e con i soliti 10 milliamper la caduta di tensione sarà di:

$$1.000 \times 10 : 1.000 = 10 \text{ volt}$$

per cui S1B preleverà la tensione nel punto del partitore corrispondente alla portata voltmetrica « 10 volt f.s. », cioè fra le resistenze R3 ed R4.

Passando a valori ohmici più elevati non potremo più far scorrere sulla resistenza incognita una corrente di 10 milliamper in quanto, ammesso che ciò fosse possibile, ai capi della resistenza si verrebbe ad avere una caduta di tensione superiore alla tensione di alimentazione del generatore di corrente, cosa che è ovviamente impossibile.

Dai 1.000 ohm in su il commutatore S1C verrà quindi predisposto in maniera da far erogare al generatore solo 10 microamper per cui, con una resistenza da 10.000 ohm, applicando la seconda versione della legge di Ohm, otterremo:

$$10.000 \times 10 : 1.000.000 = 0,1 \text{ volt}$$

S1B dovrà dunque prelevare nuovamente la tensione direttamente ai capi della resistenza incognita.



Fig. 3 Circuito stampato a grandezza naturale necessario per ricevere tutti i componenti del voltmetro. Anche questo circuito come tutti gli altri da noi forniti è provvisto di disegno serigrafico con le sigle dei componenti.

Per i 100.000 ohm di f.s., essendo:
 $100.000 \times 10 : 1.000.000 = 1$ volt
 il commutatore S1B preleverà nuovamente la tensione fra le resistenze R1 ed R2, cioè nel punto corrispondente alla misura voltmetrica « 1 volt f.s. », mentre per il megaohm, risultando:
 $1.000.000 \times 10 : 1.000.000 = 10$ volt
 la tensione verrà nuovamente prelevata da S1B nel punto corrispondente alla portata « 10 volt f.s. », cioè fra le resistenze R3 ed R4.

Per quanto riguarda le misure di resistenza con portata massima 1 Megaohm facciamo notare che si è reso necessario introdurre un ulteriore trimmer (R15) in modo da ottenere, solo per questa portata, una corrente di circa 11 microamper. Infatti 1 megaohm posto in parallelo ai 10 megaohm complessivi del partitore modifica la base della nostra teoria cioè che tutta la corrente erogata dal generatore passi attraverso la resistenza incognita e questo fatto se non si fosse adottato tale provvedimento, cioè considerata la corrente assorbita dal partitore, otterremmo per quest'ultima portata un'errore del 10%.

Prima di concludere dobbiamo inoltre farvi presente che il pulsante P1 inserito tra la resistenza R12 e la « presa d'entrata » dello strumento è indispensabile per due motivi e precisamente per evitare che la corrente erogata dal generatore raggiunga il partitore d'ingresso quando si effettuano misure di tensione, falsando così la lettura o mandando la lancetta a fondo scala (quindi non pigiate mai tale pulsante con il voltmetro predisposto per la misura « VOLT CONTINUI ») ed in secondo luogo per evitare che, quando si effet-

tuano misure di resistenza, togliendo la resistenza da misurare dalle boccole d'entrata, la lancetta vada a sbattere a fondo scala per mancanza di un « carico ».

Quando effettuerete le misure di resistenza ricordatevi quindi sempre di applicare alle boccole d'ingresso la resistenza incognita prima di pigiare il pulsante P1 e di lasciare libero tale pulsante prima di togliere la resistenza: in caso contrario infatti rischiereste di mandare la lancetta dello strumento a sbattere sul fondo scala.

A questo punto occorre ricordare che la resistenza R22 posta tra l'uscita dell'integrato e lo strumentino serve per limitare la corrente che attraversa la bobina dello strumento in modo che questi raggiunga esattamente il fondo scala quando la tensione d'uscita (piedino 6) dell'integrato è di 10 volt; per la legge di Ohm si ha infatti:

$$\text{Volt} : \text{Ohm} = \text{Amper}$$

per cui:

$$10 : 100.000 = 0,0001 \text{ Amper}$$

cioè esattamente 100 microamper.

Il diodo al silicio DS3 è invece utile per evitare che, invertendo per errore la polarità della tensione continua in entrata o nel momento di dare tensione al voltmetro, la lancetta devii bruscamente a sinistra sotto lo zero.

Per concludere la descrizione dello schema elettrico non ci resta ora che indicarvi con quale tensione occorre alimentare l'integrato ed il generatore di corrente.

A questo proposito, come avrete certamente già notato, è necessaria una tensione duale, cioè 15 volt positivi rispetto alla massa da applicare al

pedino 7 dell'integrato, al commutatore S1C ed all'emettitore di TR2 (tramite il diodo zener DZ1) e 15 volt negativi rispetto alla massa da applicare al piedino 4 dell'integrato.

La corrente assorbita è irrisoria (12-13 milliamper per la parte positiva e 2 milliamper per la parte negativa) per cui qualsiasi alimentatore duale ad uno o a due transistori già pubblicato sulla nostra rivista può servire allo scopo. Anche se il valore della tensione dovesse scendere leggermente (cioè arrivare ad esempio a 14,6 volt) o risultare leggermente superiore ai 15 volt, il voltmetro funzionerà sempre bene senza alcun inconveniente: se però il braccio positivo risulta inferiore a 14 volt potremo avere degli errori limitatamente alle misure di resistenza sulle portate 1.000 ohm e 1 megaohm.

Optando per l'alimentazione a pile sarà consigliabile non impiegare pile a bassa capacità (cioè pile per piccoli ricevitori a transistor), bensì utilizzare pile quadre da 4,5 volt poste in serie onde evitare che quando queste iniziano ad esaurirsi si abbiano degli errori sulla lettura; è comunque sempre preferibile impiegare un alimentatore stabilizzato tipo quello presentato sul n. 34 di N.E. a pag. 344 eventualmente inserendo in serie al diodo zener DZ1 (tra lo zener stesso e la massa) un diodo al silicio (disponendolo ovviamente con il catodo a massa) in modo da alzare leggermente la tensione sul ramo positivo che è quello più critico; è infatti risaputo che la caduta di tensione ai capi di un diodo al silicio polarizzato direttamente si aggira sui 0,7 volt per cui, in pratica, otterremo uno zener da 15,7 volt.

Aumentando la tensione di base del transistor TR1, aumenterà anche la tensione d'uscita dell'alimentatore che si stabilizzerà sui 15 volt, in quanto il transistor stabilizzatore provocherà lui stesso una caduta di 0,7 volt.

Utilizzando poi due diodi al silicio posti in serie, la tensione di base del transistor diverrà $15 + 0,7 + 0,7 = 16,4$ volt mentre l'uscita si aggirerà su un valore medio di 15,7 volt, se consideriamo 0,7 la caduta del transistor stabilizzatore cioè si otterranno tensioni più che sufficienti per alimentare in modo corretto il nostro apparecchio.

Lo strumento impiegato nel nostro voltmetro è un 100 microamper di fondo scala ed a questo proposito possiamo assicurarvi che in sostituzione di questo potremo benissimo utilizzare anche un normalissimo « tester » predisponendolo per le misure di corrente su tale portata; utilizzando invece uno strumento da 50 microamper di fondo scala è ovvio che le portate in ingresso risul-

teranno dimezzate, cioè non avremo più 100 millivolt sulla prima portata, bensì 50 millivolt, sulla seconda avremo 0,5 volt anziché 1 volt, sulla terza 5 volt, sulla quarta 50 volt e sulla quinta 500 volt (lo stesso dicasi per la portata degli ohm).

Prima di passare alla realizzazione pratica vorremmo poi ancora precisarvi come mai su questo voltmetro elettronico, oltre alle portate VOLT CONTINUI e OHM, non sia stata inserita pure la portata VOLT ALTERNATI.

Vi saranno infatti dei lettori che potrebbero farci notare che inserendo semplicemente sull'uscita dell'integrato un ponte raddrizzatore si riuscirebbero facilmente ad ottenere, oltre alle misure in continua, anche quelle in alternata.

In teoria questo potrebbe anche sembrare esatto ma in pratica, chi tentasse tale modifica, si accorgerebbe ben presto che questo non è assolutamente vero in quanto così facendo si ottiene un circuito che non è « lineare » (cioè si rende necessario l'impiego di una scala a parte solo per l'alternata); non solo, ma si accorgerebbe anche che all'aumentare della frequenza la precisione della misura diminuisce a vista d'occhio.

Per questo non abbiamo ritenuto opportuno inserire la portata AC in quanto questa, anche ammesso che la scala risultasse lineare, servirebbe solo ed esclusivamente per la frequenza dei 50 Hz, mentre un voltmetro AC deve arrivare almeno ai 100.000 Hz.

Per ottenere questo è necessario un circuito elettrico diverso, progettato solo ed esclusivamente per l'alternata, e un progetto di questo genere è già allo studio nei nostri laboratori per cui verrà ben presto pubblicato.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario per realizzare questo voltmetro è visibile a grandezza naturale in fig. 3; esso è contraddistinto dalla sigla LX131 ed è corredato, dal lato componenti, del disegno serigrafico di questi ultimi nella esatta posizione in cui vanno inseriti per cui non vi sarà difficile, attenendovi a questo disegno ed allo schema pratico di montaggio riportato in fig. 4, riuscire a ottenere un insieme perfettamente funzionante.

Sullo stampato troveranno posto tutti i componenti fatta eccezione per il commutatore S1 il deviatore S2 ed il microamperometro che invece andranno inseriti sul pannello del vostro apparecchio.

A proposito del commutatore, sullo schema pratico abbiamo ritenuto opportuno scindere i due

settori in modo da evidenziare meglio i collegamenti che vanno effettuati su ogni settore e da un settore all'altro.

Abbiamo infatti constatato che il mancato funzionamento di un apparecchio dotato di commutatori multipli è quasi sempre da imputarsi ad errori nei collegamenti per cui vi preghiamo di eseguirli controllando parallelamente anche lo schema elettrico.

Nel caso poi impiegaste un commutatore diverso da quello da noi indicato il problema sarà ancora più complicato e le possibilità di errore verranno notevolmente aumentate: consigliamo quindi, prima di effettuare qualsiasi collegamento, di controllare con l'aiuto di un ohmetro quali sono i terminali del cursore e quali quelli commutati per ogni posizione di rotazione cercando di farli collimare con lo schema elettrico.

In pratica la parte più impegnativa del montaggio riteniamo sia proprio quella relativa al commutatore in quanto per gli altri componenti da inserire nel circuito la serigrafia vi porterà un notevole aiuto consentendovi di vedere la posizione che deve assumere la tacca dell'integrato, e le connessioni dei due transistor, la polarità dei diodi e degli elettrolitici.

Anche il microamperometro ha una polarità che deve essere rispettata: inserendolo infatti in senso contrario non otterremo alcuna indicazione (come ci sarebbe da aspettarsi) in quanto il diodo DS3 impedirà alla lancetta di andare all'indietro.

A proposito di questo strumento, come già abbiamo accennato, è stato utilizzato un modello da 100 microamper di fondo scala in quanto ci è sembrato il più adatto allo scopo; al suo posto potrebbe però venir utilizzato anche uno strumento da 50 microamper di fondo scala oppure potremmo applicare, come valido sostituto, il nostro tester commutato sulla portata di 100 microamper di fondo scala.

Per quanto riguarda le resistenze del partitore d'ingresso l'ideale sarebbe avere a disposizione resistenze con tolleranze dell'1^o‰: queste ultime però, oltre ad essere particolarmente costose, sono anche difficilmente reperibili; consigliamo pertanto di utilizzare delle resistenze al 5^o‰ o anche al 10^o‰ controllando preventivamente con un ohmetro il valore reale in quanto quello indicato dal codice dei colori sull'involucro non corrisponde mai col vero valore ohmico della resistenza. Non riuscendo ad ottenere o disporre di resistenze con il valore ohmico richiesto non preoccupatevi, nulla ci eviterà di fare una serie o un parallelo di più resistenze fino ad ottenere, con una preci-

sione almeno dell'1^o‰, il valore indicato per ogni settore del partitore.

Per il puntale di misura corrispondente al terminale positivo d'entrata consigliamo di utilizzare del cavetto schermato collegandone la calza metallica esterna alla massa del voltmetro onde evitare che questo cavetto possa captare capacitivamente residui di alternata.

L'altro puntale (quello di massa) potrà invece essere collegato alla boccola del voltmetro con semplice filo non schermato.

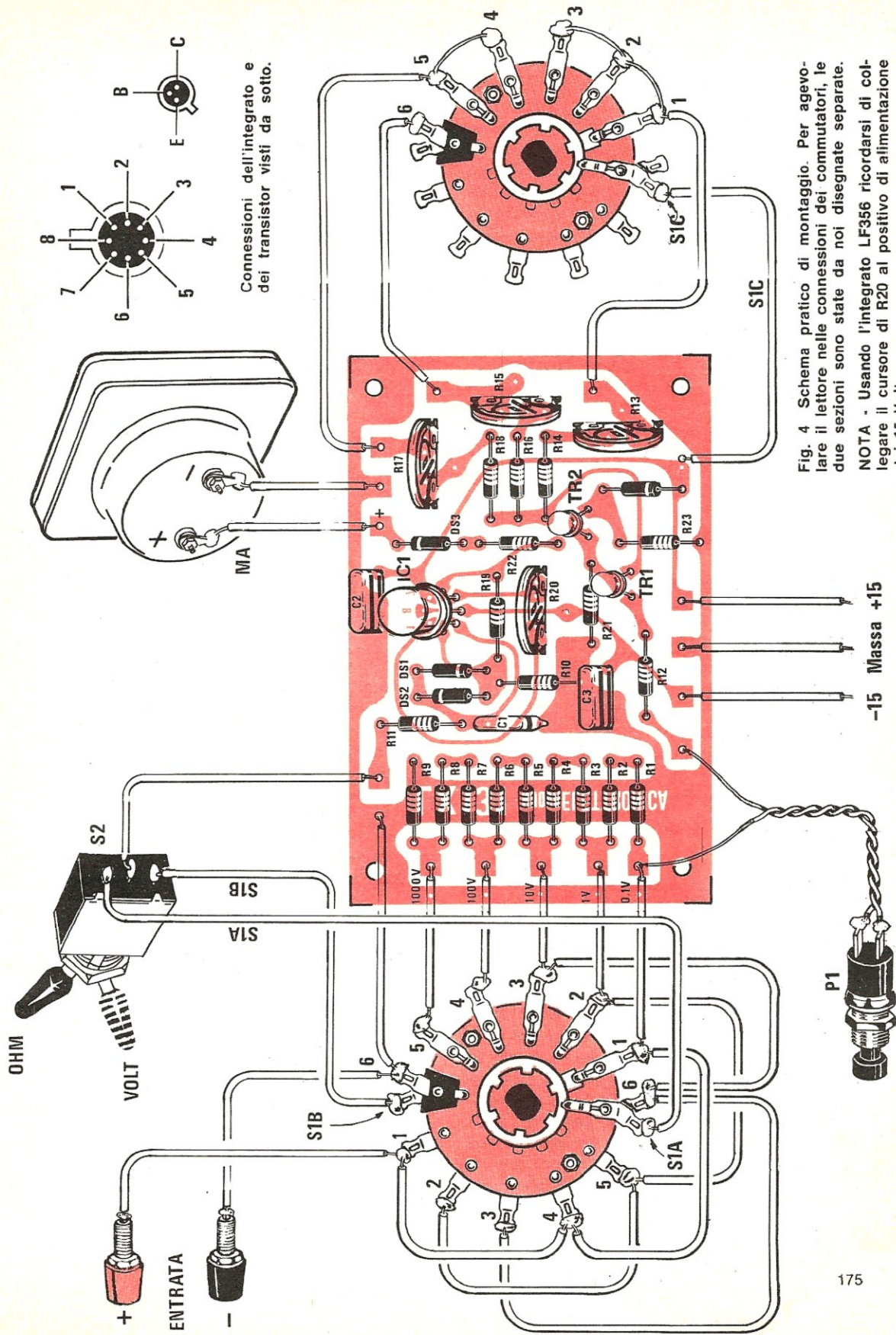
TARATURA

Terminato il montaggio dei componenti, prima di poter effettuare qualsiasi misura sarà necessario compiere alcune semplici ma indispensabili operazioni di taratura ed in particolare dovremo, come prima operazione, tarare il trimmer R20 che troviamo applicato tra il piedino 5 ed il piedino 1 dell'integrato.

Per tarare esattamente questo trimmer sarà necessario ruotare il commutatore S1 sull'ultima posizione (quella contraddistinta sullo schema elettrico dalla voce « taratura ») in modo tale da cortocircuitare a massa il piedino 3 dell'integrato, mentre il deviatore S2 dovrà essere posto sulla posizione « VOLT ».

Eseguita questa operazione, dovremo ruotare lentamente il cursore del trimmer R20 fino a far coincidere la lancetta dello strumento con lo « 0 »: a questo proposito è bene ricordare che per la presenza del diodo DS3 la lancetta dello strumento non potrà mai scendere al di sotto dello zero per cui, se si vuole evitare di commettere errori grossolani, si dovrà prima di tutto ruotare R20 fino a far deviare la lancetta verso destra (cioè in senso positivo), poi ruotare lentamente R20 in senso opposto fino a far ritornare la lancetta sullo zero.

È ovvio che se a questo punto *non vi arresterete* (cioè continuerete a ruotare il cursore del potenziometro) la lancetta rimarrà sempre ferma sullo zero ma quando poi andrete ad effettuare misure di tensione lo strumento vi segnerà qualche gradazione in meno di quelle effettive, cioè invece di segnarvi 50 volt ve ne segnerà ad esempio 45 o 47. Tarato l'azzeramento, potremo ora controllare la linearità della lettura sulle portate « VOLT »: a questo proposito ci serviremo di un alimentatore stabilizzato col quale applicheremo all'ingresso del voltmetro, dopo averla misurata con un tester, una tensione esattamente di 10 volt e controlleremo se la lancetta dello strumento si porta esattamente a fondo scala (è ovvio



Conessioni dell'integrato e dei transistor visti da sotto.

Fig. 4 Schema pratico di montaggio. Per agevolare il lettore nelle connessioni dei comutatori, le due sezioni sono state da noi disegnate separate.

NOTA - Usando l'integrato LF356 ricordarsi di collegare il cursore di R20 al positivo di alimentazione dei 15 Volt.

che per compiere questa misura il commutatore S1A dovrà essere ruotato sulla portata « 10 volt f.s. »). Se con 10 volt in ingresso la lancetta non raggiunge il fondo scala oppure lo oltrepassa, la colpa è da addebitarsi alla resistenza R22 la quale andrà quindi modificata sperimentalmente fino ad ottenere il risultato voluto: in particolare si dovrà diminuire il valore di detta resistenza se la lancetta non raggiunge il fondo scala, mentre lo si dovrà aumentare se esso lo supera.

Se poi riscontrerete una non perfetta linearità della scala di misura, cioè se con 10 volt in ingresso lo strumento si porterà a fondo scala mentre con 5 volt non si arresterà esattamente a metà scala come dovrebbe ma indicherà una tensione inferiore, il difetto è da imputarsi all'unico elemento non lineare inserito nel circuito, cioè al diodo DS3 il quale andrà quindi sostituito con un altro tipo (sempre al silicio) oppure se volete lo potrete addirittura eliminare.

Se deciderete di eliminarlo ricordatevi però di procedere di nuovo all'azzeramento della lancetta agendo sul trimmer R20 nel modo precedentemente esposto.

Eseguiti questi controlli la taratura della sezione VOLT è completata: resta da dire che se si notano diversità di comportamento dello strumento indicatore a seconda della portata, cioè se si verifica che lo strumento con 10 volt va esattamente a fondo scala sulla portata « 10 Volt » mentre sulla portata « 100 Volt » ne indica 9 o 11, è evidente che le resistenze del partitore d'ingresso non hanno il valore richiesto, pertanto occorrerà procedere ad un nuovo controllo di questi valori sostituendo quelli errati.

A questo punto resta da tarare la sola sezione « OHM ».

Per fare questo si possono adottare due soluzioni diverse; la prima delle quali si avvale di due resistenze campione mentre la seconda richiede l'uso di un milliamperometro.

Volendo eseguire la taratura con il primo sistema dovremo procurarci una resistenza il cui valore sia esattamente 10 o 100 o 1.000 ohm ed inserirla fra i morsetti d'ingresso del nostro apparecchio: supponendo che la resistenza scelta risulti da 1.000 ohm, dovremo ruotare il commutatore S1 sulla portata 1.000 ohm ed il deviatore S2 sulla posizione « OHM »: fatto questo piglieremo il pulsante P1 che, come sappiamo, serve per far arrivare la corrente del generatore sulla resistenza, ed agiremo sul cursore del trimmer R13 fino a far coincidere la lancetta col fondo scala.

È ovvio che oltre ai valori di resistenza appena

indicati si potranno anche scegliere valori intermedi quali potrebbero essere, ad esempio, 4,7 ohm, 51 ohm o 82 ohm purché si conosca esattamente il valore della resistenza assunta come campione: in questo caso il trimmer andrà ruotato fino a far coincidere la lancetta col valore impiegato.

Eseguita la taratura del generatore di corrente costante per le prime tre portate, dovremo ora scegliere una resistenza di valore superiore ai 1.000 ohm (possibilmente da 10.000 o da 100.000 ohm) in modo da poter tarare con essa il trimmer R17 dopo aver ruotato S1 sulla portata che meglio si addice allo scopo. Impiegando infine una resistenza di valore compreso tra 100.000 ohm e 1 Megaohm, tareremo allo stesso modo il trimmer R15.

Il secondo sistema che può essere adottato per compiere queste due tarature è quello di controllare con un milliamperometro la corrente che attraversa la resistenza R12 a seconda della posizione assunta dal commutatore S1 (tale corrente, come sappiamo, deve risultare esattamente di 10 milliamper o di 10 e 11 microamper).

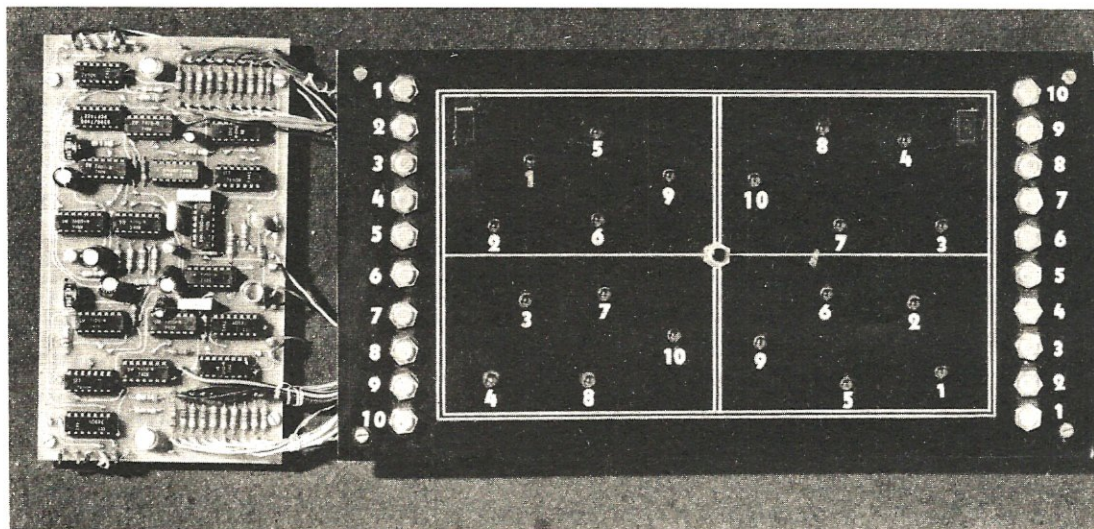
Per far questo basterà inserire il milliamperometro o il microamperometro fra l'estremità del pulsante P1 che si collega ad R12 e la massa quindi ruotato il commutatore S1 su una delle tre portate 10 - 100 o 1.000 ohm, agiremo sul cursore del trimmer R13 fino a quando il nostro strumento non ci indicherà esattamente 10 milliamper.

Ruotato poi S1 ad esempio sulla posizione 10.000 ohm, agiremo su R17 fino ad avere dallo strumento un'indicazione pari a 10 microamper: posto infine S1 sulla posizione 1 Megaohm, ruoteremo R15 fino ad ottenere circa 11 microamper; a questo punto tutti i potenziometri saranno tarati ed il nostro voltmetro sarà pronto per venire impiegato come strumento di sicuro affidamento.

COSTO COMPONENTI

— Il solo circuito stampato	L. 1.500
— Tutto il necessario per tale realizzazione, cioè, circuito stampato, integrato LH0042C, transistor, commutatore, deviatore, pulsante, boccole d'entrata, resistenze, diodi, condensatori (escluso strumento da 100 microamper)	L. 16.500
Lo strumento grande da 100 microamper	L. 10.000
Spese di spedizione	L. 1.500

Questo Ping-Pong elettronico non viene presentato ai nostri lettori col solo intento di fornire uno strumento di svago ma anche per proporvi un'interessante applicazione degli integrati digitali.



PING-PONG DIGITALE

Gli integrati digitali, pur essendo nati al servizio dei «calcolatori», stanno velocemente sconfiggendo e sono destinati ad invadere più o meno tutti i campi dell'elettronica per cui non si può continuare ad ignorarli o, quantomeno, a relegarli in seconda pagina.

Così facendo verremmo infatti ad avere dei lettori che sanno tutto o quasi di trasmettitori, ricevitori, filtri ecc., ma che non sanno niente o quasi niente di tutto ciò che riguarda le nuove tecniche digitali.

Vecchie reminiscenze scolastiche ci insegnano poi che il miglior modo per apprendere qualcosa di nuovo è quello di cimentarsi direttamente nella realizzazione di un prototipo in modo che, per farlo funzionare, si sia costretti a studiarlo nei minimi particolari e quindi a «scontrarsi» con tutti i problemi da esso implicati ai quali forse, leggendo semplicemente un libro di testo, avremmo dato un'importanza minore di quanto invece essi richiedono.

Se poi questo prototipo serve solo per giocare (come nel nostro caso) la cosa non ha nessuna

importanza in quanto, se vogliamo, anche un radioamatore si costruisce i propri apparecchi per divertimento: il fatto veramente importante è che questo non sia l'unico fine della nostra opera, ma che essa ci permetta di sviluppare, giocando, le nostre conoscenze.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del nostro ping-pong digitale è visibile in fig. 1 e anche se all'apparenza tale schema può dare l'impressione di risultare non di facile comprensione, facciamo tuttavia osservare che se si esclude l'avvisatore acustico costituito dai transistori TR5 e TR6, e dalle cinque porte NAND che li precedono, tutto il resto si compone di due parti perfettamente simmetriche per cui ci potremo limitare ad analizzare il funzionamento della sola parte di sinistra, essendo implicito che il restante circuito della sezione di destra funziona in maniera analoga.

Prima di addentrarci nella descrizione del circuito sarà comunque bene stabilire con preci-

sione quali funzioni esso deve compiere in quanto, non essendovi ancora noto il meccanismo del gioco, potreste non riuscire a seguire il filo logico del discorso.

A questo proposito vorremmo ricordare che per poter giocare col nostro ping-pong è necessario essere in due, proprio come quando si gioca con la racchetta e la pallina.

Il campo da gioco è diviso in due parti uguali su ognuna delle quali vanno disposti, in ordine sparso, 10 diodi led numerati che simulano, grazie all'accensione casuale di uno solo di essi per volta, la posizione in cui verrebbe a trovarsi la pallina.

Ogni giocatore ha poi a disposizione una tastiera formata da dieci pulsanti numerati ognuno dei quali è direttamente collegato ad un diodo led (quello contraddistinto dal suo stesso numero); sul campo è presente inoltre un pulsante di reset che serve per azzerare i display segnanti quando si vuol iniziare una nuova partita.

Subito dopo aver pigiato questo pulsante infatti si avrà l'accensione casuale di uno qualsiasi dei led in uno dei due campi e da questo istante il giocatore che si trova dalla parte in cui si è acceso il led ha **un secondo e mezzo** di tempo per leggerne il numero e premere il relativo pulsante: se riesce in questo intento il led si spegne immediatamente ed il gioco passa all'avversario.

Se invece il giocatore non riesce a premere il pulsante giusto entro il tempo massimo consentito, il led si spegne ugualmente ed il gioco passa ancora all'altro giocatore, ma contemporaneamente **verrà segnato** un punto per l'avversario sull'apposito display situato sul suo campo. Ogni errore, oltre ad un aumento del punteggio dell'avversario, è accompagnato da una breve segnalazione acustica per informare il giocatore ogni volta che sbaglia senza che questi si debba continuamente preoccupare di guardare il segnalatore di punteggio situato in campo opposto col pericolo di distrarsi.

Il gioco ha termine quando uno dei giocatori ha commesso un totale di 9 errori, cioè quando uno qualsiasi dei due display di conteggio raggiunge quota nove: a questo punto un apposito circuito bloccherà automaticamente il display impedendogli di azzerarsi e nello stesso tempo impedirà all'altro display di proseguire il suo conteggio: in tal modo sarà possibile stabilire chi ha vinto e quanti errori ha commesso esattamente ciascun giocatore.

Per iniziare una nuova partita basterà poi premere momentaneamente il pulsante di azzeramen-

to dei display e tutto sarà pronto per un'altra sfida.

Premesso questo possiamo tornare ad occuparci del nostro schema elettrico analizzando singolarmente:

1°) la sezione che provoca l'accensione casuale dei led in un campo e nell'altro;

2°) la sezione preposta al conteggio del tempo necessario ad ogni giocatore per « colpire la pallina » (cioè per spegnere il led che si è acceso) rimandandola in campo opposto;

3°) la sezione di conteggio degli errori, cioè quella parte di circuito che quando la pallina non viene colpita fa aumentare il conteggio sull'apposito display luminoso situato in campo opposto;

4°) l'avvisatore acustico che informa il giocatore dell'errore commesso senza distoglierlo dal gioco;

5°) la logica che blocca il funzionamento del ping-pong senza azzerare i due display quando un giocatore ha commesso il massimo dei « falli » permessi (nove);

6°) il circuito di azzeramento che permette, pigiando semplicemente il pulsante P21, di rimettere in funzione il ping-pong riportando contemporaneamente a 0 il conteggio su entrambi i display;

7°) il circuito che funge da « base dei tempi ».

Inizieremo dall'integrato IC2 (una decodifica del tipo SN7442) le cui dieci uscite anziché risultare collegate ai terminali dallo 0 al 9 di una valvola nixie, come normalmente accade, sono qui collegate ai catodi di 10 diodi led: tali diodi, come potrete facilmente riscontrare, sono tutti alimentati dal transistor TR1 (infatti sono tutti collegati all'emettitore di questo transistor) il quale però conduce, cioè fornisce loro corrente, solo ed esclusivamente quando sull'uscita 6 dell'integrato IC5 è presente una tensione positiva superiore ai 2 volt (livello logico « 1 »).

La decodifica IC2 ha infatti la particolarità di cortocircuitare a massa una sola delle sue dieci uscite a seconda della combinazione di « 1 » o « 0 » che si presenta ai suoi quattro ingressi (piedini 15-12-13 e 14) collegati alle uscite di un divisore SN7490 (IC1) sul cui ingresso (piedino 14) viene applicata un'onda quadra alla frequenza di 600-1.000 Hz prelevata dall'oscillatore composto dai tre NAND dell'integrato IC3 e situato nella parte destra dello schema elettrico. Se non vi fosse tale transistor (TR1), cioè se l'anodo di tutti i diodi fosse collegato direttamente al positivo di alimentazione, tutti i diodi led si accenderebbero successivamente ad una velocità di circa 600-1.000 Hz per cui, in pratica, considerata l'alta velocità di

COMPONENTI

R1 = 150 ohm
 R2 = 150 ohm
 R3 = 150 ohm
 R4 = 150 ohm
 R5 = 150 ohm
 R6 = 150 ohm
 R7 = 150 ohm
 R8 = 150 ohm
 R9 = 150 ohm
 R10 = 150 ohm
 R11 = 470 ohm
 R12 = 220 ohm
 R13 = 560 ohm
 R14 = 560 ohm
 R15 = 470 ohm
 R16 = 220 ohm
 R17 = 150 ohm
 R18 = 150 ohm
 R19 = 220 ohm
 R20 = 3.900 ohm
 R21 = 47.000 ohm
 R22 = 47.000 ohm
 R23 = 3.900 ohm

R24 = 220 ohm
 R25 = 150 ohm
 R26 = 150 ohm
 R27 = 150 ohm
 R28 = 150 ohm
 R29 = 150 ohm
 R30 = 150 ohm
 R31 = 150 ohm
 R32 = 150 ohm
 R33 = 150 ohm
 R34 = 150 ohm
 R35 = 1.000 ohm trimmer
 R36 = 1.000 ohm
 R37 = 1.000 ohm trimmer
 R38 = 1.000 ohm
 R39 = 1.000 ohm
 R40 = 2.200 ohm
 R41 = 1.000 ohm
 R42 = 27.000 ohm
 R43 = 1.000 ohm
 R44 = 150 ohm
 R45 = 150 ohm

Tutte le resistenze possono essere da 1/4 o da 1/2 watt

C1 = 1 mF elettrolitico 16 volt
 C2 = 22.000 pF poliestere
 C3 = 1 mF elettrolitico 16 volt
 C4 = 22.000 pF poliestere
 C5 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C6 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C7 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C8 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C9 = 100.000 pF poliestere
 TR1 = transistor NPN tipo 2N1711
 TR2 = transistor NPN tipo 2N1711
 TR3 = transistor NPN tipo BC107
 TR4 = transistor NPN tipo BC107
 TR5 = transistor NPN tipo BC107
 TR6 = transistor NPN tipo 2N1711
 IC1 = Integrato tipo SN7490
 IC2 = Integrato tipo SN7442
 IC3 = Integrato tipo SN7400
 IC4 = Integrato tipo SN7400
 IC5 = Integrato tipo SN7400
 IC6 = Integrato tipo SN7490
 IC7 = Integrato tipo SN7490
 IC8 = Integrato tipo 9368
 IC9 = Integrato tipo SN7400
 IC10 = Integrato tipo SN7400
 IC11 = Integrato tipo SN7400
 IC12 = Integrato tipo SN7400
 IC13 = Integrato tipo SN7400
 IC14 = Integrato tipo SN7400
 IC15 = Integrato tipo SN7490
 IC16 = Integrato tipo SN7442
 IC17 = Integrato tipo SN7400
 IC18 = Integrato tipo SN7490
 IC19 = Integrato tipo SN7490
 IC20 = Integrato tipo 9368

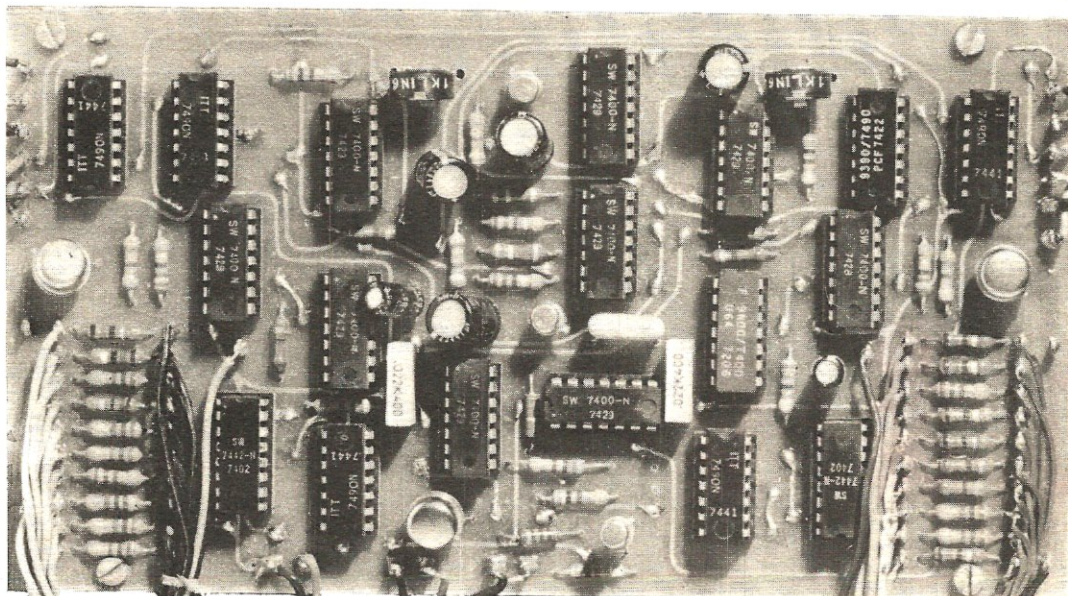
N. 20 diodi Led

N. 21 pulsanti

Altoparlante da 8 ohm

IN ALTO. La lista dei componenti relativa allo schema elettrico posto nella pagina seguente.

IN BASSO. Foto del telaio LX122A già montato. Per gli integrati si consiglia di utilizzare gli appositi zoccoli.



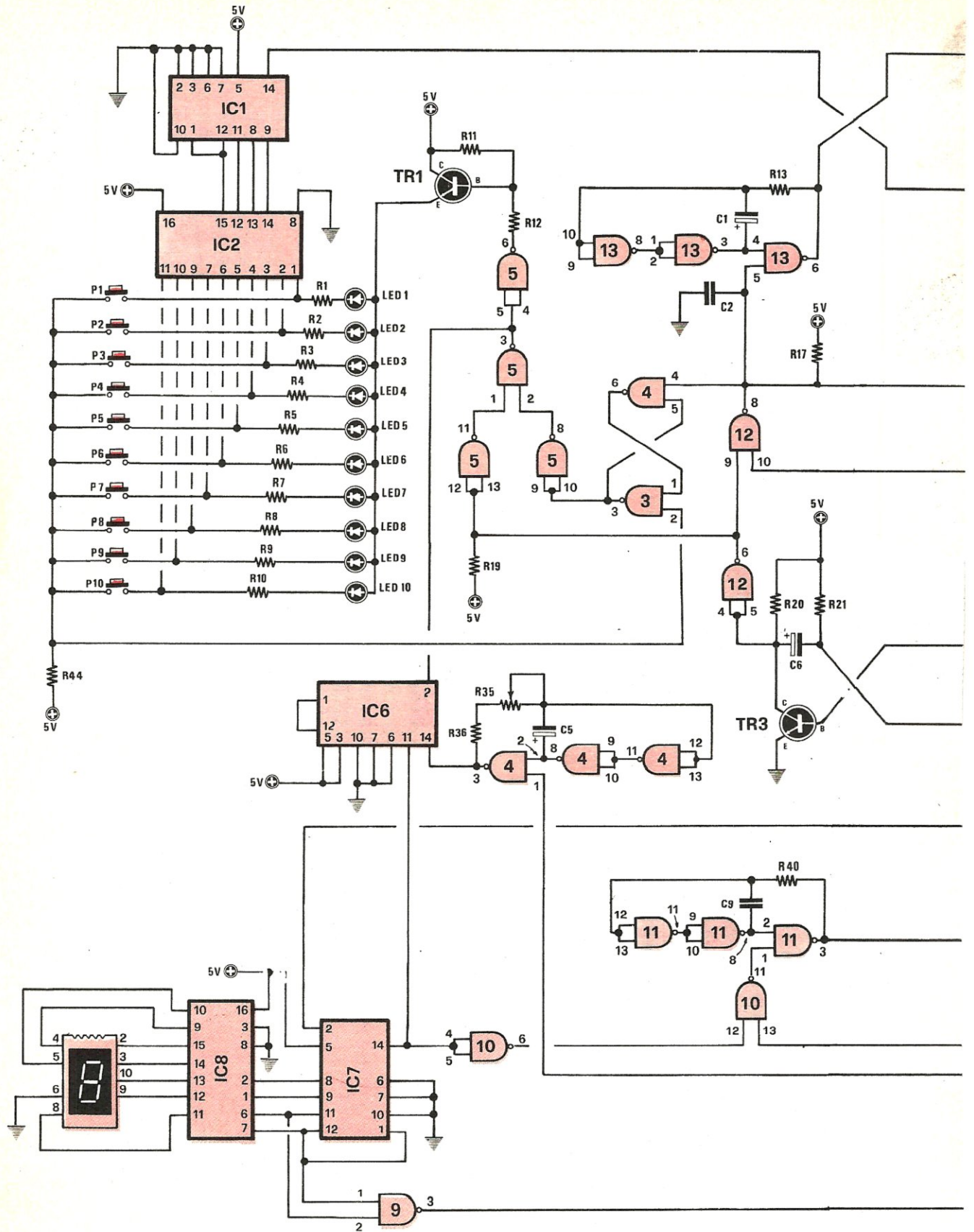
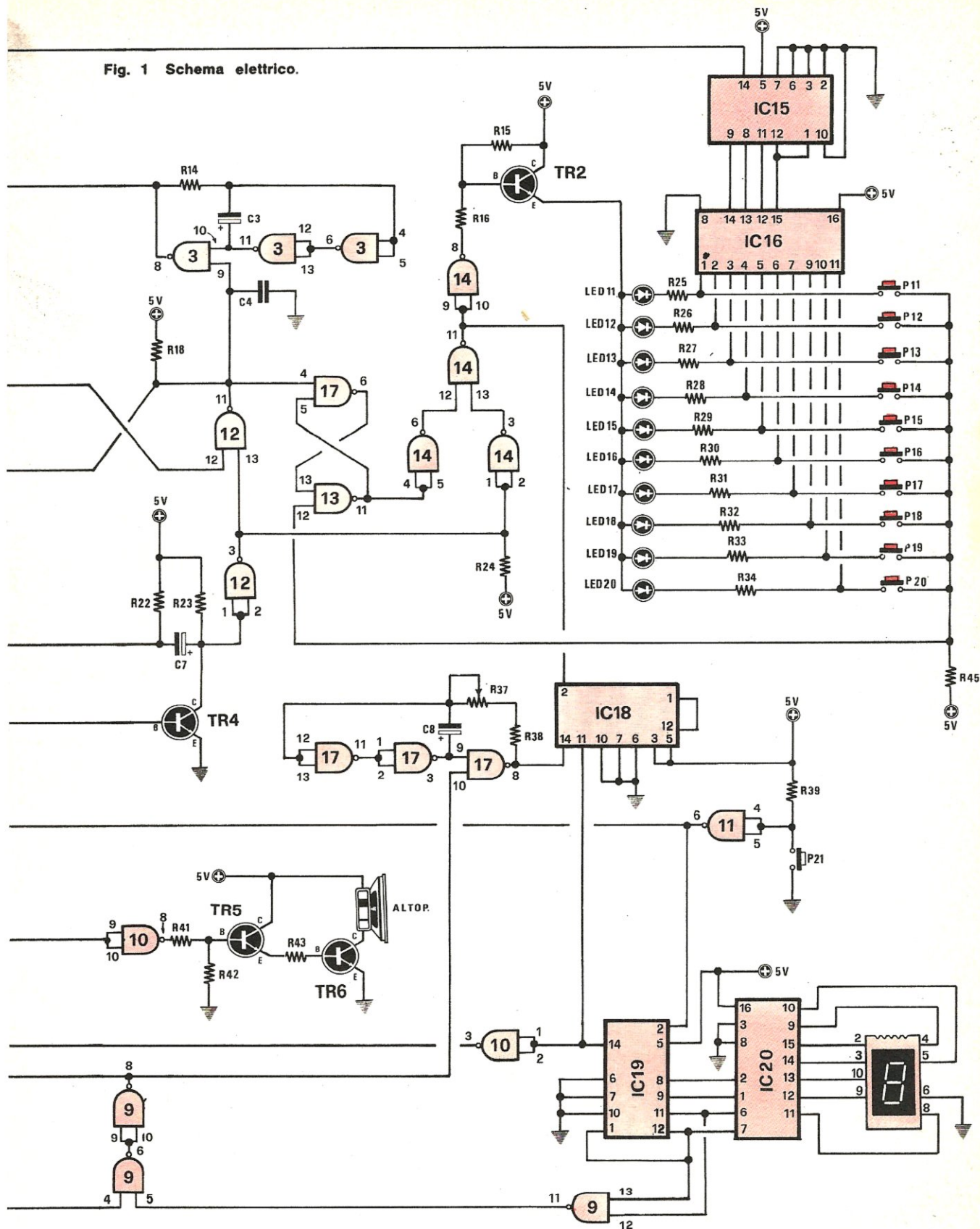
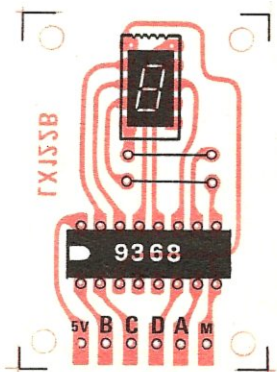
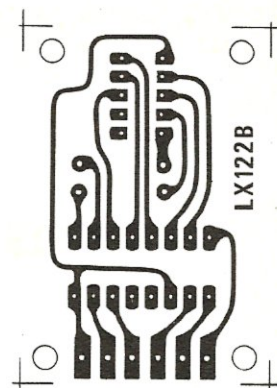
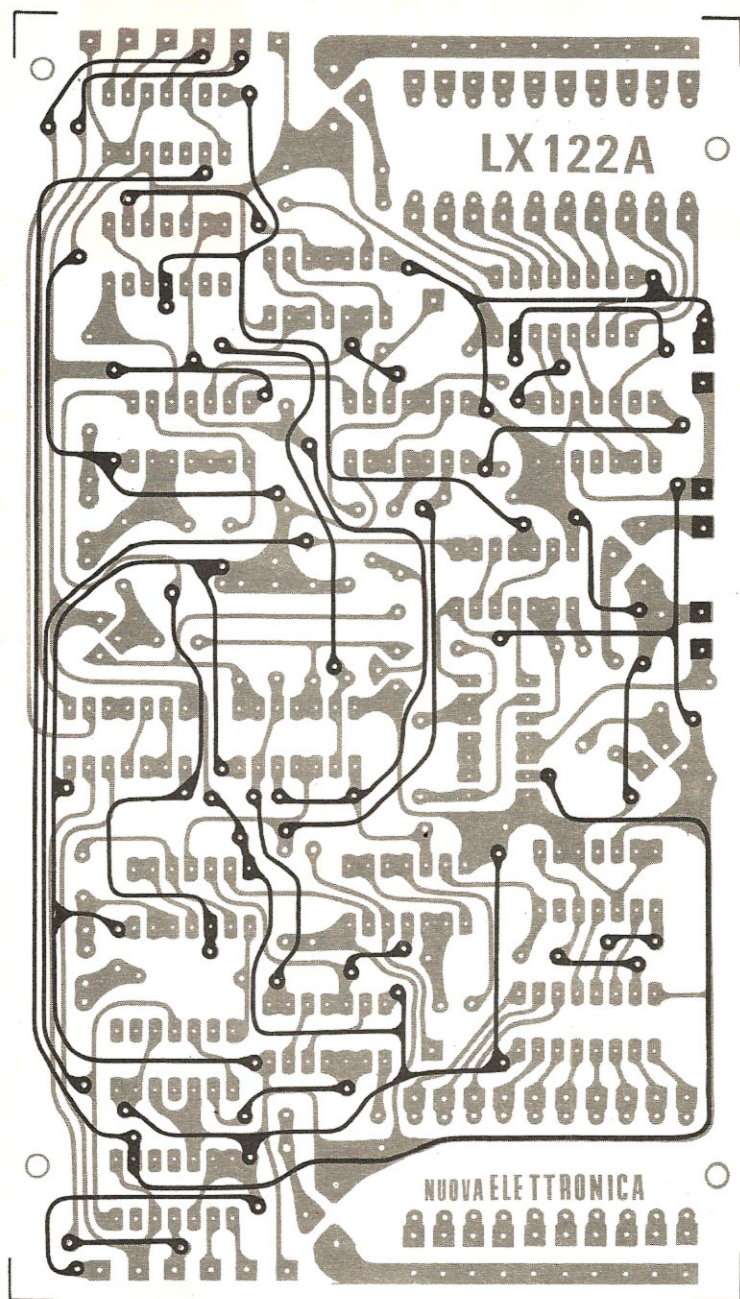


Fig. 1 Schema elettrico.





Per completare questo ping-pong digitale, oltre al circuito stampato LX122A, ne occorrono altri due, denominati LX122B, necessari a ricevere i « display » FND70 e la relativa decodifica 9368. Come si noterà anche su questo circuito è necessario effettuare due ponticelli con filo di rame dal lato componenti (vedi sotto il display).

Fig. 2 Circuito stampato LX122A a grandezza naturale. Questo circuito stampato, essendo piuttosto complesso, viene fornito già forato. Il lettore prima di iniziare a montare i componenti dovrà effettuare i ponticelli di collegamento tra le piste superiori e quelle inferiori.

scorrimento, li vedremo sempre tutti accesi. A noi però interessa avere l'accensione di un solo diodo per volta su una sola metà campo e che questo diodo, quando si accende, resti in tale condizione per circa un secondo e mezzo, cioè per tutto il tempo concesso al giocatore per spengerlo.

Si è quindi resa indispensabile l'adozione di un interruttore elettronico (costituito dal transistor TR1 da una parte e TR2 da quell'altra) comandato da un temporizzatore centrale (ottenuto con i transistors TR3 e TR4) il quale, nello stesso istante in cui manda l'impulso di « chiusura » all'interruttore per fornire alimentazione ai diodi, blocca anche il funzionamento dell'oscillatore ad onde quadre che pilota il contatore IC1 mantenendolo inibito per tutto il tempo in cui l'interruttore rimane chiuso, cioè per tutto il tempo in cui sulla base del transistor TR1 è presente una tensione positiva in grado di farlo condurre.

Le resistenze da R1 ad R10 che troviamo poste in serie fra i diodi e le uscite dell'integrato IC2 servono per limitare la corrente d'accensione dei diodi stessi che altrimenti sarebbe troppo elevata.

I due oscillatori ad onde quadre (IC13 per la parte di destra e IC3 per la parte di sinistra) vengono fatti funzionare alternativamente, cioè mentre uno rimane bloccato per permettere l'accensione di un led su di una metà campo, l'altro è in funzione e fa « avanzare » il contatore ad esso collegato ad una velocità di 600-1000 impulsi al secondo: in tal modo, quando dal temporizzatore centrale gli arriverà l'impulso di blocco, il diodo che si accenderà non sarà più quello che si era acceso la volta precedente, ma uno qualsiasi dei dieci a seconda di dove si arresta tale conteggio.

Il circuito che comanda l'alternare avvicinarsi dei due oscillatori e l'apertura e la chiusura dei due interruttori logici costituiti dai transistors TR1 e TR2, non è altro che un multivibratore astabile ottenuto con i transistors TR3 e TR4.

Sul collettore di questi due transistors sono collegati due NAND dell'integrato IC12 i quali hanno come unico scopo quello di invertire l'informazione logica presente su tale collettore (cioè di trasformare un « 1 » logico in uno « 0 » logico e viceversa).

Le uscite di questi NAND comandano un bistabile a porte logiche costituito dagli altri 2 NAND dell'integrato IC12 il quale, a sua volta, oltre a comandare i due oscillatori IC3 e IC13, manda un segnale di informazione ad altri due bistabili (costituiti dai NAND 3 e 4 dalla parte sinistra e dai NAND 13 e 17 dalla parte destra) che hanno

funzione di « memoria » per il comando dell'interruttore elettronico costituito dal transistor TR1 o TR2 e dalle porte logiche applicate alla base di questi transistors.

Tali porte, ricavate dall'integrato IC5 nella sezione di sinistra e dall'integrato IC14 nella sezione di destra, sono collegate in maniera da formare l'equivalente di una logica NOR infatti, riferendoci alla sezione di sinistra, solo quando sulle entrate 9-10 e 12-13 è presente la condizione « 0 », si ha in uscita (piedino 6) la condizione « 1 » necessaria per far passare in conduzione il transistor TR1 normalmente interdetto.

Quando è presente la condizione « 0 » sull'entrata 12-13, dell'integrato IC5, la stessa condizione è presente anche sull'entrata 9-10 in quanto ad essa giunge l'uscita 3 del bistabile comandato dal multivibratore a mezzo dell'altro bistabile.

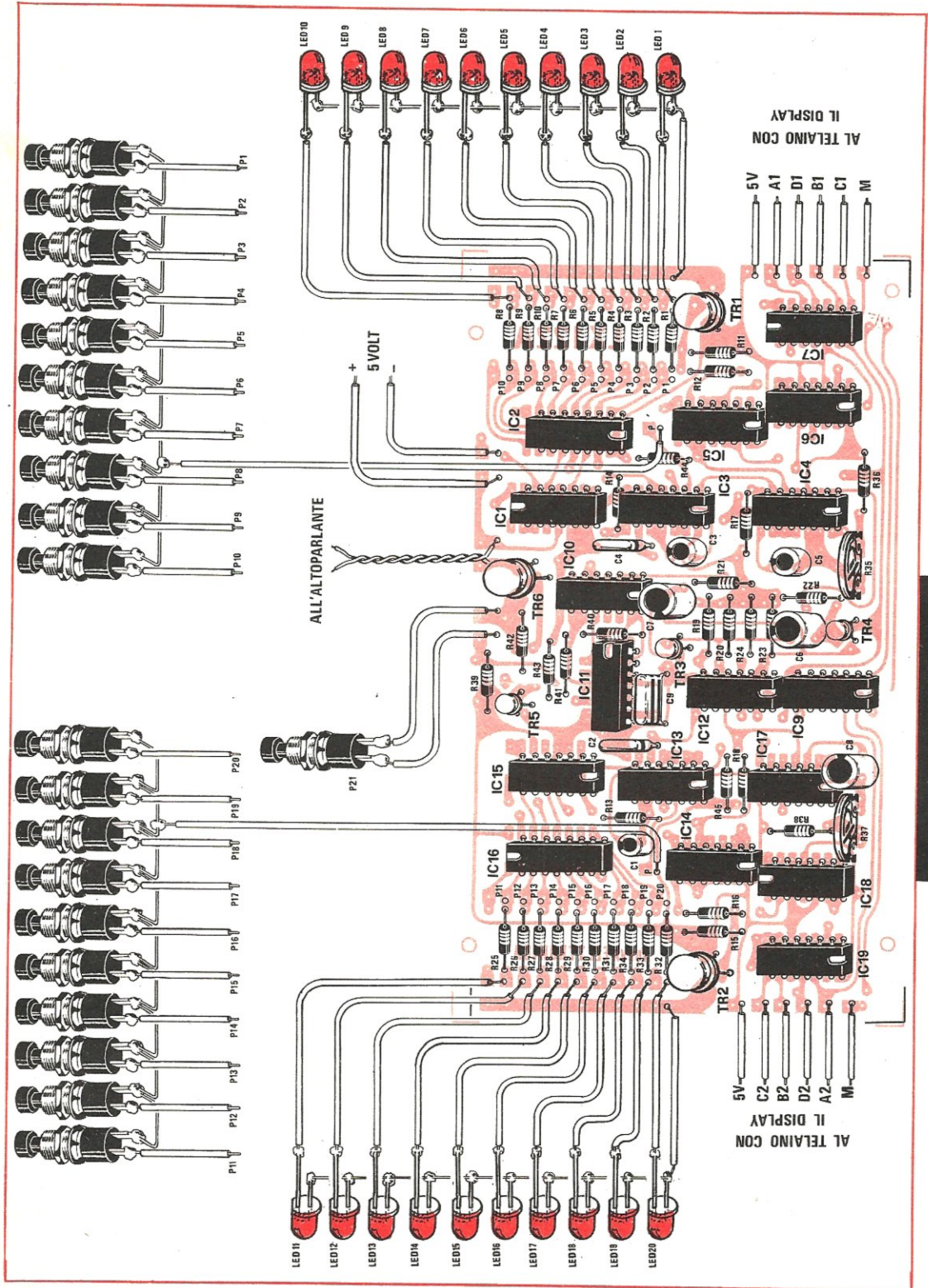
Se però sull'entrata 2 del bistabile (cioè dell'integrato IC3) giunge un livello « 0 » (e questo può avvenire solo se il giocatore preme il pulsante corrispondente al led che si è acceso), sull'uscita 3 dello stesso bistabile si avrà immediatamente la condizione « 1 » che determinerà l'interdizione del transistor con immediato spegnimento del led.

A questo punto noi abbiamo visto come si ottiene l'accensione casuale dei led mentre rimane ancora da comprendere come avvenga il conteggio degli errori.

Il circuito che determina il punteggio si compone di un oscillatore simile a quello già visto per il comando dei led, con l'unica variante che la frequenza del segnale da esso generato risulta essere molto più bassa della precedente: tale segnale infatti, entrando in un classico circuito divisore per dieci (IC6), deve dar luogo ad un impulso d'uscita dopo circa un secondo e mezzo, che è appunto il tempo di reazione concesso al giocatore, per cui la frequenza dovrà aggirarsi sui 6-7 periodi al secondo.

Abbiamo utilizzato un divisore di frequenza perché ci è sembrato l'unico modo per far iniziare le operazioni di conteggio nell'istante esatto in cui si ha l'accensione del led in uno dei due campi: come potrete infatti notare dallo schema elettrico il Reset di questo integrato divisore (piedino 2) è collegato all'uscita 3 dell'integrato IC5 che, come abbiamo detto, fa parte del circuito inibitore del transistor TR1.

Ora capita appunto che quando detto circuito fa passare in conduzione il transistor permettendo l'accensione del led, ossia quando sull'uscita 6 è presente la condizione « 1 », sull'uscita 3 (che normalmente si trova nello stato « 1 ») è presente



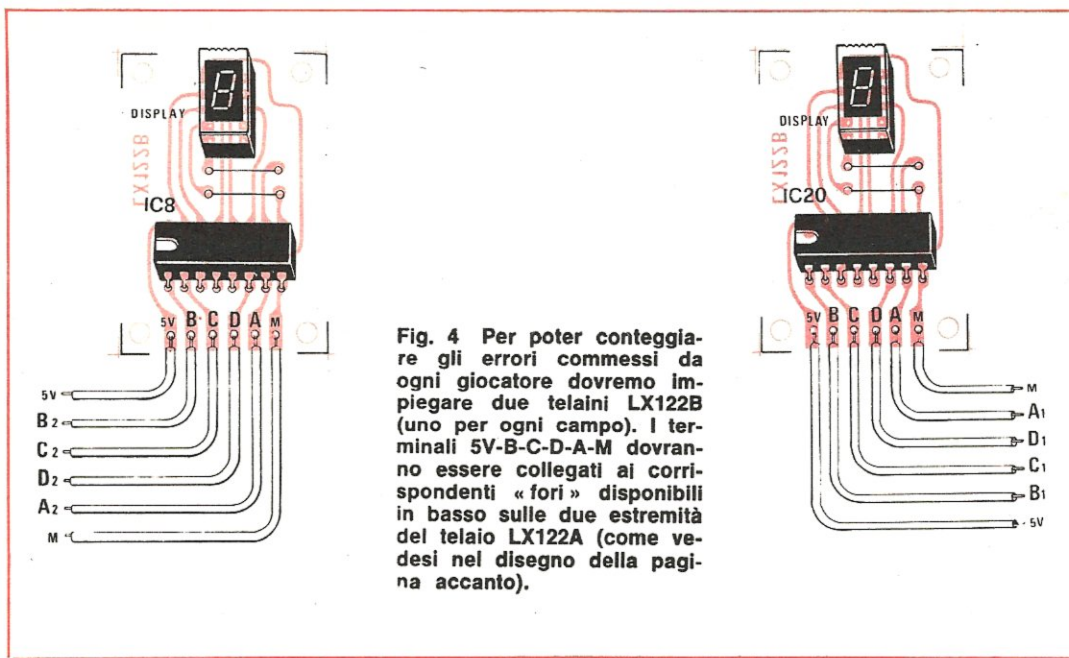


Fig. 4 Per poter conteggiare gli errori commessi da ogni giocatore dovremo impiegare due telaini LX122B (uno per ogni campo). I terminali 5V-B-C-D-A-M dovranno essere collegati ai corrispondenti «fori» disponibili in basso sulle due estremità del telaio LX122A (come vedesi nel disegno della pagina accanto).

Fig. 3 Schema pratico di montaggio del ping-pong. I terminali dei pulsanti indicati con le sigle da P11 a P1 dovranno essere collegati ai corrispondenti reofori, posti vicino alle resistenze che alimentano i diodi Led. I fili in basso si dovranno invece congiungere ai telaini LX122B visibili qui sopra.

la condizione «0» la quale provvede a sbloccare il divisore permettendogli, a partire da quel momento, di conteggiare gli impulsi mandati al suo ingresso 14 dall'oscillatore IC4 ed eventualmente di farne uscire uno dal suo piedino 11 al sopraggiungere del decimo impulso (nel caso in cui il giocatore non spenga il led entro il tempo massimo consentito) e far così scattare un punto sul display.

Qualora però si intervenga prima dell'arrivo del decimo impulso premendo il pulsante corrispondente al led acceso, si provocherà la comparsa della condizione «0» sull'uscita 3 dell'integrato IC3 (del bistabile) per cui il transistor TR1 verrà immediatamente interdetto e contemporaneamente si verificherà la condizione «1» sull'uscita 3 di

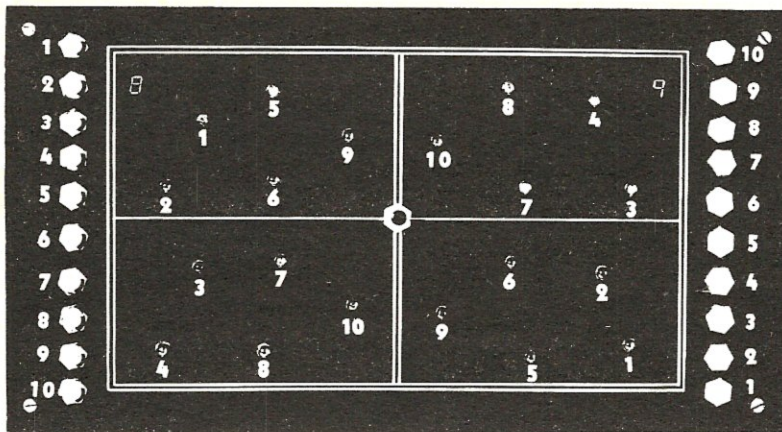
IC5 che va al Reset del divisore riportandone a zero il conteggio e determinandone in pratica il blocco.

Tutti gli impulsi giunti fino a quel momento verranno quindi automaticamente cancellati mentre i punti segnati sul display non subiranno alcuna variazione in quanto nessun nuovo impulso sarà giunto, fino a quel momento, al piedino 14 del contatore IC7 che pertanto non modificherà il suo stato attuale.

Per fermare il gioco al nono punto ci siamo avvalsi della considerazione che le uscite 11 e 12 dell'integrato IC7 vanno in «1» contemporaneamente solo quando sul display collegato alle uscite di IC8 appare il numero 9: abbiamo quindi mandato queste due uscite all'ingresso di un NAND dell'integrato IC9 (la stessa cosa si è fatta dall'altra parte) ed abbiamo mandato l'uscita di questi due NAND all'ingresso di un altro NAND dello stesso integrato collegato ad entrambi gli oscillatori di punteggio.

Quando uno dei due display raggiunge quota nove, all'uscita 8 dell'integrato IC9 comparirà quindi una condizione di «0» che provvederà a bloccare in «1» le uscite di questi due oscillatori e quindi a bloccare tutte le operazioni di conteggio.

Per quanto concerne l'indicatore sonoro di punteggio esso è stato realizzato con un generatore di nota simile agli altri (ottenuto con tre NAND dell'integrato IC11) ma funzionante su una frequenza di circa 1.500 Hz in quanto ci è parsa la



Il campo da gioco può essere ricavato da una tavoletta di legno compensato o di plastica, inserendo in ordine sparso i 10 display (10 per ogni semicampo) e i relativi pulsanti. I due display segnapunti potranno invece essere sistemati in alto, accanto ai vertici del campo (nella figura un display è arrivato a quota 9 mentre l'altro si è fermato a 8). Al centro il pulsante di « Reset ».

meglio udibile anche ad un livello sonoro piuttosto basso: nulla comunque vieta di cambiarla con un'altra più alta o più bassa variando i valori del condensatore C9 o della resistenza R40.

Tale oscillatore è comandato dal segnale presente all'uscita 11 del divisore di frequenza IC6 o IC18 ed è sufficiente che su una di queste due uscite compaia un impulso positivo per farlo scattare.

Questi due terminali sono infatti collegati a due invertitori ricavati dall'integrato IC10 le cui uscite vanno all'ingresso di un NAND dello stesso integrato il quale comanda l'oscillatore realizzando in pratica un ponte perfettamente equilibrato finché non giungono segnali dai lati.

Non appena uno dei divisori lascia partire un impulso determinando lo scatto di un punto sul display, il ponte subito si sbilancia, ovvero all'uscita 11 della porta IC10 si ha la condizione « 1 » per tutta la durata di tale impulso e per tutto questo tempo il generatore sonoro può oscillare liberamente e far udire la sua nota attraverso il semplicissimo ma efficace amplificatore che si vede nello schema, costituito dai transistor TR5 e TR6.

Un'ultima considerazione riguarda il pulsante di « Reset » indicato nello schema elettrico con la sigla P21: tale pulsante, come potrete osservare, qualora venga premuto cortocircuita a massa i due ingressi del NAND n. 11 ad esso collegati.

L'uscita di questo NAND è collegata all'ingresso di reset degli integrati IC7 e IC19 e non appena su questi piedini si presenta una condizione « 1 » tutte le quattro uscite di questi due integrati si portano automaticamente a livello « 0 » facendo quindi apparire uno 0 sui display da essi

pilotati tramite le decodifiche 9368: questo è appunto quello che avviene quando si pigia P21.

Azzerandosi poi le uscite dei due contatori appena menzionati, scomparirà anche la condizione che aveva determinato il blocco degli oscillatori di conteggio per cui, non appena « molleremo » il pulsante, potremo riprendere a giocare in quanto il circuito è già predisposto per una nuova partita.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per realizzare questo progetto è necessario utilizzare tre circuiti stampati di cui uno, denominato LX122A è a doppia faccia e serve per ospitare tutti gli integrati digitali più i 6 transistor richiesti dallo schema, mentre sugli altri due circuiti stampati, siglati LX122B e perfettamente identici fra di loro, troveranno posto un solo display e la decodifica che lo comanda (vedi fig. 4).

Il montaggio dei componenti andrà effettuato cominciando dallo stampato LX122A già forato.

Per passata esperienza consigliamo di non applicare direttamente gli integrati sulla basetta ma di impiegare uno zoccolo per ciascuno di essi: in tal modo infatti, anche se il costo totale risulterà leggermente maggiorato, si avrà la possibilità, nel caso in cui si incontri un integrato difettoso o si monti per sbaglio un integrato al posto di un altro, di poterlo togliere dal circuito senza impazzire né rovinare lo stampato o gli integrati adiacenti.

Di notevole aiuto vi sarà poi, almeno per quanto concerne i collegamenti dei pulsanti, dei diodi led e dei due telaini dei display, lo schema pratico che appare in fig. 3 e 4.

Come si noterà, sui due lati del circuito stampato, sono presenti 6 uscite di cui quelle di sinistra sono contraddistinte rispettivamente dalle sigle M-A2-D2-B2-C2-5V e quelle di destra dalle sigle M-C1-B1-D1-A1-5V dove M significa « massa », 5V corrisponde ai 5 volt positivi di alimentazione e le altre lettere A-B-C-D alle uscite codificate necessarie per pilotare la decodifica 9368: a questo proposito ricordiamo che anche sui telaini LX122B risultano presenti le stesse indicazioni onde evitare inversioni dei collegamenti.

Nel collegare i telaini dei display al telaio principale utilizzate fili di una certa lunghezza in quanto il display le cui uscite sono poste sulla destra dello stampato servirà in realtà per indicare il punteggio del giocatore di sinistra, quindi dovrà essere sistemato sulla parte sinistra del terreno di gioco mentre viceversa il telaio di sinistra dovrà essere posto sulla metà campo destra.

Ricordiamo poi che i diodi led, come del resto tutti i diodi, hanno una polarità che va rispettata altrimenti non si accenderanno.

Per quanto riguarda i pulsanti vi facciamo notare che sul disegno pratico, onde evitare un groviglio di fili tale da rendere poco visibili questi collegamenti, abbiamo preferito disegnare i pulsanti a parte affiancando però ai vari terminali le sigle P1-P2-P3 ecc. e riportare sul circuito stampato un'identica siglatura in corrispondenza del foro in cui essi dovranno essere inseriti.

Come ultimo avvertimento ricordiamo che il circuito, impiegando integrati della serie TTL, va alimentato con una tensione continua di +5 volt possibilmente stabilizzata che potrà essere ottenuta adottando lo schema riportato sul n. 24 a pag. 388 e contraddistinto dalla sigla EL112: tale tensione potrà scendere fino ad un minimo di 4,5 volt senza che il funzionamento del ping-pong ne risenta, mentre non è consigliabile in nessun caso che essa superi i 5,3 volt.

PREPARAZIONE DEL CAMPO DA GIOCO

Per il campo da gioco il lettore potrà sbizzarrirsi come meglio gli aggrada realizzandolo in miniatura oppure anche in formati più grandi: noi comunque consigliamo di utilizzare per questo scopo una basetta di plastica o di legno di forma rettangolare e di dimensioni non inferiori a 20 x 30 cm. sulla cui superficie tratteremo, come vedesi nella foto, la linea di separazione dei due campi.

Lungo i lati inferiori sistemeremo poi i dieci diodi led, disponendoli a caso ma cercando di ripetere lo stesso schema su tutti e due i campi

in modo da fornire le stesse condizioni di gioco a ciascun contendente.

Sulle fasce laterali del campo potranno trovar posto anche i due display che servono per il conteggio degli errori commessi: tali display, col loro telaio, potranno essere collocati sotto al piano di gioco facendoli fuoriuscire da una finestrella appositamente ritagliata sul piano stesso.

A questo proposito ricordiamo ancora una volta che il display comandato dalla sezione di destra del circuito dovrà essere sistemato sulla parte sinistra del campo, mentre quello comandato dalla sezione di sinistra dovrà essere collocato sulla parte destra.

Tutti i pulsanti ed i diodi andranno numerati facendo bene attenzione a contrassegnare con lo stesso numero il pulsante ed il led che gli corrisponde, cioè il pulsante n. 7 dovrà far capo al diodo n. 7, il pulsante n. 2 al diodo n. 2 e così via.

Terminato il campo da gioco con l'inserimento del pulsante di reset, potrete subito collaudare il vostro ping-pong effettuando una partita con il primo avversario che vi capita a tiro e non stupitevi se a fine partita, cioè quando uno dei due display raggiunge quota nove, la pallina continua a rimbalzare nei due campi: se analizzate lo schema elettrico scoprirete infatti immediatamente che alla fine di ogni partita viene bloccato solo il meccanismo di conteggio degli errori e non la sezione che provoca l'accensione casuale dei led.

Se poi non vi andasse a genio l'intervallo di tempo lasciato a ciascun giocatore per spegnere il led e più precisamente lo riteneste troppo breve o troppo lungo, potrete agire sui cursori dei trimmer R35 ed R37 i quali, lo ricordiamo, influenzano direttamente sulla velocità di conteggio dei due contatori IC6 ed IC18: in tal modo potrete ottenere il tempo di reazione che più vi soddisfa.

COSTO DEI COMPONENTI

I tre circuiti stampati del Ping-Pong, cioè un LX122A forato e due LX122B . L. 7.300

Tutti i componenti necessari, compresi i tre circuiti stampati, i diodi led, i pulsanti, gli integrati e i relativi zoccoli, i transistori, i due display, le resistenze, i condensatori e l'altoparlante L. 45.000

Al costo occorre aggiungere L. 1.500 per spese postali.

UN AMPLIFICATORE

Taluni CB hanno il complesso della «potenza» in quanto, parlando con un corrispondente che si vanta di trasmettere con un «baracchino» da 100 e più watt, si sentono una nullità nel dover affermare che attualmente essi entrano in aria con 1 solo watt ed è a questo punto che costoro ricercano un qualche schema, che possa erogare il massimo, cioè 300-500 o più watt.

Prima di presentarvi questo lineare da 300 watt vogliamo precisare alcuni particolari e precisamente:

1°) è inutile realizzare dei lineari di potenza per collegamenti locali, quando lo stesso risultato lo si ottiene con potenze limitate di 3-5 watt.

Così facendo si corre infatti il rischio di imitare colui che, dovendo spedire una lettera in città, utilizza per questo un camion a rimorchio mentre potrebbe benissimo ottenere lo stesso risultato con una bicicletta.

2°) Utilizzare un lineare da 300 watt e udire



Per i patiti della «potenza» presentiamo qui un amplificatore lineare a 5 valvole in grado di erogare in antenna una potenza di circa cento volte superiore a quella applicata in ingresso; vale a dire che con un ricetrasmittitore da 3 watt si otterranno in antenna oltre 300 watt AF.

che il corrispondente giunge a voi con 1 solo watt, dimostra già che fate spreco di energia mentre dovrebbe essere motivo di orgoglio che accadesse l'opposto, cioè che con un solo watt sfruttato bene riuscite ad arrivare dove l'altro arriva impiegando tanta «birra». Se ci pensate bene vedrete che il nostro ragionamento fila, in quanto sarebbe come se, in possesso di una modesta auto con cilindrata di 500 cc, riuscite a arrivare al traguardo alla pari con colui che possiede una Ferrari da 4.000 cc.

3°) Per coloro che non lo sapessero poi, sulla gamma dei 27 MHz, aumentare la potenza non significa aumentare la distanza. Vale a dire che chi dispone di 5 watt riuscirà, nelle stesse identiche condizioni, a raggiungere la stessa distanza in km di colui che usa 100-200 watt. L'unica differenza potrebbe consistere nel fatto che con tale potenza, alla massima distanza, il segnale risulterà più forte nel secondo caso che non nel primo.

4°) Se dopo 100 km chi ha un TX da 5 watt non è più ricevibile, anche quello che ne possiede

uno da 100-300 watt si troverà nelle stesse identiche condizioni. Questo perché le onde di superficie che si propagano nelle regioni più basse dell'atmosfera vengono rapidamente assorbite dal terreno, per cui allontanandosi dall'emittente si riducono progressivamente d'intensità, tanto da scomparire del tutto raggiunto un certo limite: oltre tale limite avremo la cosiddetta «zona di silenzio» praticamente invalicabile a dispetto della potenza impiegata.

5°) Un amplificatore lineare di potenza non offre quindi nessun vantaggio per collegamenti locali: l'unico vantaggio che si ottiene da tale potenza è quello di poter sfruttare gli strati ionizzati dell'atmosfera (cioè la ionosfera) ottenendo per via delle riflessioni, collegamenti a lunga distanza.

In altre parole, quando eroghiamo da un'antenna non direttiva un segnale di AF, le onde si propagano in ogni direzione sia parallelamente al suolo, sia verticalmente verso il cielo.

Con potenze elevate, le onde che si propagano verso il cielo, quando incontrano uno strato io-

LINEARE CB

da

300

WATT



nizzato, verranno di nuovo riflesse verso il suolo con una determinata angolazione, come un raggio di luce che colpisce uno specchio, andando a raggiungere punti della superficie terrestre posti anche a distanze ragguardevoli.

Con potenze ridotte, invece, tale fenomeno è meno frequente, in quanto il segnale AF può, a causa della sua debole intensità, non riuscire a raggiungere tali strati. Ne consegue dunque che trasmettendo con due « baracchini » uno da 5 watt e l'altro da 300 watt, con l'onda di superficie si raggiungerà la stessa distanza, oltre la quale avremo la cosiddetta zona di silenzio: il segnale da 300 watt potrà però risultare riflesso da uno strato ionizzato e quindi ritornare sulla terra a distanza di 2.000-10.000 km, mentre la stessa cosa non potrà verificarsi col segnale da 5 watt. Si tenga però presente che tra il punto in cui finisce l'onda di superficie (ammettiamo 100 km), e quello in cui riappare l'onda riflessa, rimarrà sempre la « zona di silenzio », cioè anche se l'onda riflessa risulterà presente ad una distanza di 2.000 km, nello spazio compreso fra 100 km e 2.000 km la nostra stazione non sarà ricevibile. Facendo un esempio, se noi trasmettiamo da Roma, può accadere che un radioamatore di Napoli non riesca a captarci, mentre uno di Madrid, Londra o di Buenos-Aires o addirittura della lontana Australia ci capti come un CB locale.

Con l'onda riflessa, in periodi favorevoli alla propagazione ionosferica (molto variabile da ore

a ore e da giorni a giorni), anche con potenze limitate, sono possibili collegamenti fuori dal normale. Ad esempio un nostro lettore CB di Varese, utilizzando il nostro RTX1, ha più di una volta effettuato collegamenti con la Sicilia e anche a voi, in sola ricezione, sarà capitato più volte di ascoltare CB esteri come se fossero locali anche se questi non sempre disponevano di lineari di grossa potenza.

Quanto vi abbiamo detto non è per scoraggiarvi, ma per farvi comprendere che se non siete propensi a dedicarvi ai DX (collegamenti europei o extracontinentali) non è assolutamente consigliabile realizzare un lineare di potenza come il nostro ma ci si può accontentare di lineari di potenza più « ridotta ».

SCHEMA ELETTRICO

Un amplificatore lineare, in pratica non fa altro che prelevare il segnale di AF presente sull'uscita di un ricetrasmittitore amplificandolo a potenza superiore.

Poiché la potenza ricavabile in uscita è pro-

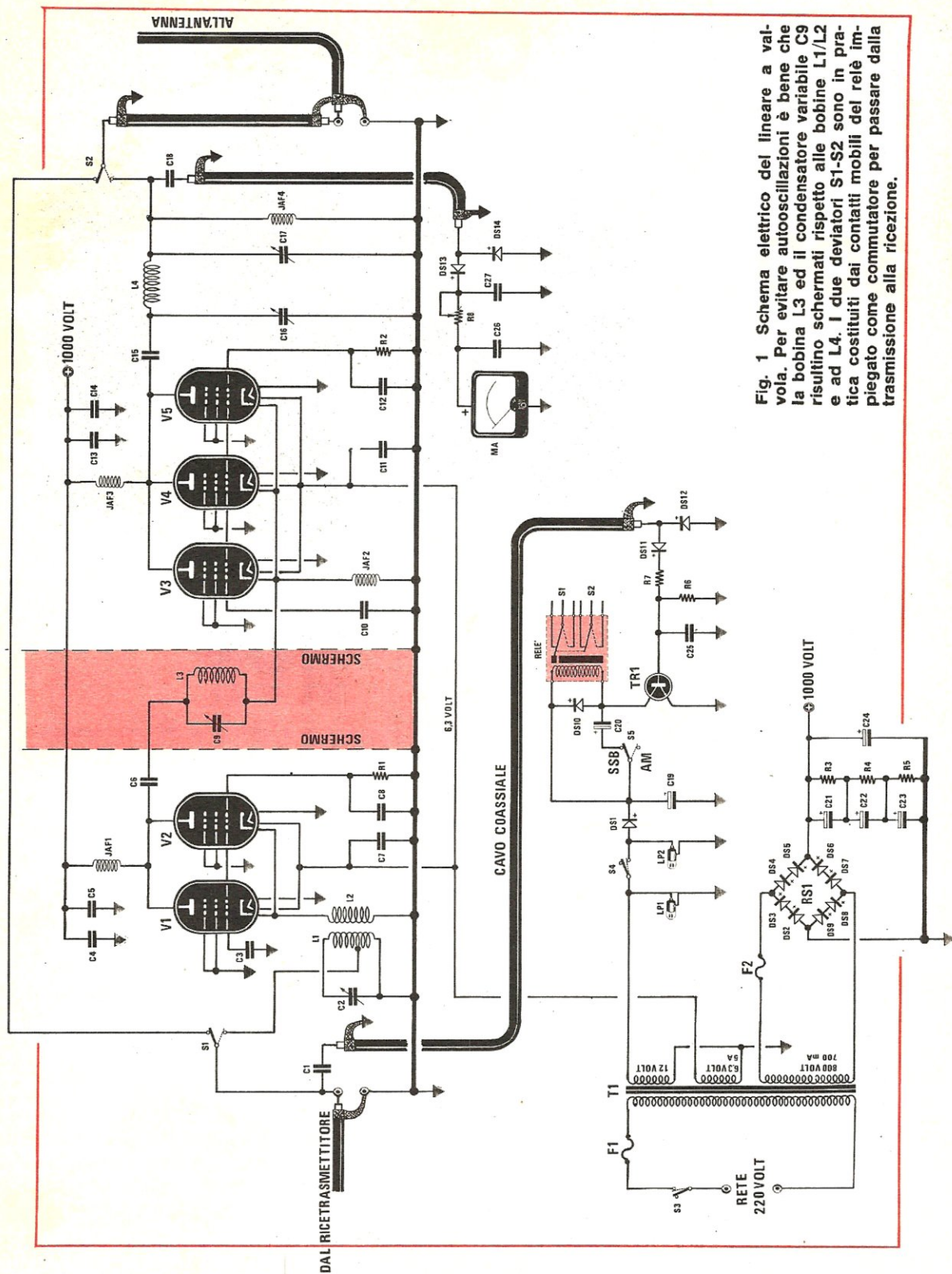


Fig. 1 Schema elettrico del lineare a valvola. Per evitare autooscillazioni è bene che la bobina L3 ed il condensatore variabile C9 risultino schermati rispetto alle bobine L1/L2 e ad L4. I due deviatori S1-S2 sono in pratica costituiti dai contatti mobili del relè impiegato come commutatore per passare dalla trasmissione alla ricezione.

COMPONENTI LINEARE

R1	150 : 300 ohm 1 Watt (vedi articolo)
R2	2.200-3.300 ohm 1 Watt (vedi articolo)
R3	330.000 ohm 1 Watt
R4	330.000 ohm 1 Watt
R5	330.000 ohm 1 Watt
R6	10.000 ohm 1/4 Watt
R7	1.500 ohm 1/4 Watt
R8	10.000 ohm trimmer
C1	27 pF ceramico
C2	150 pF variabile a mica
C3	2.200 pF ceramico 1.000 volt
C4	2.200 pF 2.000 volt
C5	2.200 pF 2.000 volt
C6	4.700 pF 2.000 volt
C7	2.200 pF 1.000 volt
C8	2.200 pF ceramico 1.000 volt
C9	50 pF variabile ad aria
C10	2.200 pF ceramico 1.000 volt
C11	2.200 pF 1.000 volt

C12	2.200 pF ceramico 1.000 volt
C13	2.200 pF 2.000 volt
C14	2.200 pF 2.000 volt
C15	4.700 pF 2.000 volt
C16	50 pF variabile ad aria
C17	500 pF variabile ad aria
C18	2 pF ceramico
C19	100 mF elettrolitico 25 volt
C20	2.200 mF elettrolitico 25 volt
C21	200 mF elettrolitico 350 volt
C22	200 mF elettrolitico 350 volt
C23	200 mF elettrolitico 350 volt
C24	2.200 pF ceramico 2.000 volt
C25	1.500 pF ceramico
C26	2.200 pF
C27	2.200 pF
DS1	DS10 = diodi al silicio EM513
DS11-DS12	= diodi al silicio AA119
DS13	= diodi al silicio AA119 (3 in serie)

DS14	= diodi al silicio AA119 (3 in serie)
TR1	= transistor NPN al silicio 2N1711
Relè	= Relè 12 volt, 6 Amper 3 scambi
MA	= Microamperometro 500 μ A fondo scala
V1-V2	= Valvole tipo EL34
V3-V4-V5	= Valvole tipo EL519
LPI-LP2	= lampadina 12 volt
F1	= fusibile 5 Amper
F2	= fusibile 1 Amper
JAF1-JAF2-JAF3-JAF4	= impedenze AF (vedi articolo)
L1-L2-L3-L4	= (vedi articolo)
T1	= trasformatore di alimentazione (vedi articolo)
S3	= interruttore di alimentazione
S4	= interruttore
S5	= commutatore 1 via 2 posizioni

porzionale a quella utilizzata per il pilotaggio, se noi useremo per tale scopo un ricetrasmittitore da 0,5 watt in uscita ne ricaveremo ben poco (5-6 watt), mentre pilotandolo con potenze maggiori si potranno anche raggiungere i 60-100 watt.

Il primo problema che si presenta a chi vuol realizzare un amplificatore lineare è quindi quello di disporre di potenze minime (sull'ordine dei 2-5 watt) e quindi di non riuscire ad ottenere da tale potenza un pilotaggio sufficiente per le valvole di potenza del lineare.

Per risolvere questo problema abbiamo pensato di realizzare un « doppio » lineare cioè un primo amplificatore, in grado di potenziare il segnale di AF fornito dal ricetrasmittitore, quindi, con questo segnale già amplificato, pilotare lo stadio finale di potenza. Questo è appunto lo schema che potrete vedere in fig. 1 dal quale si potrà constatare la presenza di due valvole collegate in parallelo, impiegate come stadio pilota, e di tre valvole sempre collegate in parallelo, impiegate come stadio finale.

Così facendo si riescono ad ottenere, tarando il circuito in modo perfetto, circa 300-400 watt con una potenza d'ingresso di circa 3 watt (in modulazione di ampiezza) e circa 700-800 watt pilotando il circuito con circa 6 watt con un ricetrasmittitore in SSB.

Questo circuito può subire a giudizio del costruttore, delle modifiche, per quanto concerne la potenza; ad esempio si può ridurre lo stadio pilota ad una sola valvola ed impiegarne una o due al massimo per lo stadio di potenza, ottenendo logicamente una riduzione della potenza (inferiore ai 180 watt).

Si potrà infine, anziché alimentare tutto il circuito con 1.000 volt, utilizzare una tensione inferiore a 600-700 volt ottenendo anche in questo caso una riduzione abbastanza marcata della potenza. Non è consigliabile invece aumentare il numero delle valvole pilota o dello stadio finale, in quanto aumentando nel circuito le capacità parassite, senza modificare sostanzialmente gli altri parametri, risulterebbe poi difficile poter accordare i vari circuiti di sintonia, per cui potrebbe succedervi di riuscire ad ottenere con 3 valvole 300 watt e con quattro sullo stadio finale solo 100 watt, cioè meno di quanto potreste ottenere utilizzando solo due.

Ritornando al nostro schema elettrico, potremo constatare che il segnale prelevato dall'uscita del ricetrasmittitore verrà applicato, tramite una presa intermedia, alla bobina L1 che assieme al condensatore variabile C2 forma un circuito di sintonia il quale, accordandosi sulla frequenza di lavoro,

permetterà il massimo trasferimento di AF da L1 a L2 e il conseguente adattamento d'impedenza tra il TX e l'entrata dello stadio pilota del lineare.

Poiché un estremo di L2 risulta collegato ai catodi delle valvole pilota (due EL34), sulle placche di queste ritroveremo lo stesso segnale amplificato.

Una impedenza di AF (JAF1) impedirà al segnale di raggiungere il positivo di alimentazione, per cui avendo come unica via libera quella rappresentata dal condensatore C6, di qui verrà trasferito sui catodi delle valvole di potenza (tre o due EL519) attraverso un secondo circuito di accordo, costituito da L3 e C9.

Sulle placche di queste ultime valvole ritroveremo un segnale maggiormente amplificato il quale, a sua volta, tramite il condensatore C15, verrà mandato su un filtro a pi-greco, costituito da C16-L4-C17 utile per accordare lo stadio finale e adattare l'impedenza caratteristica di questo stadio all'impedenza di carico dell'antenna, che normalmente è standardizzata sui 52 ohm.

Sull'uscita del pi-greco è posto un condensatore C18 utile a prelevare un'irrisoria percentuale del segnale AF che, raddrizzata dai diodi DS13-DS14, (tre diodi in serie per DS13 e tre per DS14) ci servirà per alimentare uno strumento da cui potremo, una volta effettuata la taratura, controllare il rendimento del trasmettitore ed eventuali disadattamenti tra questo e l'antenna irradiante.

Il condensatore C1 invece, collegato sull'entrata del lineare, subito prima del deviatore S1, verrà utilizzato per prelevare dal ricetrasmettitore una minima parte del segnale di AF, quando questo verrà posto in trasmissione: tale tensione, raddrizzata dai diodi DS11 DS12, piloterà la base del transistor TR1 il quale, portandosi in conduzione, ecciterà la bobina del relè (un relè da 12 volt di potenza con scambi da 220 volt 6 amper), in modo che i suoi contatti effettuino la commutazione richiesta in entrata da S1 ed in uscita da S2 per trasferire il segnale dal ricetrasmettitore al lineare, e da questo all'antenna, in posizione « trasmissione » e dall'antenna direttamente al ricetrasmettitore, quando si passerà in ricezione.

Il deviatore S5 ci sarà utile per poter utilizzare il relè per ricetrasmettitori a Modulazione di Ampiezza (S5 aperto) o in SSB (posizione in cui S5 collega in parallelo alla bobina del relè il condensatore elettrolitico C20). L'altro interruttore S4, togliendo al transistor la tensione di alimentazione, ci sarà utile per escludere volutamente il lineare,

in modo da poter utilizzare, per usi locali, la sola potenza erogata dal ricetrasmettitore.

Quando dalle realizzazioni a transistori si passa a quelle a valvole, rimane sempre da risolvere il problema dell'alimentazione: le valvole infatti, a differenza dei semiconduttori, richiedono tensioni anodiche elevate, e anche il nostro progetto non sfugge a tale regola in quanto, come vedesi nello schema, abbiamo necessità di un secondario ad alta tensione in grado di erogare 800 volt 0,7 amper (la tensione di 800 volt, una volta raddrizzata, risulterà di 1.100 volt circa) più un secondario da 6,4 volt 9 amper per i filamenti delle valvole e di 12-15 volt 0,3 amper circa per alimentare il transistor TR1.

L'alta tensione verrà raddrizzata da un ponte formato da 8 diodi EM513 o 1N4007 posti in serie a due a due per ragioni di sicurezza. Un solo diodo infatti è in grado di raddrizzare una tensione massima di 1.000-1.300 volt, mentre due in serie possono raddrizzare circa 2.000-2.600 volt, quindi avremo un margine di sicurezza maggiore.

FACCIAMO PRESENTE CHE CON TALI TENSIONI IN GIOCO OCCORRE PROCEDERE CON LE DOVUTE CAUTELE e non solo è consigliabile lavorare sul lineare a spina disinnestata (fare affidamento sul solo interruttore di rete è poco, in quanto inavvertitamente si potrebbe toccare la leva di questo e quindi portare tensione al primario del trasformatore) ma anche ricordarsi che una volta tolta la spina abbiamo ancora dei condensatori elettrolitici che mantengono la loro carica a tale tensione per molti secondi, quindi sarà opportuno cortocircuitare con uno spezzone di filo isolato il positivo e la massa prima di compiere qualsiasi operazione. È poi indispensabile racchiudere il tutto entro una scatola metallica (sempre per prevenire eventuali contatti con parti interessate da alta tensione) utilizzando però come coperchio una lamiera perforata, o una rete metallica con maglie non troppo larghe (tanto da non permettere il passaggio di un dito) onde favorire il raffreddamento delle valvole.

Da notare poi che il trasformatore necessario a questo progetto risulterà introvabile, per cui occorrerà farlo avvolgere appositamente su un nucleo della potenza di circa 600 watt.

Per tensioni inferiori, si potrebbe usare un trasformatore tipo radio da 250-300 watt utilizzando il secondario AT (normalmente costituito da un avvolgimento da 250+250 volt) dal quale, tralasciando la presa centrale e utilizzando i soli due estremi, preleveremo in totale 500 volt che raddrizzati diventeranno circa 700 volt. È impor-

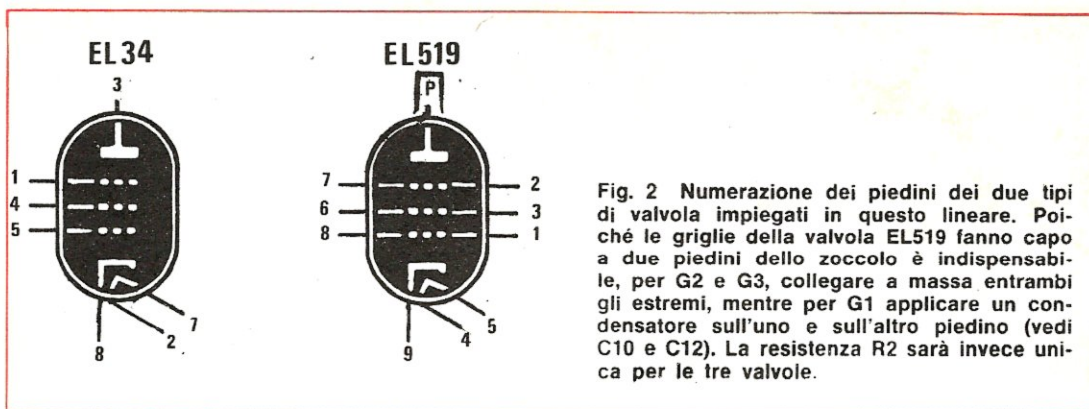


Fig. 2 Numerazione dei piedini dei due tipi di valvola impiegati in questo lineare. Poiché le griglie della valvola EL519 fanno capo a due piedini dello zoccolo è indispensabile, per G2 e G3, collegare a massa entrambi gli estremi, mentre per G1 applicare un condensatore sull'uno e sull'altro piedino (vedi C10 e C12). La resistenza R2 sarà invece unica per le tre valvole.

tante scegliere (in questo secondo caso) solo dei trasformatori da 200-250 watt, perché altri di potenza inferiore, non sarebbero in grado di assicurare la corrente richiesta e quindi sotto carico, si surriscalderebbero.

REALIZZAZIONE PRATICA

Questo progetto, non è reperibile in scatola di montaggio, in quanto è impensabile collocare i componenti richiesti su un circuito stampato per cui, chi deciderà di realizzarlo, dovrà necessariamente utilizzare un telaio di alluminio, le cui dimensioni dovranno essere adattate, oltre al numero delle valvole che si desidera impiegare, ai tipi e alle dimensioni dei condensatori variabili che riuscirete a reperire in commercio. Possiamo comunque assicurarvi che il progetto è stato realizzato, provato, e proprio per questo possiamo darvi dei consigli pratici, sia per la disposizione dei componenti che per la taratura.

Per la realizzazione pratica si consiglia di adottare all'incirca la disposizione che vi diremo, cioè porre di lato l'alimentatore, al centro tutto lo stadio di AF e sulla destra un ventilatore per raffreddare le valvole e il trasformatore.

Per chi non ha molta pratica di AF, diremo che è bene schermare tra di loro lo stadio pilota da quello finale e così dicasi anche per le bobine di sintonia, in quanto se si influenzassero a vicenda, il circuito potrebbe autoscillare.

Come schermo potremo usare delle lastre di alluminio, disponendole in modo che il ventilatore possa esplicare ugualmente la sua funzione che è quella di far arrivare l'aria sulle valvole.

La bobina L1-L2 sarà bene risulti posta sotto il telaio di alluminio, in modo da rimanere schermata da questo, mentre la L3 dovrà trovarsi sopra vicino alle placche delle valvole; la bobina del pi-greco L4 andrà invece sistemata anteriormen-

te vicino ai condensatori variabili C16-C17.

I collegamenti debbono essere effettuati in modo logico: ad esempio, avendo tre valvole sul finale, non è corretto, collegando in parallelo le placche, partire da una di queste, poi andarsi a congiungere alla seconda ed alla terza e su quest'ultima collegare l'impedenza JAF3 ed il condensatore di accoppiamento C15. Dovremo invece partire dalle tre placche, congiungere questi tre terminali in un punto centrale e su questo punto collegare l'impedenza JAF3 e il condensatore.

Tale regola vale anche per i collegamenti dei piedini delle valvole, cioè per collegare in parallelo catodi e griglie.

Sempre per evitare pericoli di autoscillazioni, è utile collegare fra ogni griglia di una valvola e la massa un condensatore (vedi C3-C8 e C10-C12) anziché impiegarne uno solo come abbiamo fatto noi per comodità di disegno sullo schema elettrico. I condensatori di accoppiamento C6 e C15 da 4.700 pF o 5.000 pF è bene sceglierli possibilmente a mica da 2.000 volt lavoro e poiché non sarà tanto facile reperirli in commercio (è facile trovarli solo in negozi che trattano componenti per TV) si potrà ovviare a questo inconveniente, ponendone due o tre in serie di tensione minore: ad esempio con due condensatori da 10.000 pF, 1.000 volt posti in serie si sarà già ottenuto lo scopo, mentre con due da 600 volt-lavoro il tutto funzionerebbe ancora ma si sarebbe raggiunto il limite di tolleranza. Si potrebbero pure utilizzare tre condensatori da 1.500 pF 600 volt sempre posti in serie ed ottenere così in definitiva un condensatore da 5.000 pF 1.800 volt lavoro.

Per quanto riguarda i condensatori variabili, per C2 potremo impiegare un comune variabile a mica per radioricevitore a transistor da 150-200 pF, per C9 è preferibile scegliere un variabile ad aria da 50-100 pF massimi, non dimenticando nel fissarlo al telaio, che questo deve risultare

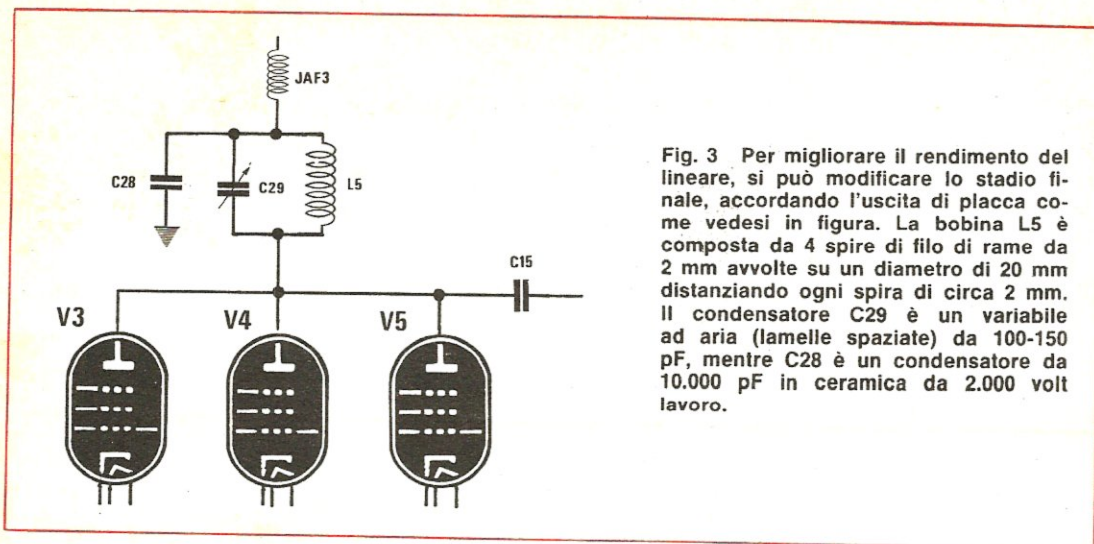


Fig. 3 Per migliorare il rendimento del lineare, si può modificare lo stadio finale, accordando l'uscita di placca come vedesi in figura. La bobina L5 è composta da 4 spire di filo di rame da 2 mm avvolte su un diametro di 20 mm distanziando ogni spira di circa 2 mm. Il condensatore C29 è un variabile ad aria (lamelle spaziate) da 100-150 pF, mentre C28 è un condensatore da 10.000 pF in ceramica da 2.000 volt lavoro.

completamente *isolato* dalla massa, mentre per C16 dovremo cercare un buon condensatore ad aria da 50-100 pF massimi con lamine spaziate di almeno 1 mm, per evitare scariche tra le armature, quando si modula. Per il condensatore d'accordo d'antenna (C17) è sufficiente invece un condensatore tipo radio a spaziatura normale che abbia però una capacità di 500 pF: si potrà quindi utilizzare un condensatore variabile doppio collegandone le due sezioni in parallelo, in quanto anche se ottenessimo una capacità totale di 600 o 750 pF, questo non pregiudicherebbe il funzionamento del trasmettitore.

L'impedenza JAF4 collegata tra l'uscita dell'antenna e la massa non è critica, anzi potrà pure essere tolta, o sostituita con due o tre VK200 in ferrite poste in serie.

Quello che risulta critico nel montaggio, sono le resistenze che dalle griglie controllo si collegano a massa, cioè R1 ed R2: queste resistenze potranno variare di valore da 150 ohm ad un massimo di 330 ohm per R1 e da 2.200 a 3.300 per R2 fino ad ottenere il massimo rendimento con il minor assorbimento di corrente; variando questi valori si può inoltre migliorare la modulazione (il lineare modula negativamente).

Diminuendo la tensione di alimentazione queste due resistenze debbono essere ridotte di valore, portandole, cioè a 120-100 ohm per R1 e a 1.500-1.200 per R2.

Critica è ancora l'impedenza JAF2 collegata tra i catodi delle valvole finali e la massa: anziché impiegare l'impedenza da noi consigliata si potrà comunque tentare con due o tre VK200 in ferrite poste in serie; non è consigliabile inserire

altre impedenze anche perché è necessario che queste risultino avvolte con filo di un certo diametro per poter lasciar scorrere la corrente totale assorbita dal finale. Anche la presa di entrata presente sulla bobina L1 è importante, perché si può, a seconda della sua posizione, ottenere un miglior accoppiamento tra ricetrasmittitore e lineare. Si potrà in via sperimentale cercare di scegliere quella presa che, oltre fornire in uscita dal lineare la massima potenza, dia anche la possibilità di ottenere nell'accoppiamento tra ricetrasmittitore e entrata del lineare il minimo di « onde stazionarie » (normalmente queste non dovrebbero superare il rapporto 1/1,2).

Anche la lunghezza del cavo coassiale che collega il ricetrasmittitore all'entrata del lineare concorre notevolmente a ridurre il R.O.S.: normalmente questo cavo dovrà risultare lungo circa 90-91 cm, però occorre anche considerare, quale sarà la lunghezza interna del cavetto che dal bocchettone d'entrata del lineare si congiunge al relè e da questo alla presa su L1; avendo quindi ogni montaggio una sua propria caratteristica, varierà di conseguenza anche la lunghezza del coassiale. Sperimentalmente si dovrà perciò agire su tale cavetto fino a ottenere sempre il massimo rendimento.

Per coloro che intraprendono per la prima volta la realizzazione di un lineare ricordiamo che il collegamento che dal relè va al bocchettone di antenna, dovrà essere effettuato con cavetto coassiale da 52 ohm non dimenticando di collegarne a massa la calza metallica sui due estremi.

Anche per lo strumento di misura dovremo adottare lo stesso accorgimento, cioè si collegherà il

condensatore C18 direttamente sull'uscita del filtro, a pi-greco, poi con cavetto coassiale da 52 ohm si porterà il segnale ai diodi rivelatori, posti vicini allo strumento. Anche in questo caso le estremità della calza metallica andranno collegate a massa.

Le bobine e le impedenze necessarie a questa realizzazione dovranno essere tutte autocostruite secondo i dati che qui vi indichiamo:

L1 = su un supporto in ceramica o plastica del diametro di 20 mm avvolgere 7 spire utilizzando filo di rame argentato del diametro di 1 mm. Spaziare poi leggermente l'avvolgimento in modo che nessuna spira sia in corto circuito ed effettuare una presa per il segnale di entrata sulla 2° - 3° - 4° spira dal lato freddo cercando fra queste quella che fornisce i risultati migliori.

L2 = Con filo di rame rigido da 1 mm ricoperto esternamente in plastica avvolgeremo sullo stesso supporto di L1, dal lato di massa, 7 spire. L'estremo di tale bobina più vicino a L1 andrà collegato al catodo, l'altro estremo alla massa. In taluni casi avvolgendo le prime spire di L2 entro le ultime di L1 (dal lato massa) si ottiene un miglior accoppiamento, quindi un miglior trasferimento di energia AF.

L3 = Su un diametro di 15 mm, avvolgeremo con filo di rame argentato o stagnato di 1 mm. 10 spire spaziandole leggermente in modo da lasciare tra spira e spira circa 1 mm.

L4 = Su un diametro di 20 mm, avvolgeremo 4 spire con filo di rame argentato o stagnato di 2 mm, distanziandole tra di loro di circa 3 mm.

JAF1 = su un supporto isolante di ceramica o plastica, del diametro di circa 5-6 mm, avvolgeremo 80 spire affiancate utilizzando del filo di rame smaltato di 0,4-0,5 mm.

JAF2 = su un supporto ceramico o plastico di 9-10 mm avvolgeremo 70 spire affiancate di filo di rame smaltato di 0,4 mm.

JAF3 = su un supporto in ceramica del diametro di circa 10 mm avvolgeremo, a spire unite, circa 100 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,4-0,5 mm.

TARATURA

È ovvio che questo progetto è indirizzato prevalentemente a coloro che già hanno una certa dimestichezza, con l'AF per cui è quasi inutile accennare a come si debba procedere nella taratura: ricordiamo comunque che se non disponete di un wattmetro di AF in grado di misurare potenze sull'ordine dei 500 watt, vi sarà un po' difficile tarare il pi-greco. Anche senza questo,

collegando un misuratore di onde stazionarie tra l'uscita del lineare ed il cavo d'antenna, si potranno tuttavia raggiungere ottimi risultati.

Durante la taratura è consigliabile applicare in serie alla tensione che alimenta le placche del finale un amperometro da 1 amper fondo scala, in quanto, con 1.000 volt di alimentazione, la corrente assorbita da 3 valvole in parallelo si aggirerà mediamente sui 700 milliamper, cioè 0,7 amper.

Questo strumento andrà collocato, tra l'impedenza JAF3 e la tensione anodica, non dimenticando che i condensatori C13 e C14 si dovranno trovare applicati subito dopo l'impedenza e dovranno essere collegati con l'altro estremo a massa. Sarà pure consigliabile collocare due condensatori anche dopo lo strumento (collegandone ancora l'altro estremo alla massa) ed inserire tra i due terminali dell'amperometro un altro condensatore da 10.000 pF onde evitare che eventuali residui di AF possano passare attraverso la bobina mobile dello strumento.

Per tarare il lineare, si dovrà impiegare come ricetrasmittitore pilota un apparecchio di bassa potenza (cioè 0,5 o massimo 1 watt) per poi salire a taratura effettuata, al massimo consentito (cioè 3-4 watt se in AM e 6-7 watt in SSB).

Come prima operazione toglieremo tensione alle placche dello stadio finale in modo da far lavorare il solo pilota. Inseriremo poi tra l'uscita del ricetrasmittitore e il cavetto che andrà al lineare un misuratore di onde stazionarie, quindi ruoteremo il condensatore variabile C2, fino a leggere sul misuratore di onde stazionarie, la massima tensione "diretta" con un minimo di onde "riflesse".

Per ottenere questo, oltre a ruotare il condensatore variabile C2, potrà essere necessario modificare anche la presa su L1, o allungare o accorciare sperimentalmente la lunghezza del cavo che dal ricetrasmittitore si collega al lineare.

Per questa taratura consigliamo di impiegare una frequenza vicina al centro gamma, ad esempio 27.125 KHz in quanto i condensatori variabili C2 e C9, una volta tarati su tale frequenza, non si toccano più. Anche variando i canali, solo i due finali posti sul filtro a pi-greco, cioè C16 e C17, dovranno essere tarati di nuovo se passeremo da un canale ad un'altro alquanto distante, per ottenere il massimo rendimento.

Effettuata la taratura di C2, potremo ora collegare le placche dello stadio finale alla tensione anodica (ricordatevi che lavorate con 1.000 volt quindi non dimenticatevi come già detto in precedenza, di scaricare i condensatori elettrolitici posti sull'alimentazione). Sposterete ora il misu-

ratore di onde stazionarie tra l'uscita del lineare e il cavo dell'antenna, mentre se avrete un wattmetro sarà sufficiente applicarlo al posto dell'antenna per rilevare la potenza in uscita.

Fatto ciò applicate tensione e regolate il variabile C9 fino a leggere sull'amperometro posto sullo stadio finale, la massima corrente (Non importa se essa risulterà attualmente inferiore a quanto da noi dichiarato).

Ruotate ora i due condensatori C16 e C17 del pi-greco alla massima capacità, quindi iniziate a ruotare C16, cioè quello posto in prossimità delle valvole, fino ad ottenere in uscita sul wattmetro o sul misuratore di onde stazionarie posto in "onda diretta" la massima deviazione: raggiunto il massimo, ruotate infine C17 posto nei pressi dell'antenna fino a trovare la posizione di massima deviazione su uno dei due strumenti (wattmetro o misuratore di onde stazionarie). Potrete quindi controllare che le onde stazionarie non superino il rapporto 1/1,5: se così fosse, ritoccando il condensatore di antenna C17, si riuscirà a ridurre tale rapporto.

Prima di considerare terminata l'operazione di taratura, non sarà male ritoccare i due condensatori variabili C2 e C9 (muovendoli di poco) per controllare se si ottenga un leggero aumento di potenza o una riduzione: ovviamente li terremo nella posizione in corrispondenza della quale il rendimento risulterà maggiore.

Non è possibile dare qui una indicazione esatta della corrente che assorbiranno le valvole finali, in quanto sarebbe necessario conoscere esattamente la tensione anodica utilizzata. Vi diremo solo che con 1.000 volt la corrente assorbita pilotando il lineare con un ricetrasmittitore da 3-4 watt si aggira sui 700-730 mA e che in tali condizioni si ottiene, con circa 750 watt input, una potenza in uscita di circa 350 watt: logicamente, se ridurrete la tensione di alimentazione a 900-800-600 volt si ridurranno pure di conseguenza l'assorbimento e la potenza. Anche la potenza di eccitazione del lineare ha la sua influenza, come già accennato all'inizio dell'articolo, per cui con 1 watt si otterranno poco più di 100 watt mentre con 3 watt si supereranno i 300 watt.

Per finire diremo che il trimmer R8 che regola la corrente dello strumentino d'antenna, a taratura effettuata, andrà posizionato in modo da ottenere la deviazione totale della lancetta. Così facendo, se sostituirete l'antenna con un'altra e constaterete che la lancetta non giungerà più a fondo scala, significa che l'accordo non è perfetto, quindi dovrete agire sui due condensatori variabili del pi-

greco fino a far raggiungere, a tale lancetta, il fondo scala.

Il transistor TR1 che pilota il relè di commutazione è polarizzato in modo da riuscire ad ottenere l'eccitazione del relè con 2 watt di input: in caso ciò non avvenga si potrà tentare di aumentare leggermente la capacità del condensatore C1, oppure adottare un'altro circuito, che preveda un transistor pilota posto anteriormente a TR1 in modo da far eccitare il relè anche con basse potenze.

Dobbiamo ancora ricordarvi che la modulazione potrà essere totalmente negativa anche se si potrà sempre tentare sperimentalmente, modificando i valori di R1 e R2, di raggiungere un compromesso, cioè arrivare ad ottenere un segnale modulato il meno negativo possibile.

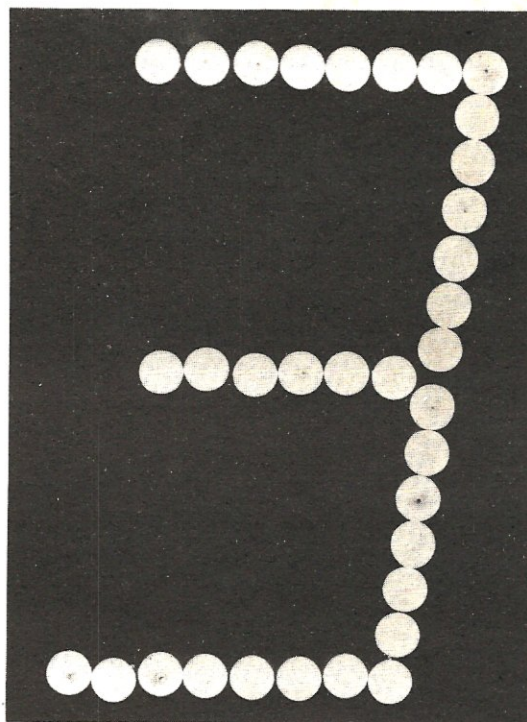
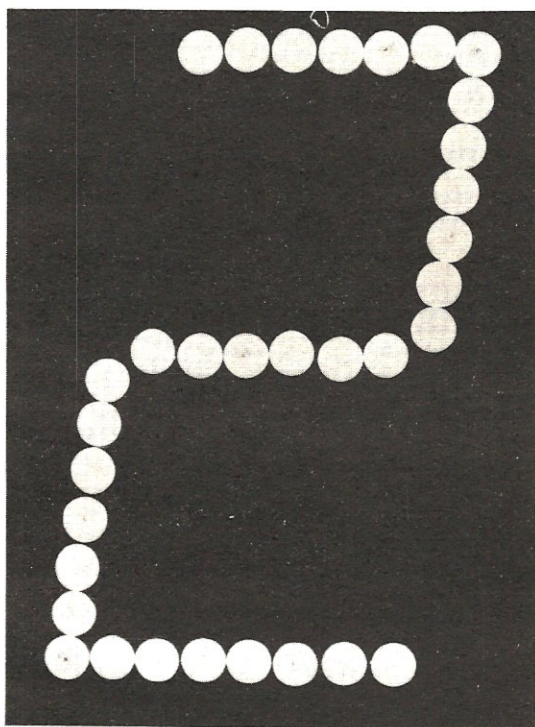
Per coloro che volessero infine cercare di aumentare il rendimento dello stadio finale, potremmo consigliare di interporre tra le placche delle valvole e l'impedenza JAF3, come vedesi in fig. 3, un circuito di accordo, ottenuto avvolgendo 4 spire di filo di rame argentato da 2 mm su un diametro di 20 mm, e tenendo le spire leggermente distanziate fra di loro. Il condensatore variabile posto in parallelo dovrà risultare di circa 150 pF., dovrà essere ad aria, e fissandolo dovrete cercare di tenerlo completamente isolato dalla massa. Tale variabile dovrà essere collocato alquanto vicino alle placche e posto in una posizione tale che non possa influenzare la bobina L4 del pi-greco: in caso contrario infatti si avrebbero delle autoscillazioni.

Impiegando tale variabile avremo il vantaggio di raggiungere un aumento della potenza di uscita con identico assorbimento delle valvole finali, in quanto si avranno meno perdite di AF ed un accordo di placca che con il solo pi-greco non si sarebbe potuto ottenere.

L'unico inconveniente portato da tale modifica, è quello di complicare maggiormente la realizzazione pratica in quanto si avrà un condensatore in più da tarare, (anche questo potrà essere tarato al centro gamma) e si avrà inoltre la possibilità che lo stadio finale autoscilli nel caso in cui la bobina del pi-greco o L2 venissero influenzate da questa.

Tentare comunque non nuoce, tanto più che si avrà sempre la possibilità di ritornare al vecchio schema. Questo condensatore variabile aggiunto è ovvio che dovrà essere tarato, in modo da ottenere il massimo rendimento in uscita, che corrisponderà anche ad un minor assorbimento di corrente dello stadio finale, in quanto, come già detto, ne migliorerà il rendimento, cioè con minor corrente assorbita si avranno più watt in uscita.

DISPLAY GIGANTI



Anche se le industrie fino ad oggi non sono riuscite a produrre un display più alto di 3 cm., noi vi insegneremo a costruirne con estrema facilità uno alto mezzo metro o anche più: un display gigante che potrete impiegare in tantissimi modi diversi.

Tutti i nostri lettori conoscono ormai i «display» avendoli noi più volte impiegati su diversi progetti apparsi sulla rivista: inutile quindi stare a spiegare come, sfruttando opportunamente sette segmenti, si riescano a comporre tutte le cifre dallo 0 al 9.

Ognuno di voi saprà inoltre che attualmente non è possibile (e non sappiamo se lo potrà essere in futuro) disporre di un display di altezza superiore ai 3 cm., mentre di miniaturizzati ne esistono un'infinità di specie, vedi ad esempio quelli inclusi nelle calcolatrici tascabili.

Se invece si potessero reperire display giganti (anche solo alti dai 15 ai 20 cm.) si potrebbero realizzare apparecchiature elettroniche di una cer-

ta utilità come, ad esempio, orologi digitali giganti, tabelloni luminosi, contasecondi per tabelloni e così via.

Queste realizzazioni che fino a ieri potevano sembrare un'utopia (in quanto, come abbiamo detto, non esistono display di dimensioni sufficienti) oggi non lo sono più e non perché esiste finalmente un'industria in grado di fornirvi display di questo genere, ma poiché sarete voi stessi a costruirveli con estrema semplicità e, quel che più conta, nelle dimensioni che riterrete più opportune.

Volete quindi realizzare un orologio con numeri alti 30 cm. da utilizzare per scopi pubblicitari? Ebbene, lo potrete realizzare.

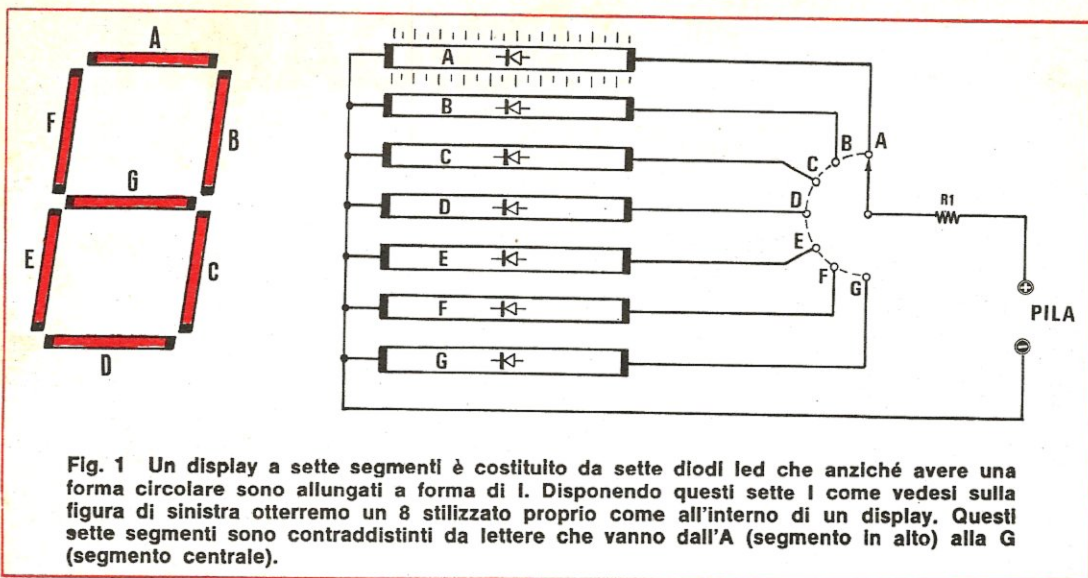


Fig. 1 Un display a sette segmenti è costituito da sette diodi led che anziché avere una forma circolare sono allungati a forma di I. Disponendo questi sette I come vedesi sulla figura di sinistra otterremo un 8 stilizzato proprio come all'interno di un display. Questi sette segmenti sono contraddistinti da lettere che vanno dall'A (segmento in alto) alla G (segmento centrale).

Volete costruire un tabellone segnapunti per gare sportive alto da 1 a 10 metri? È cosa facilissima.

Quando poi avrete letto questo articolo converrete che non abbiamo scoperto nulla di eccezionale: si trattava solo di pensarlo e nulla più.

Una volta costruiti questi display, potrete poi sbizzarrirvi a comandarli nei modi più disparati: non è infatti detto che essi debbano servire solo ed esclusivamente come indicatori di punteggio.

Basterà, ad esempio, sostituire il commutatore binario necessario per l'operazione manuale di aggiornamento del punteggio con un contatore binario pilotato da un oscillatore che lavori alla frequenza di 1 Hz per ottenere un enorme contasecondi luminoso.

Potrete inoltre proporre alle organizzazioni sportive della vostra città di sistemare display di questo genere (comandati nel modo più adatto) in una palestra o in un campo da tennis trasformando così questi ultimi, da luoghi di allenamento e di svago, in veri e propri terreni da compe-

tizione ed ottenendo altresì lo scopo di sbalordire gli abituali frequentatori.

I DISPLAY A SETTE SEGMENTI

Un comune display elettroluminescente è composto da sette diodi led a forma di segmento disposti in modo da stilizzare il numero 8, come vedesi in fig. 1. Una estremità di questi diodi è collegata direttamente ad un polo della pila di alimentazione (cioè tutti i diodi hanno un estremo in comune), mentre l'altra estremità sarà collegata, tramite sette interruttori, all'altro polo.

È ovvio che per formare un numero da 0 a 9 vedi fig. 2 è necessario che questi sette segmenti vengano alimentati secondo una sequenza programmata (ad esempio, per ottenere il numero 3, è necessario alimentare i segmenti A-B-C-D-G, per ottenere il numero 4, i segmenti B-C-F-G ecc.): questa complicata combinazione, anziché ottenerla con degli interruttori, la si può ricavare automaticamente da un integrato particolare chia-

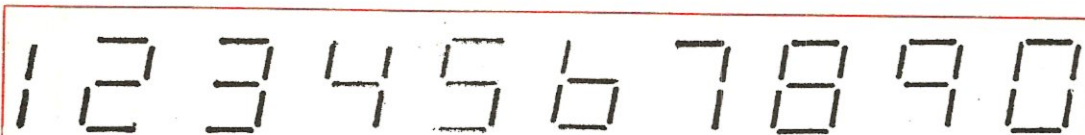


Fig. 2 Per ottenere tutti i numeri dallo 0 al 9 è necessario accendere i vari segmenti secondo combinazioni ben determinate come vedesi in questo disegno. Tale operazione viene compiuta automaticamente da una «decodifica» con le uscite per sette segmenti, ad esempio SN7448 - 9368 - ecc.

mato «decodifica per 7 segmenti» provvisto appunto di tante uscite quanti sono i segmenti del display e di quattro ingressi A-B-C-D generalmente alimentati tramite integrati divisori (vedi ad esempio l'orologio digitale apparso sul n. 34 a pag. 350).

A seconda della combinazione di «0» (assenza di tensione) e di «1» (presenza di tensione) logici applicate ai quattro ingressi A-B-C-D della decodifica, si otterrà sulle sette uscite una sequenza utile a formare la cifra desiderata secondo l'ordine indicato dalla seguente tabella:

Entrate della decodifica				Uscite della decodifica							Numero che appare
A	B	C	D	SA	SB	SC	SD	SE	SF	SG	
no	no	no	no	si	si	si	si	si	si	no	0
no	no	no	si	no	si	si	no	no	no	no	1
no	no	si	no	si	si	no	si	si	no	si	2
no	no	si	si	si	si	si	si	no	no	si	3
no	si	no	no	no	si	si	no	no	si	si	4
no	si	no	si	si	no	si	si	no	si	si	5
no	si	si	no	no	no	si	si	si	si	si	6
no	si	si	si	si	si	si	no	no	no	no	7
si	no	no	no	si	si	si	si	si	si	si	8
si	no	no	si	si	si	si	no	no	si	si	9

N. B. «si» indica «presenza di tensione» o stato logico «1»
 «no» indica «assenza di tensione o stato logico «0»

Se volete controllare l'esattezza di questa tabella sarà sufficiente realizzare lo schema di fig. 3 inserendo quattro interruttori fra gli ingressi A-B-C-D della decodifica e l'alimentazione positiva; chiudendo secondo le combinazioni da noi indicate questi interruttori dovrete ottenere le uscite specificate sulla tabella.

Da notare che le resistenze collegate tra le varie entrate A-B-C-D e la massa servono a mantenere in condizione «0» (tensione nulla) gli ingressi dell'integrato quando gli interruttori sono aperti.

In pratica però utilizzare quattro deviatori per ottenere le combinazioni richieste all'ingresso dell'integrato risulta oltremodo scomodo per cui questo problema viene risolto tramite uno speciale commutatore (commutatore binario), visibile in fig. 4, provvisto di quattro uscite più un terminale centrale da collegare al positivo di alimentazione: ruotando questo commutatore, oltre ad avere su una finestrella frontale l'indicazione del numero impostato, si collegheranno al positivo di alimen-

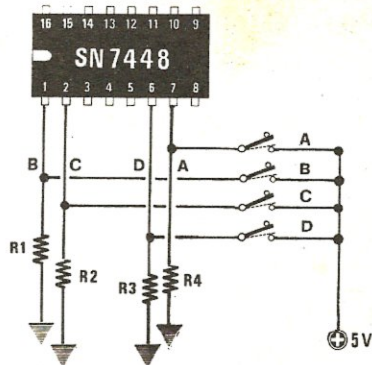
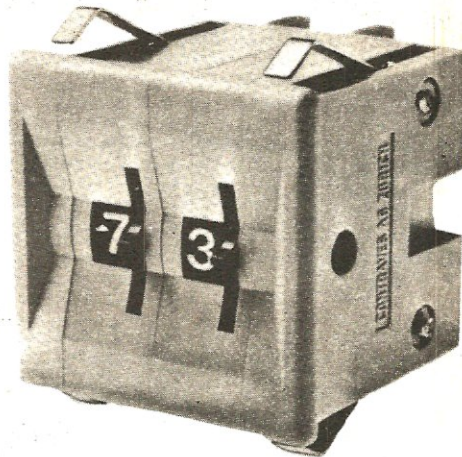
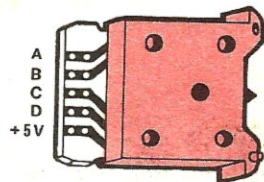


Fig. 3 Ogni decodifica dispone di 4 ingressi A-B-C-D che portati a condizione «1» (cioè alimentati con tensione positiva) secondo un codice ben determinato (vedi tabella a fianco) ci faranno apparire sul display il numero richiesto. Le resistenze da R1 a R4 sono tutte da 820 ohm.

Fig. 4 I commutatori binari utilizzati per comandare una decodifica dispongono di quattro terminali A-B-C-D da collegare alle entrate della stessa.



Frontalmente, in tali commutatori, è presente una finestrella nella quale comparirà il numero decimale corrispondente alla combinazione presente sulle sue quattro uscite A-B-C-D; questo numero corrisponderà in pratica al numero che apparirà sul display.

tazione (cioè si manderà un « 1 » logico) gli ingressi della decodifica necessari per far comparire sul display la cifra selezionata.

Ad esempio, ruotando il commutatore in modo che sulla finestrella compaia la cifra 3, collegheremo al positivo le entrate C e D della decodifica, mentre impostando la cifra 9 collegheremo al positivo gli ingressi A e D. In altre parole, collegando ad un display una decodifica pilotata da un commutatore binario, noi riusciamo a far apparire sul display qualsiasi cifra compresa tra 0 e 9 con estrema facilità.

Premesso questo possiamo passare a descrivere il nostro display gigante. Per realizzarlo basterà applicare su un pannello un certo numero di lampadine disponendole in modo da formare sette segmenti, come vedesi in fig. 6, tenendo separata l'alimentazione di ogni segmento come avviene nei display in miniatura.

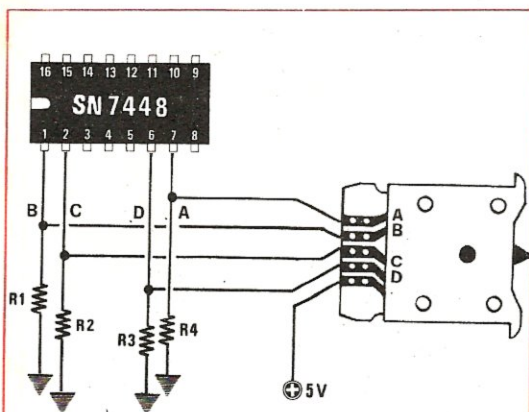
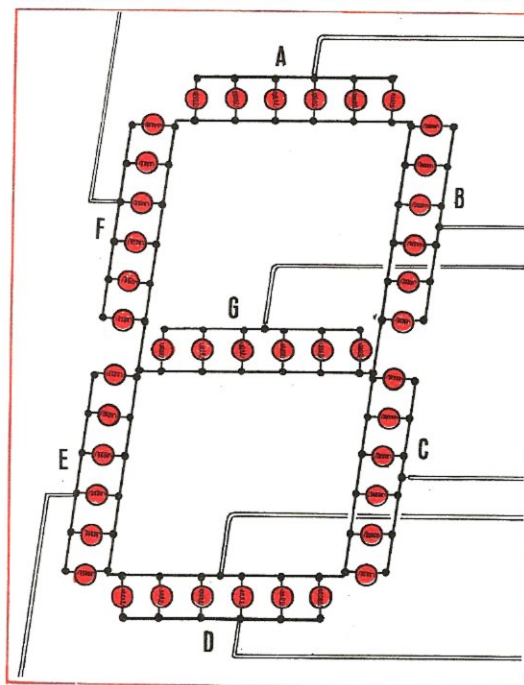
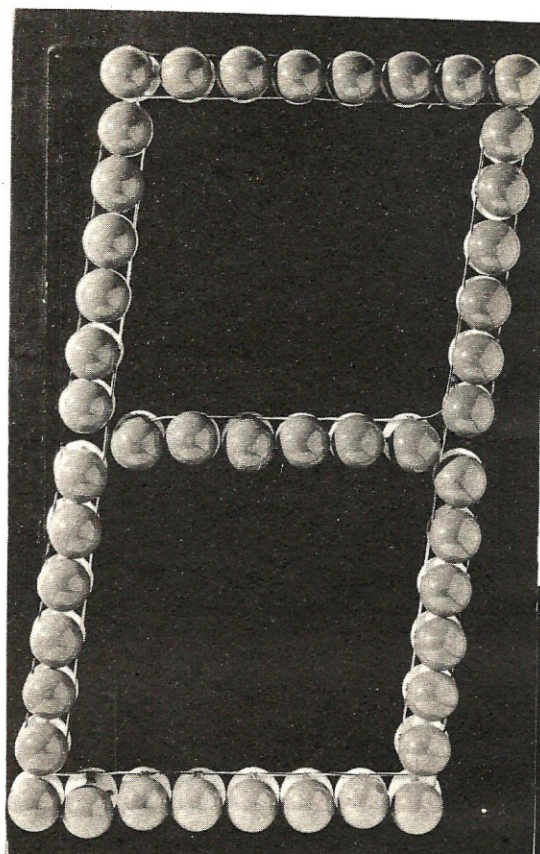


Fig. 5 Se anziché collegare sulle entrate di una decodifica quattro semplici deviatori, (vedi fig. 3) collegheremo i terminali A-B-C-D di un commutatore binario, otterremo automaticamente il codice corrispondente al numero desiderato.

Le lampade utilizzate potranno essere da 220 volt, per alimentarle con la rete, trasparenti o colorate, e per ogni segmento ne occorreranno 10-20-30 oppure anche un numero intermedio a seconda dei desideri di ciascuno.

Si potranno impiegare anche lampadine da 12 o da 24 volt, per alimentarle a bassa tensione, oppure si potranno utilizzare tubi fluorescenti del tipo di illuminazione casalinga con l'unica clausola di impiegare solo ed esclusivamente tubi ad accensione rapida (vedi fig. 7), cioè provvisti di



reattori, per poter ottenere l'accensione istantanea dei segmenti quando si imposta una nuova cifra.

Logicamente non potremo più pensare di collegare questi segmenti costituiti da lampadine o da tubi al neon direttamente sulle uscite della decodifica in quanto non solo questa non è in grado di sopportare una tensione superiore ai 5 volt, ma anche perché ogni uscita non è in grado di erogare più di 15-20 milliampere mentre sappiamo che realizzando ognuno di questi segmenti con 10 lampade da 220 volt-50 watt sarebbe necessario che ogni uscita di tale decodifica erogasse circa 3 ampere.

Non potendo quindi sfruttare direttamente le uscite della decodifica per accendere i vari segmenti, utilizzeremo la tensione di circa 5 volt presente su tali uscite quando si trovano nello stato logico « 1 » per pilotare la base di un transistor il quale, a sua volta, agirà sul « gate » di

un diodo TRIAC da 400 volt 5-6 ampere comandando l'innesco al momento opportuno.

Così facendo, cioè utilizzando un TRIAC comandato da un transistor come interruttore di rete, noi potremo alimentare un numero molto rilevante di lampadine, fino ad una potenza massima totale di 1 Kilowatt per segmento, sia per tensioni di 220 volt che per i 24 e i 12 volt.

Poiché le uscite della decodifica, così come i segmenti del display, sono sette, per ottenere un display completo si dovranno utilizzare sette TRIAC completi di 7 transistor di pilotaggio collegati nel modo che ora descriveremo.

SCHEMA ELETTRICO

Come potrete osservare dalla fig. 8, il circuito elettrico per comandare un display gigante si compone essenzialmente di un commutatore binario, di una decodifica, di sette transistor e di altrettanti diodi TRIAC.

La decodifica necessaria per questa realizzazione è una SN7448 ed i suoi quattro ingressi A-B-C-D (piedini 7-1-2-6 rispettivamente) dovranno risultare collegati a massa tramite resistenze da 820 ohm indispensabili per mantenere a « 0 » (cioè a potenziale nullo) gli ingressi stessi quando questi non sono collegati (tramite i contatti del commutatore binario) all'alimentazione positiva.

Se poi, anziché realizzare un numeratore a comando manuale, fosse nostra intenzione realizzare

Fig. 6 Applicando su un pannello in legno tante lampadine e collegandone un capo alla rete dei 220 volt e l'altro capo in comune in modo da formare i sette segmenti A-B-C-D-E-F-G come vedesi nel disegno di sinistra in basso, noi avremo già ottenuto un display gigante.

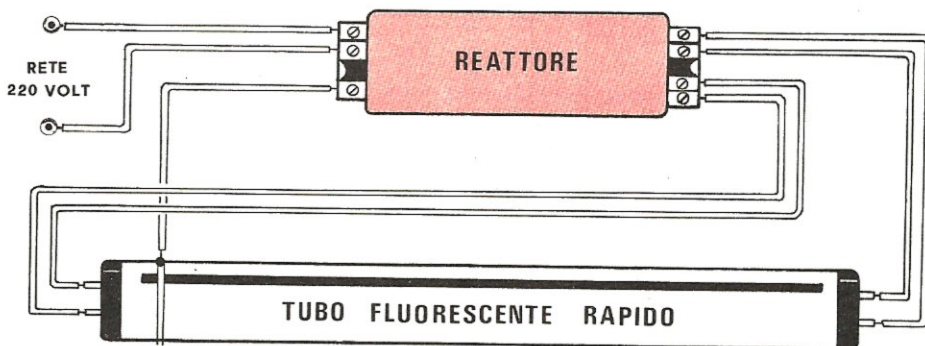


Fig. 7 Anziché utilizzare delle lampade a filamento è possibile realizzare un display con lampade fluorescenti purché si impieghino per tale funzione « lampade ad accensione rapida ». Nel disegno lo schema di collegamento per tali lampade. Nota: il filo attorcigliato sul vetro (vedi a sinistra) serve per agevolare l'innesco della lampada.

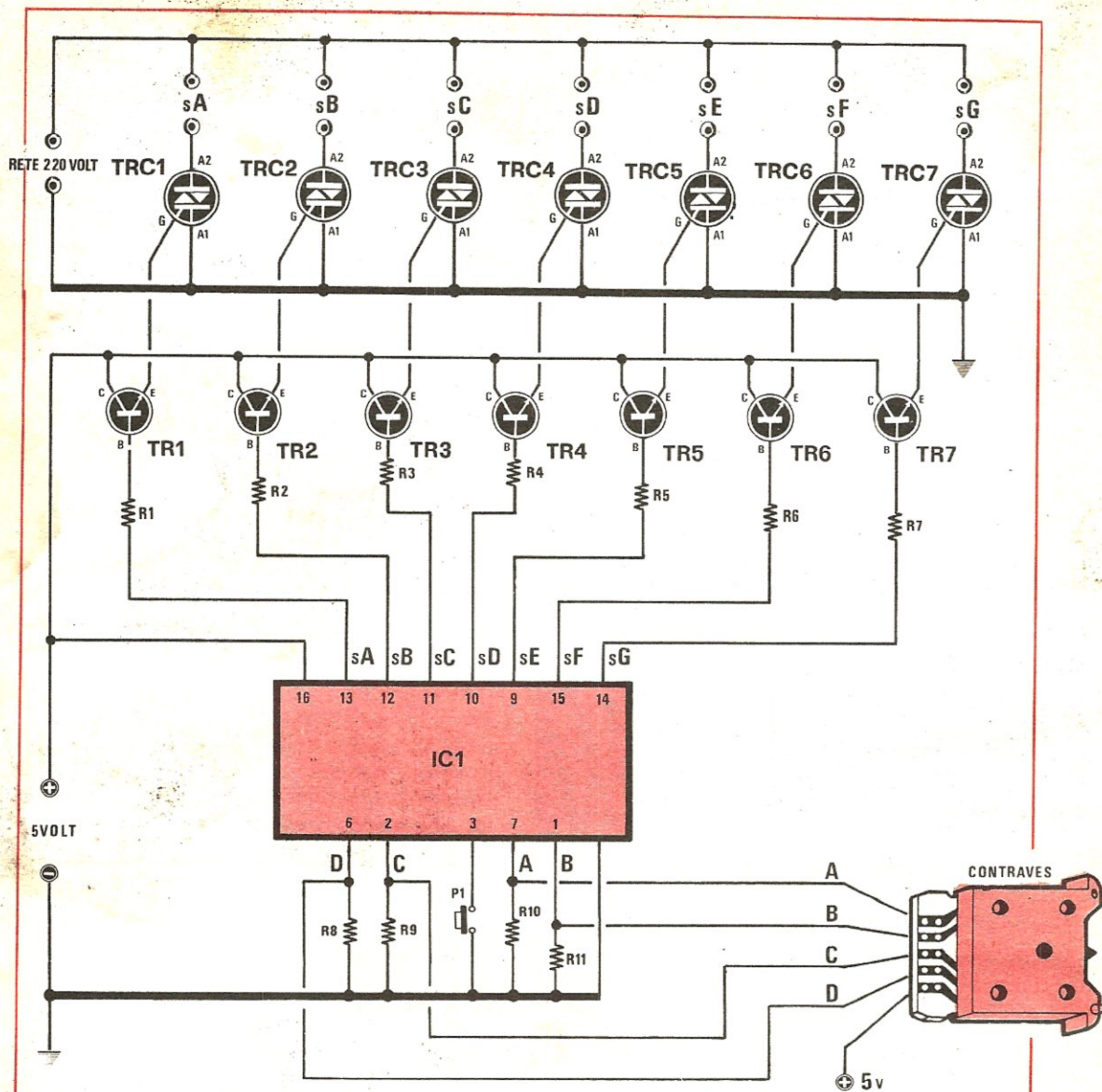


Fig. 8 Schema elettrico.

R1 = 4.700 ohm
 R2 = 4.700 ohm
 R3 = 4.700 ohm
 R4 = 4.700 ohm
 R5 = 4.700 ohm
 R6 = 4.700 ohm
 R7 = 4.700 ohm
 R8 = 820 ohm
 R9 = 820 ohm
 R10 = 820 ohm
 R11 = 820 ohm

IC1 = integrato SN7448
 TR1 = transistor NPN tipo BC 140
 TR2 = transistor NPN tipo BC 140

TR3 = transistor NPN tipo BC 140
 TR4 = transistor NPN tipo BC 140
 TR5 = transistor NPN tipo BC 140
 TR6 = transistor NPN tipo BC 140
 TR7 = transistor NPN tipo BC 140
 TRC1 = TRIAC 400 Volt 6 Ampere
 TRC2 = TRIAC 400 Volt 6 Ampere
 TRC3 = TRIAC 400 Volt 6 Ampere
 TRC4 = TRIAC 400 Volt 6 Ampere
 TRC5 = TRIAC 400 Volt 6 Ampere
 TRC6 = TRIAC 400 Volt 6 Ampere
 TRC7 = TRIAC 400 Volt 6 Ampere
 CONTRAVES = commutatore binario

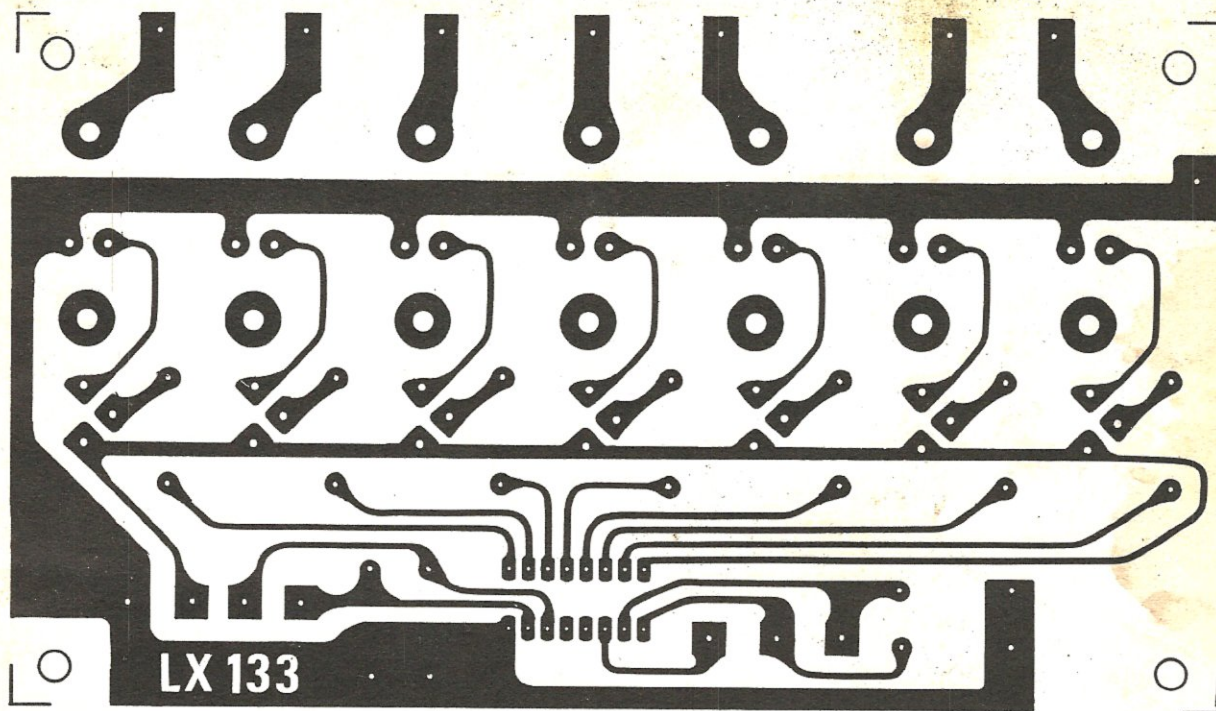


Fig. 9 Circuito stampato a grandezza naturale, utile a ricevere i diodi triac e i transistor di eccitazione più la decodifica.

un orologio o un contasecondi, basterà collegare le entrate A-B-C-D della decodifica alle uscite A-B-C-D di un divisore per 6 o per 10 escludendo, solo in questo caso, le quattro resistenze R1, R2, R3 ed R4 appena menzionate. Figg. 11-12.

L'integrato SN7448, come abbiamo detto, in base alla combinazione di «0» e di «1» logici presente sui suoi quattro ingressi, farà comparire un «1» logico, cioè una tensione positiva superiore ai 2 volt, su quelle delle sue sette uscite (una per ogni segmento del display) che dovranno risultare alimentate per formare il numero richiesto.

Questa tensione positiva, tramite una resistenza da 4.700 ohm, verrà da noi impiegata per polarizzare la base di un transistor tipo BC140 o similare e questo, portandosi in conduzione, ecciterà il gate del TRIAC ad esso collegato sul quale sono inserite le lampadine che formano un segmento del nostro display gigante: eccitandosi il TRIAC tutte queste lampadine si accenderanno automaticamente.

Il pulsante P1 che troviamo inserito fra la mas-

sa ed il piedino n. 3 dell'integrato serve per eccitare contemporaneamente tutti e sette i transistor quindi per accendere contemporaneamente tutte le lampadine: questo comando risulta quindi utile per controllare l'efficienza dei vari segmenti in quanto premendolo noi dovremmo vedersi accendere tutte le lampadine del quadro indipendentemente dalla cifra impostata sul commutatore.

Se una fila di lampade, (cioè un segmento) presentasse una luminosità inferiore rispetto agli altri 6 oppure lampeggiasse, significa che il transistor BC140 che pilota questo segmento ha un «beta» (guadagno) inferiore agli altri, quindi occorrerà sostituirlo.

A questo proposito ricordiamo che se il transistor è efficiente, analizzando con un oscilloscopio la forma d'onda presente sul suo emettitore (quando il transistor conduce) dovremo trovare un'onda quadra a frequenza di rete con ampiezza 2 volt picco-picco.

Se tale ampiezza risulta inferiore, non solo il segmento interessato sarà meno luminoso ma si avrà anche un surriscaldamento del TRIAC ad esso collegato.

Quando invece il TRIAC è polarizzato correttamente, oltre ad ottenere la massima luminosità del segmento, esso rimane tiepido anche con forte carico ed è questo il motivo per cui sul nostro

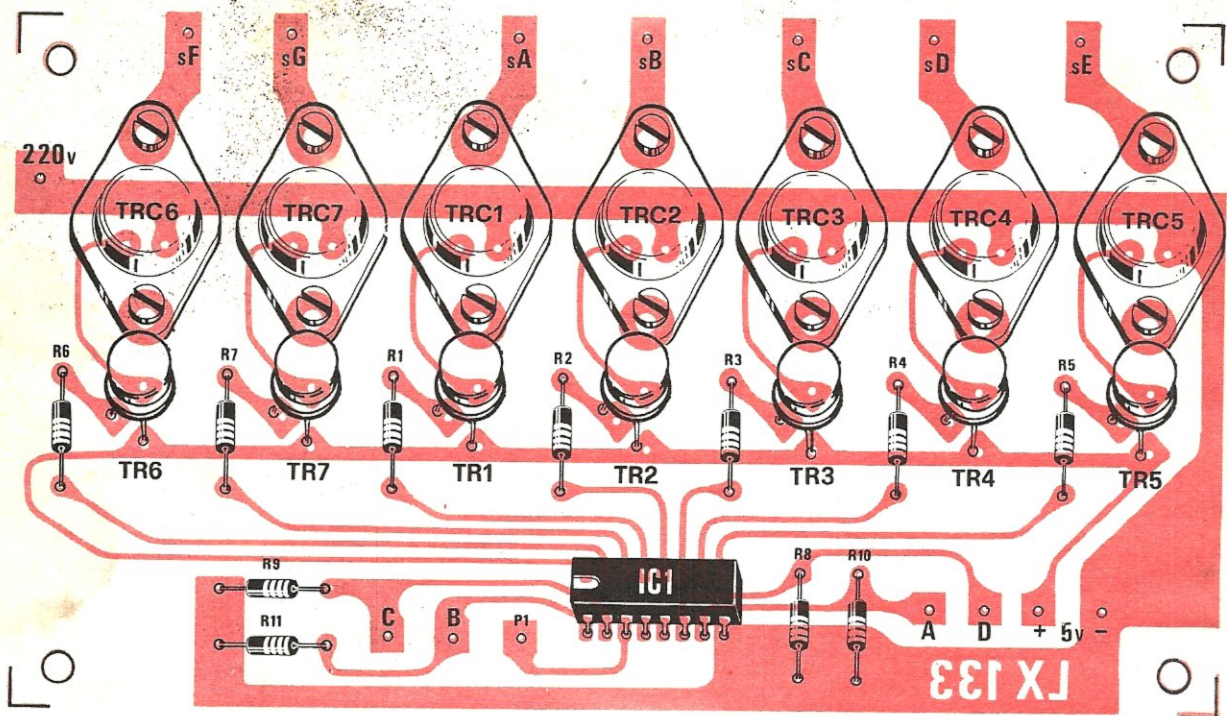


Fig. 10 Schema pratico di montaggio del circuito pilota per display gigante. In alto le lettere sF.-sG.-sA. ecc. servono a individuare il segmento alimentato da ogni triac (vedi fig. 1 e 6). Le entrate poste in basso, contrassegnate con le lettere C-B-A-D, andranno invece a collegarsi ai terminali del commutatore binario.

circuito stampato non è stata prevista nemmeno un'aletta di raffreddamento.

Le resistenze da 4.700 ohm in serie alle basi dei transistori debbono avere questo valore solo nel caso in cui si impieghino transistori tipo BC140 o transistori con guadagno all'incirca uguale ad essi: utilizzando invece transistori con guadagno maggiore, il valore ohmico di queste resistenze potrà essere aumentato anche fino a 8.200 ohm oppure ridotto anche fino a 2.200 ohm nel caso in cui si impieghino transistori con guadagno minore: (infatti il BC140 è stato scelto a caso e nulla ci vieta di impiegare ad esempio transistori tipo BD138 od altri PNP al silicio di media potenza).

Tutto il circuito (esclusi naturalmente i TRIAC che andranno scelti per una tensione di lavoro di 400 volt anche se li utilizzeremo con lampade da 12-24 volt) dovrà essere alimentato con una

tensione positiva, possibilmente stabilizzata, di 5,1 volt.

L'assorbimento totale si aggira sui 0,4-0,5 amper, a seconda del guadagno dei transistori impiegati: volendo quindi realizzare un tabellone con una sola cifra sarà necessario impiegare un alimentatore in grado di erogare almeno 0,5 amper, con 2 cifre l'alimentatore dovrà poter fornire almeno 1 amper, con 4 cifre almeno 2 amper e così via.

Non potendo prevedere di quanti numeri sarà composto il vostro tabellone luminoso, non vi possiamo proporre lo schema di tale alimentatore e non abbiamo neppure previsto sullo stampato che vi forniremo uno spazio sufficiente ad accoglierlo.

Importantissimo: anche se potrebbe risultare inutile è bene ricordarvi, a scanso di equivoci, che tutto il circuito, compreso l'involucro metal-

Fig. 11 Volendo realizzare un contasecondi, o orologio digitale, con display giganti, anziché collegare le quattro entrate A-B-C-D della decodifica al commutatore binario, dovremo invece collegarle ad un divisore X10 tipo SN7490 come vedesi in questo schema. Per l'azzeramento è necessario inviare una tensione positiva di 5 volt al terminale « reset ».

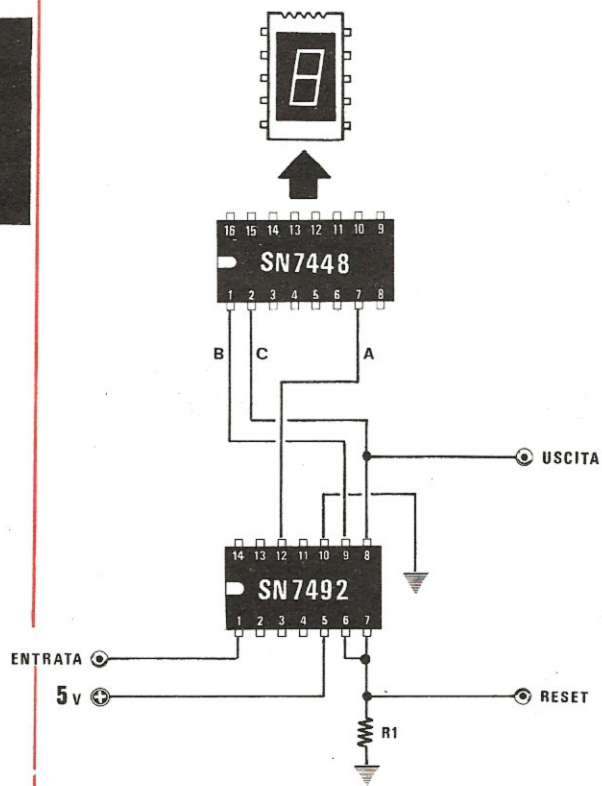
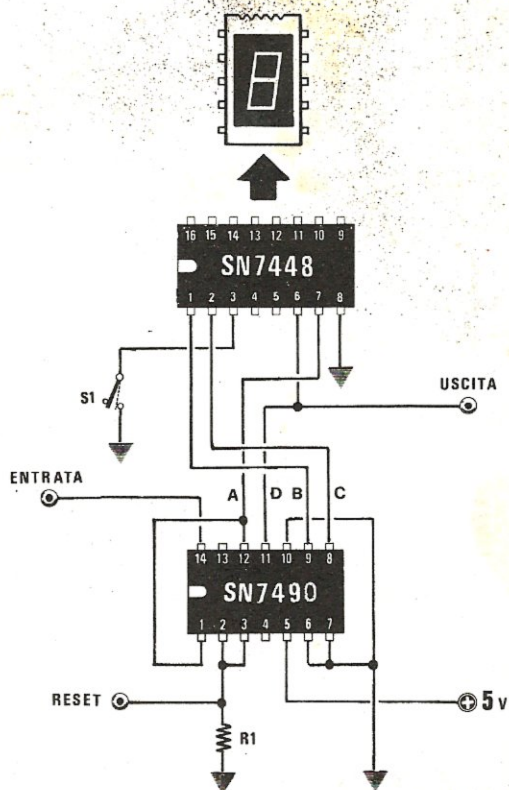


Fig. 12 Nello schema di fig. 11 vi abbiamo presentato un divisore X10; se vi serve invece un divisore X6, utile per contasecondi o orologio, dovrete realizzare lo schema qui a lato che utilizza, in sostituzione dell'integrato SN7490, un SN7492. Come si noterà questo divisore non dispone dell'uscita D, in quanto non necessaria per una divisione X 6.

lico dei transistors e dei TRIAC e i fili che dal commutatore binario vanno all'integrato decodificatore, anche se alimentati separatamente da una tensione di 5 volt continui, sono altresì percorsi dalla tensione di rete cioè da 220 volt.

Per questo motivo non solo non è consigliabile toccare con mano parti del circuito stampato o fili di alimentazione, ma nel fissare il montaggio sulla scatola che servirà da contenitore si dovrà isolare accuratamente il circuito stampato dalla scatola stessa per evitare di ricevere una « scarica elettrica » non sempre tollerabile. L'ideale sarebbe, per tenersi ancor più sul sicuro, effettuare anche una « presa di terra » per la scatola metallica del contenitore.

REALIZZAZIONE PRATICA

Tutti i componenti del circuito, fatta eccezione per il commutatore binario, troveranno posto su un unico circuito stampato, contraddistinto dalla sigla LX133 e visibile a grandezza naturale in fig. 9. tale circuito, è bene precisarlo, serve per comandare un unico display per cui, se vorrete realizzare un tabellone ad esempio, con 4 cifre, dovrete richiederci quattro di questi stampati.

Nel montaggio non esistono punti critici per cui sarà difficile commettere errori sia nell'inserire i diodi TRIAC (perché disponendoli al contrario non riuscirete a far combaciare i fori), sia nel collegare i terminali E-B-C dei transistors (essendo ben visibile sullo stampato la posizione che deve assumere la tacca di riferimento presente sul loro involucro), sia nel montare la decodifica (anch'essa dotata di tacca di riferimento).

A proposito di quest'ultima, anche se si potrà saldarla direttamente sullo stampato, consigliamo di inserirla su uno zoccolo in modo tale che se per un caso malaugurato dovesse bruciarsi possiamo agevolmente sostituirla.

Una certa attenzione la richiederanno poi i collegamenti tra le quattro uscite del commutatore binario e gli ingressi A-B-C-D della decodifica: invertendo infatti anche uno solo di questi collegamenti otterremmo delle combinazioni stransissime non certo corrispondenti ai numeri che dovrebbero apparire.

La tabellina della verità precedentemente riportata per farvi comprendere su quali degli ingressi A-B-C-D della decodifica deve essere presente una tensione positiva di circa 5 volt (condizione logica « 1 ») per ottenere l'accensione dei segmenti che formano una determinata cifra vi potrà risultare di valido aiuto nel caso in cui vi trovaste imbarazzati con tali collegamenti.

Combinazioni strane si otterranno poi anche

se non collegheremo ciascun segmento al diodo TRIAC che gli compete: a questo proposito troverete riportato sullo stampato SA-SB-SC-SD-SE-SF-SG per indicare rispettivamente « segmento A », « segmento B », « segmento C » e così via mentre dalla fig. 1 potrete agevolmente capire qual è il segmento A, quale quello B ecc. ecc.

Se i segmenti da voi realizzati impiegano lampade ad alto wattaggio (40-50 watt cadauna) ricordatevi di impiegare fili di collegamento di sezione adeguata alla corrente assorbita (watt: volt = amper); se invece utilizzerete tubi al neon, anche quelli di dimensioni maggiori assorbono al massimo 40-50 watt per segmento per cui non sarà più necessario utilizzare fili di spessore molto grosso per i collegamenti.

Terminato il montaggio del display e del relativo circuito pilota potremo passare al collaudo del progetto fornendo l'alimentazione di + 5 volt al circuito stampato e collegando alla tensione di rete i vari segmenti; pigieremo poi il pulsante P1 per controllare che tutti i segmenti funzionino correttamente, quindi passeremo a controllare una per una l'accensione delle varie cifre ruotando il commutatore binario.

Se, come abbiamo detto, anziché vedersi accendere i vari numeri impostati, vedremo accendersi segmenti a casaccio, dovremo andarci a riguardare i collegamenti fra il commutatore binario e la decodifica o fra i TRIAC e i segmenti del display.

Per migliorare l'estetica del vostro display vi consigliamo di costruire una cassetta in legno o in metallo di dimensioni sufficienti ad accogliere al suo interno il tabellone e di applicarle frontalmente un pezzo di plexiglass colorato oppure un vetro verniciato a spruzzo o smerigliato in modo che non si possano vedere i segmenti che di volta in volta rimangono spenti ma solo quelli accesi come in un vero e proprio display ottico.

A voi comunque la possibilità di sbizzarrirvi nella scelta della forma, delle dimensioni e dei colori, nonché delle applicazioni di questo semplicissimo ma ugualmente straordinario progetto.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX133 in fibra di vetro	L. 3.100
Tutto il materiale necessario alla realizzazione, cioè circuito stampato, integrato SN7448 completo di zoccolo, transistors, resistenze, triac, commutatore binario	L. 25.000
Spese postali	L. 1.500

**PROGETTI APPARSI IL CUI
MATERIALE È DISPONIBILE**

	Scatola montaggio completa	Il solo circuitto stampato			Scatola montaggio completa	Il solo circuitto stampato
	Lire	Lire			Lire	Lire
EL 19	16.500	1.800	LX 2	luci psico-rotative	—	2.000
EL 4	7.200	600	LX 8	Rivista n. 27 regolatore di tempera	8.900	1.000
	—	650	LX 1	totocalcio digi	6.900	600
EL 40	—	900	LX 18	distorsore pr	5.500	900
EL 33	13.300	800	LX 9	oscillatore a 2	5.350	800
	—	900	LX 24	oscillatore a q	24.000	1.500
EL 45	15.200	800	TX 15M	modulatore per	13.500	1.500
EL 47	17.700	500	LX 1000	FREQUENZIM	140.000	—
EL 44	—	800	LX 1001	tafoia Frequenz	49.500	6.000
EL 52	16.500	1.000	LX 1001	premontato s	40.000	—
EL 60	7.700	800	LX 1001	premontato s	24.000	—
EL 50	4.400	650	LX 1002	tafoia di BF	11.000	1.200
EL 52	—	800	LX 1003	tafoia di alimentazione	15.500	1.600
EL 53	—	800	LX 41	Rivista n. 28 millivoltmetro con Fet-Duale	17.000	1.500
EL 55	—	700	LX 7	Microtrasmettitore in FM con fet	5.000	500
TX 5	16.500	1.000	LX 6	dado digitale	7.000	600
EL 62	4.400	800	LX 30A	misuratore di SWR	3.200	800
EL 66	—	800	LX 30B	misuratore di SWR	3.500	1.200
EL 68	—	800	LX 11	sonda per digitali	3.500	400
EL 63	—	1.000	LX 35	contasecondi con transistor unigiunzione	5.400	700
TAA611	3.900	800	LX 17	Rivista n. 29 lotto digitale	17.000	1.500
EL 75	6.350	800	LX 80	simulatore digitale	8.000	500
EL 74	8.250	800	LX 60 e	LX 61 contatempo digitale	28.000	3.200
TX 6	13.500	1.000	RTX-1	Ricetrasmittitore completo di quarzi	18.000	1.500
EL 76	12.400	800	LX 85	reostato elettronico	9.000	1.000
EL 90	3.500	600	LX 99	Rivista n. 30 amplificatore con TBA 800	6.000	800
EL 88	—	1.000	LX 38	preamplificatore professionale	13.400	1.700
EL 78	9.200	900	LX 70	provariflessi digitale	14.000	1.200
EL 24	35.000	1.800	LX 90	temporizzatore con TRIAC	7.500	700
EL 25	11.400	1.000	LX 45	alimentatore 8 Amper 9-20 Volt (escluso contenitore)	19.000	1.200
EL 70	6.600	700	LX 88	interruttore crepuscolare	5.800	600
EL 73	8.800	500	LX 72	Rivista n. 31 visualizzatore numerico	16.200	2.800
EL 86	—	1.000	AL-LX72	alimentatore per LX-72	6.200	600
EL 77	6.000	500	LX 26	alimentatore con L 123	14.900	1.300
EL 69	6.200	500	LX 55	semplice ricevitore per onde medie	7.000	700
EL 123	19.600	800	RX 414	SIMPLEX ricevitore per la CB	10.000	800
TX 7	11.400	900	LX 73	semplice prova TRIAC - SCR	6.200	800
EL 65	12.000	1.800	LX 47	alimentatore per TX e RX	16.000	1.500
EL 91	7.600	800	LX 71	Varilight con diodo TRIAC	4.000	500
EL 95	—	1.000	LX 69	lampeggiatore di emergenza	6.700	1.000
EL 92	6.600	800	LX 36	termometro a lettura diretta	3.500	700
EL 105	—	1.000	LX 76	generatore variabile per UA-UA tremolo e vibrato	—	1.000
EL 100	3.800	500	LX 68	Rivista n. 32 misuratore di distorsione	13.000	2.300
EL 101	11.400	1.000	LX 86 B	alimentatore per misuratore di distorsione	4.400	600
EL 79	7.600	700	LX 65	Flip-Flop	9.000	1.500
EL 26	9.500	1.000	LX 64	antifurto per auto con integrati	13.000	1.500
EL 97	—	500	LX 53	indicatore di polarità CC e AC	5.000	700
EL 98	13.300	1.000	LX 79	carica batteria super-automatico	14.800	1.800
EL 93	11.500	1.000	LX 79	caricabatteria superautomatico con trasformatore	22.800	—
EL 98	11.500	1.000	LX 49	Rivista n. 33 trasmettitore per i 145 MHz	21.000	1.500
EL 93	13.300	1.000	TX-FM2	lineare di potenza per 145 MHz	14.900	700
EL 98	11.500	1.000	LX 49	alimentatore duale con tracking a circuiti integrati	20.000	3.500
EL 93	13.300	1.000	LX 49	alimentatore duale con tracking a circuiti integrati, completo di trasformatore	28.000	—
EL 98	11.500	1.000	LX 63	sensibilizzatore per i 27 MHz	3.000	400
EL 93	13.300	1.000	LX 52	esposimetro per fotografia	9.500	700
EL 98	11.500	1.000	LX 50	Rivista n. 34 preamplificatore stereo DELUXE	27.000	5.000
EL 93	13.300	1.000	LX 51	controllo toni per LX 50	8.000	2.500
EL 741	6.850	800	LX 44	doppio strumentino	4.500	—
EL 740	9.000	1.000	LX 44	timer fotografico con NE 555	13.000	650
EL 107	4.900	800	LX 48	contenitore per LX 44	4.500	—
EL 115	—	2.500	LX 48	alimentatore Duale 15+15 Volt	7.000	600
RX 27	20.000	1.500	LX 93	trasformatore per LX 48	2.800	—
EL 104	3.100	700	LX 93	A - B orologio a display	45.000	2.200
EL 89	—	800	LX 83	zoccolo a 28 piedini	1.900	—
LX15A+B	26.600	1.300	LX 83	contenitore per orologio	4.500	—
LX 16	8.700	800	LX 83	amplificatore con TBA810S	3.800	500
LX10A+B	24.200	1.500	LX 96	Rivista n. 35-36 CALCOLATRICE in scatola di montaggio	59.000	—
EL 99	6.200	800	LX 114	CALCOLATRICE montata	69.000	—
LX 39	—	2.000	LX 58	alimentatore con darlington 10-15 Volt	12.500	650
EL 109	7.700	700	LX 112	Amplificatore HI-FI da 40 Watt	9.800	1.000
EL 111	—	800	LX 112	Indicatore di livello logico	6.500	600
EL 112	—	850	LX 20	preamplificatore compressore per TX	10.000	900
LX 27	3.600	500	LX 115	Mobiletto	4.500	—
EL 120	5.800	500	LX 115	provatutto	6.300	400
EL 120	—	300	LX 120	alimentatore con ritardo	8.500	900
LX 5	20.900	1.800	LX 92	trasformatore da 120 Watt	7.800	—
LX 3	—	800	LX 120	Riverbero	8.500	1.000
LX 12	—	1.000	LX 92	Alimentatore per riverbero	5.500	200
LX 22	15.000	1.000	LX 118	VOLTOHMETRO DIGITALE	100.000	8.400
TX 15	15.000	2.000	LX 123	Rivista n. 37 Amplificatore HI-FI da 15 Watt	8.600	1.500
DIGIT 1	—	500	LX 94	Oscillatore Termo-Stabilizzato a Quarzo	22.000	1.300
DIGIT 2	—	600	LX 121	Preamplificatore a guadagno variabile	4.000	700
DIGIT 3	—	900	LX 124A	Un automatico per le luci di posizione	6.700	600
DIGIT 4	—	1.200	RX12AF	Termometro a diodi	3.300	500
LX 19	3.500	500	RX12MF	Ricevitore BI-GAMMA 27-144 Mhz per radioamatori	18.800	1.500
				Ricevitore BI-GAMMA 27-144 MHz per radioamatori	22.500	2.000



con il **3°** volume
potrete ora
completare la
vostra raccolta
fino al n. 18

A quei pochi lettori che non sono al corrente della pubblicazione di queste raccolte, diciamo che:

- Questi volumi risolvono il problema di chi sfortunatamente non possiede o ha rovinato qualche numero arretrato della rivista e non riesce a reperirlo neppure offrendo il doppio.
- Se desideri possedere una raccolta completa di validi schemi, tutti interessanti e corredati di chiarissimi « sottoschemi » relativi ai particolari più interessanti del progetto.
- Se già disponi del primo volume e del secondo volume e per completare l'intera e aggiornata collezione ti mancano i numeri dal 1 al 18. L'unica soluzione a tale problema è richiederli.
- Per essere aggiornato e per possedere lo schema giusto al momento giusto TI OFFRIAMO in edizione straordinaria, tre volumi, il PRIMO che raccoglie i numeri dall'1 al 6, il SECONDO dal 7° al 12° ed il TERZO dal 13° al 18° numero, tutti completamente riveduti e corretti, rilegati in tre LUSSUOSI volumi cartonati, con copertina quadricromatica plastificata ai seguenti prezzi compresi di I.V.A. e spese di spedizione.

— 1° VOLUME L. 5.000
— 2° VOLUME L. 5.000
— 3° VOLUME L. 5.000

A tutti i lettori che volessero entrare in possesso di tali volumi, consigliamo di inviarci il relativo importo, tramite vaglia postale o assegno bancario indirizzando il tutto alla:

Rivista **NUOVA ELETTRONICA** - Via Cracovia, 19 - BOLOGNA